

สายอากาศแบบปรับโครงสร้างเพื่อการประยุกต์ใช้งานย่านการสื่อสารไร้สาย

STRUCTURE-ADJUSTED ANTENNA FOR WIRELESS COMMUNICATION
APPLICATIONS



วัชรพล นาคทอง

ดุษฎีนิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2564
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

สายอากาศแบบปรับโครงสร้างเพื่อการประยุกต์ใช้งานย่านการสื่อสารไร้สาย



วัชรพล นาคทอง

ดุษฎีนิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2564

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์

สายอากาศแบบปรับโครงสร้างเพื่อการประยุกต์ใช้งานย่านการสื่อสารไร้สาย
Structure-adjusted Antenna for Wireless Communication Applications

ชื่อ - นามสกุล

นายวัชรพล นาคทอง

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนาจ เรืองวารี, Dr.-Ing.

ปีการศึกษา

2564

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(ศาสตราจารย์ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน, Ph.D.)

กรรมการ

(รองศาสตราจารย์บุญยงค์ ปลั่งกลาง, Dr.-Ing.)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์นรเสฎฐ์ วิชัยพาณิชย์, วศ.ด.)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ณัฐภัทร พันธุ์คง, Ph.D.)

กรรมการ

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนาจ เรืองวารี, Dr.-Ing.)

คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี อนุมัติวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีบัณฑิต

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ตีวกร อ่างทอง, Ph.D.)

วันที่ 16 เดือน กันยายน พ.ศ. 2564

หัวข้อขุขุณินพนธ์	สายอากาศแบบปรับโครงสร้างเพื่อการประกยุคตู่ใช้งานย่านการสื่อสารไร้สาย
ชื้อ - นามสกุล	นายวัชรพล นาคทอง
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ประกึษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์อำนวย เรืองวารี, Dr.-Ing.
ปีการศึกษา	2564

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอเทคนิคการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศโมโนโพล แบบระนาบร่วมและสายอากาศไมโครสตริปรูปเรขาคณิตพื้นฐานทั่วไปด้วยการปรับโครงสร้างแบบไม่ซับซ้อน เพื่อรองรับการใช้งานครอบคลุมย่านความถี่มาตรฐาน IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 – 2.48 GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz), 5.80 GHz (5.70 – 5.90 GHz) WiMAX IEEE 802.16e 3.5 GHz (3.49 – 3.69 GHz) และ UWB IEEE 802.15.3a (3.10 – 10.60 GHz) รวมถึงการลดปัญหาอัตราขยายที่มีค่าต่ำกว่ามาตรฐานและปัญหาการมีแบบรูปการแผ่พลังงานเพียงรูปแบบเดียวของสายอากาศหนึ่งตัวเพราะบางกรณีเมื่อมีการเปลี่ยนตำแหน่งติดตั้งสายอากาศทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานแบบเดิมตอบสนองการใช้งานไม่เต็มประสิทธิภาพ ดังนั้นจึงต้องเปลี่ยนสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานให้เหมาะสมกับสภาพแวดล้อมที่ต้องการประกยุคตู่ใช้งาน

จากที่กล่าวมานั้น ผู้วิจัยได้ทำการศึกษา วิเคราะห์และออกแบบการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบใหม่เพื่อปรับแก้ปัญหาล้างต้น แยกออกเป็น 3 กรณี กรณีแรกคือ การพัฒนาและออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมที่มีการเลือกโครงสร้างตัวแผ่พลังงานที่ไม่ซับซ้อนตามรูปเรขาคณิตแบบพื้นฐาน 3 รูปแบบคือ สี่เหลี่ยม วงกลมและสามเหลี่ยม มาทำการปรับด้วยเทคนิคการเซาะร่องบริเวณสายนำสัญญาณและระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน เพื่อยกระดับสายอากาศให้ทำงานครอบคลุมระบบสื่อสารไร้สาย WLAN/WiMAX และ UWB ขั้นตอนถัดไปทำการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อนที่ตำแหน่งด้านหลังตัวสายอากาศเพื่อช่วยเพิ่มอัตราขยายให้มีค่าดียิ่งขึ้น อีกทั้งการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อน ทำให้เกิดการปรับเปลี่ยนแบบรูปการแผ่พลังงานจากเดิมคือแบบรอบทิศทางไปเป็นแบบเจาะจงทิศทาง กรณีที่สองเป็นการนำสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามาพัฒนาต่อยอด ด้วยการใช้เทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศร บริเวณแผ่นแผ่พลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ผลลัพธ์คือสามารถลดค่าหน่วงเวลาและค่าสัมประสิทธิ์การใส่แทรกของสายอากาศกรณีเมื่อนำสายอากาศมาวางจัดเรียงบนระนาบเดียวกันเพื่อใช้งานรวมกันมากกว่าหนึ่งตัว ส่งผลให้สายอากาศดังกล่าวสามารถรองรับการประกยุคตู่ใช้กับระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต สำหรับกรณีที่สามเป็นการพัฒนาและออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปด้วยการปรับเพิ่มโครงสร้างโดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ด ด้วยการวางแผ่นทองแดงรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสล้อมรอบตัว

สายอากาศในรูปแบบ 3x3 และทำการเพิ่มแผ่นอภิวัดที่มี การเจาะรูรูปตัวโอจัดวางในแนวระนาบ สนามแม่เหล็กเพื่อปรับปรุงค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงาน

จากผลการทดสอบสายอากาศทั้งสามรูปแบบพบว่ารูปแบบแรกคือสายอากาศโมนโพลแบบ ระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีผลตอบสนองการใช้งานในช่วงความถี่ WLAN/WIMAX และ UWB ได้ดี มี แถบความถี่ใช้งานร้อยละ 144.27 (2.14 – 13.22 GHz) มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง และ มีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.19 dBi เมื่อปรับเพิ่มแผ่นสะท้อนที่ด้านหลัง พบว่า สายอากาศมีช่วงความถี่ใช้งาน ร้อยละ 136.74 (2.35 – 12.51 GHz) มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยเพิ่มขึ้นเป็น 7.46 dBi และแบบรูปการแผ่ พลังงานเปลี่ยนจากแบบรอบทิศทางไปเป็นแบบเจาะจงทิศทาง มีค่า HPBW เท่ากับ 22 องศา ตามมาตรฐาน การใช้งานที่กำหนด สำหรับผลการทดสอบสายอากาศแบบที่สองเพื่อรองรับการใช้งานกับระบบหลายอินพุต หลายเอาต์พุตพบว่า การตอบสนองค่าหน่วงเวลาลดลงมีค่าน้อยกว่า ± 2 ns และเมื่อนำสายอากาศมาจัดวาง แบบแถวลำดับด้วยเทคนิคการจัดวางแบบตั้งฉากทำให้สามารถลดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -22 dB ตลอดย่านความถี่ใช้งานที่ 3.1 – 10.60 GHz สุดท้ายเป็นการทดสอบสายอากาศไมโครสตริป รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ปรับเพิ่มโครงสร้างเพื่อประยุกต์ใช้งานด้านการดักเก็บพลังงานที่ย่านความถี่ 2.45 GHz พบว่าอัตราขยายของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 3.38 dBi (กรณียังไม่มีการปรับเพิ่มโครงสร้าง) เป็น 11.97dBi คิดเป็นร้อยละ 71.76 และสามารถเก็บพลังงานได้ดีที่สุดที่ระยะห่าง 1 เมตร เมื่อตัวสายอากาศ ทำมุม 45° กับแหล่งกำเนิดพลังงานกล่าวคือมีค่าแรงดันที่รับได้ 2.82 mV กระแส 0.34 mA และค่าพลังงาน รวมเท่ากับ 0.95 μ W

คำสำคัญ: สายอากาศโมนโพลระนาบร่วม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า แผ่นสะท้อน การเจาะรู



Dissertation Title Structure-adjusted Antenna for Wireless Communication Applications
Name-Surname Mr. Watcharaphon Naktong
Program Electrical Engineering
Dissertation Advisor Assistant Professor Amnoi Ruengwaree, Dr.-Ing.
Academic Year 2021

ABSTRACT

This research proposes the technique for enhancing effectiveness in adjusted antenna structure of primary CPW-fed monopole antenna and microstrip antenna to support the standard of the IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 – 2.48 GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz), 5.80 GHz (5.70 – 5.90 GHz) WiMAX, IEEE 802.16e 3.50 GHz (3.49 – 3.69 GHz), and UWB IEEE 802.15.3a (3.10 – 10.60 GHz). Additionally, the research aims to alleviate the issue of the antenna gain powering less than the standard and the sole radiation pattern of a single antenna. If the antenna installation location is changed, the effect of the original radiation pattern may not function 100% correctly. As a result, a new antenna must be installed with appropriate radiation pattern characteristics for the environment and application.

As previously stated, the author studied and analyzed the design of new antenna structures to solve those problems by classifying into three categories. The first case involved developing and designing a CPW-fed monopole antenna using three basic geometric structures: rectangular, circular, and triangular shapes. The etching techniques on the feed line and both sides of the ground planes were applied to ensure that the antenna could operate in wireless communication systems based on the WLAN/WiMAX and UWB standards. Following that, a reflector was added behind the antenna to increase gain and convert the omnidirectional radiation pattern to a directional pattern. The CPW-fed rectangular monopole antenna was constructed in the second case by etching an arrow-shaped slot into the radiator patch. As a result, it could reduce antennas' group delay and reflection coefficient when using several radiators in the same patch simultaneously. Thus, this approach was applied to produce an array antenna for utilization with multiple input and output systems. The third case involved enhancing and designing a rectangular microstrip antenna structure using mushroom-like electromagnetic bandgap technology by

placing the antenna in a 3x3 matrix with copper patches and adding a Meta-material with an I-shaped slot etched in the magnetic field placement on top. As a result, the antenna gain and radiation pattern were improved.

The experimental results of three different types of antennas indicated that the first type, a CPW-fed rectangular monopole antenna, responded well to the resonance frequency that covered WLAN/WiMAX and UWB at a bandwidth of 144.27 percent (2.14 - 13.22 GHz) based on the omnidirectional pattern with average antenna gain of 3.19 dB. When the antenna was expanded with a reflector on the backside, the bandwidth was 136.74 percent (2.35 - 12.51 GHz), and the antenna gain increased to 7.46 dBi. Additionally, the antenna's radiation pattern was converted from omnidirectional to directional with HPBW at an angle of 22 degrees to meet specified operating standards. The experimental result for the second type of antenna used to support MIMO systems indicated that the group delay decreased to less than 2 ns. An array antenna with perpendicular arrangement technique could achieve less than -22 dB of reflection coefficient over the entire 3.10 – 10.60 GHz bandwidth. Finally, the experimental result for the rectangular microstrip antenna with the adjusted structure for energy harvesting at the frequency of 2.45 GHz indicated that the antenna gain was increased from 3.38 dBi (unadjusted structure) to 11.97 dBi accounted for 71.76 percent. The antenna could harvest energy with the best performance at a distance of 1 meter and a 45-degree angle to the transmitter covering the voltage value of 2.82 mV, the current value of 0.34 mA, and the energy value of 0.95 μ W.

Keywords: CPW-fed monopole antenna, rectangular shape, reflector, slot etching.

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำโครงการขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อำนาจ เรืองวารี ที่ได้ให้คำแนะนำ รวมถึงเทคนิคต่าง ๆ ในการสร้างสายอากาศและการใช้โปรแกรมการออกแบบสายอากาศรวมถึงการ แก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นนอกจากนี้ขอขอบคุณคณาจารย์และบุคคลท่านอื่นที่ไม่ได้เอ่ยนามถึง ณ ที่นี้ ที่มีส่วนช่วยเหลือชี้แนะและให้คำปรึกษา สำหรับการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้ อันก่อให้เกิดผลประโยชน์ต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ผู้จัดทำ จัดทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี อันเนื่องมาจากวิชาความรู้ต่าง ๆ ที่ผู้จัดทำได้ทำการศึกษาและจากการทบทวนวรรณกรรมต่าง ๆ ความรู้จากคณาจารย์ ผู้จัดทำขอแสดงความดีและเกียรติคุณเหล่านี้ให้แก่คณาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ปทุมธานี ที่ได้ให้การสนับสนุนช่วยเหลือให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

วัชรพล นาคทอง



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	(4)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	(6)
กิตติกรรมประกาศ	(8)
สารบัญ	(9)
สารบัญตาราง	(11)
สารบัญรูป	(13)
สัญลักษณ์และอักษรย่อ	(18)
บทที่ 1 บทนำ	19
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	19
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	20
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	20
1.4 ขั้นตอนการวิจัย	21
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	21
บทที่ 2 ทฤษฎี	22
2.1 ทบทวนวรรณกรรม	22
2.2 คุณลักษณะของสายอากาศ	26
2.3 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า	32
2.4 สายไมโครสตริป	34
2.5 มาตรฐาน WLAN/WiMAX และ UWB	44
2.6 เทคโนโลยี MIMO	52
2.7 อภิวัด	54
2.8 วงจรจัดเรียงกระแส	56
บทที่ 3 การออกแบบและการจำลองแบบ	59
3.1 บทนำ	59
3.2 การออกแบบร่วมกับการปรับจูนด้วยตัวแม่พลังงานการเซาะร่องและแผ่นสะท้อน	59
3.3 การออกแบบร่วมกับการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป	91
บทที่ 4 การทดสอบสายอากาศ	104
4.1 บทนำ	104
4.2 การทดสอบสายอากาศ	104
4.3 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานในระบบ MIMO	124
4.4 สายอากาศไมโครสตริป	130

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลและข้อเสนอแนะ	134
5.1 สรุปผลงานวิจัย	134
บรรณานุกรม	136
ภาคผนวก	143
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยตีพิมพ์.....	144
ประวัติผู้เขียน	234



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1	คุณสมบัติของซิปสเตอร์ต แบบต่าง ๆ35
ตารางที่ 2.2	การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่าง ๆ46
ตารางที่ 2.3	ข้อจำกัดในการแพร่กระจายแถบกำลังงานโดย FCC50
ตารางที่ 2.4	ข้อจำกัดในการแพร่กระจายแถบกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานใน การสื่อสารทั้ง ภายในและภายนอกอาคาร52
ตารางที่ 3.1	ค่าขนาดตัวแปรต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบ61
ตารางที่ 3.2	พารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบ64
ตารางที่ 3.3	พารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบ ที่มีการเซาะ ระนาบกราวด์70
ตารางที่ 3.4	ผลการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วม การเซาะผิวทองแดงสายนำสัญญาณ74
ตารางที่ 3.5	การเปรียบเทียบการปรับระยะ Z_L ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมกับ ใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน76
ตารางที่ 3.6	ผลการเปรียบเทียบสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่มีและไม่มีการปรับเพิ่ม แผ่นสะท้อน78
ตารางที่ 3.7	ค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็ก ไฟฟ้า (EBG) และอิมพีแดนซ์ปรับระยะห่าง 101
ตารางที่ 3.8	ค่าขนาดตัวแปรต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบ 102
ตารางที่ 4.1	การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง 105
ตารางที่ 4.2	การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง 107
ตารางที่ 4.3	การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง 109
ตารางที่ 4.4	แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า 110
ตารางที่ 4.5	แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก 111
ตารางที่ 4.6	การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง 113
ตารางที่ 4.7	การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง 115
ตารางที่ 4.8	การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง 116
ตารางที่ 4.9	แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า 118
ตารางที่ 4.10	แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก 119
ตารางที่ 4.11	การวัดกำลังงานของสัญญาณมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n 122
ตารางที่ 4.12	การเปรียบเทียบงานวิจัยกับสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม ผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน 123
ตารางที่ 4.13	การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง 125

สารบัญตาราง (ต่อ)

	หน้า
ตารางที่ 4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก	128
ตารางที่ 4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก	129
ตารางที่ 4.16 การเปรียบเทียบงานวิจัยกับสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า..	130
ตารางที่ 4.17 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง	131
ตารางที่ 4.18 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก	132
ตารางที่ 4.19 การเปรียบเทียบคุณสมบัติจากการเก็บพลังงานของผลการวัดจริง	133
ตารางที่ 4.20 การเปรียบเทียบงานวิจัยกับสายอากาศไมโครสตริป EBG ต่อร่วมกับแผ่น PRS	133



สารบัญรูป

		หน้า
รูปที่ 2.1	แบบรูปการแผ่พลังงาน.....	32
รูปที่ 2.2	ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ.....	33
รูปที่ 2.3	โครงสร้างของสายไมโครสตริป	34
รูปที่ 2.4	การคำนวณหาค่า $\tan \delta$	36
รูปที่ 2.5	รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคล้ายโหมด TEM	36
รูปที่ 2.6	ไมโครสตริปที่มีค่าความกว้าง w มากกว่า 1 และ ค่าความกว้าง w น้อยกว่า 1.....	39
รูปที่ 2.7	โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป.....	43
รูปที่ 2.8	เปรียบเทียบสเปกตรัมระหว่างแถบกว้างยิ่ง UWB และแถบความถี่อื่น ๆ	48
รูปที่ 2.9	เปรียบเทียบอัตราข้อมูลต่อบิตระยะทางระหว่างแถบกว้างยิ่งและแถบความถี่อื่น ๆ	49
รูปที่ 2.10	ข้อจำกัดสเปกตรัมเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งภายในอาคารระหว่าง FCC และ ETSI	51
รูปที่ 2.11	การรับส่งข้อมูลในระบบไมโม	53
รูปที่ 2.12	การจัดวางสายอากาศ $\lambda/4$	53
รูปที่ 2.13	ประเภทของอภิวัดจากค่าความซบซึ่มได้ (μ) และ สภาพยอมได้ (ϵ)	55
รูปที่ 2.14	โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ.....	56
รูปที่ 2.15	วงจรถูกแรงดันเบื้องต้น	57
รูปที่ 2.16	วงจรถูกแรงดัน 2 เท่าฮาล์ฟเวฟ.....	58
รูปที่ 3.1	โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	60
รูปที่ 3.2	โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลม	62
รูปที่ 3.3	โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยม.....	63
รูปที่ 3.4	การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบเริ่มต้น	63
รูปที่ 3.5	ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบเริ่มต้น.....	64
รูปที่ 3.6	การเปรียบเทียบผลจำลองแบบค่าความหนาแน่นและทิศทางของกระแสทั้ง 3 รูปแบบ	66
รูปที่ 3.7	ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เมื่อปรับ W_5 และ L_6	67
รูปที่ 3.8	ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลม เมื่อปรับ W_5 และ L_6	68
รูปที่ 3.9	ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยม เมื่อปรับ W_5 และ L_6	69

สารบัญญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.10 การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบ ที่ผ่าน การปรับโครงสร้างบริเวณระนาบกราวด์.....	69
รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบ ที่มี การเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์.....	70
รูปที่ 3.12 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโครงสร้าง รูปสี่เหลี่ยมที่ไม่มีการเซาะและเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์.....	71
รูปที่ 3.13 ผลการจำลองแบบค่าความหนาแน่นของกระแสและทิศทางของกระแสของการเซาะ ผิวทองแดงที่สายนำสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	72
รูปที่ 3.14 โครงสร้างสายอากาศและผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบ ร่วมรูปสี่เหลี่ยม	73
รูปที่ 3.15 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) การเซาะผิวทองแดงสายนำสัญญาณของ สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม.....	74
รูปที่ 3.16 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและ สนามแม่เหล็กของสายอากาศที่ได้ปรับโครงสร้างด้วยการเซาะผิวทองแดงบริเวณ สายนำสัญญาณ.....	75
รูปที่ 3.17 โครงสร้างและผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วม รูปสี่เหลี่ยมใช้งานร่วมกับกับแผ่นสะท้อน	76
รูปที่ 3.18 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} (dB) จากการปรับเพิ่มโครงสร้าง สายอากาศด้วยแผ่นสะท้อน	77
รูปที่ 3.19 ผลการจำลองแบบค่า VSWR จากการปรับเพิ่มโครงสร้างสายอากาศด้วยแผ่นสะท้อน ...	77
รูปที่ 3.20 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบ gain (dBi) ที่สายอากาศมีการปรับเพิ่ม แผ่นสะท้อน	78
รูปที่ 3.21 ผลการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ...	79
รูปที่ 3.22 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม เมื่อปรับ W_5 และ L_6	80
รูปที่ 3.23 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม เมื่อปรับ W_6 และ L_7	81
รูปที่ 3.24 ผลการจำลองแบบค่าหน่วงเวลา Group Delay	81
รูปที่ 3.25 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางกรไหลของกระแสที่ความถี่ 9.21 GHz ...	82
รูปที่ 3.26 การออกแบบโครงสร้างส่วนแผ่พลังงานของสายอากาศ.....	82
รูปที่ 3.27 ผลการจำลองการเปรียบเทียบค่าหน่วงเวลาของสายอากาศ 3 แบบ.....	83
รูปที่ 3.28 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางกรไหลของกระแส	84

สารบัญรูป (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 3.29	โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าต้นแบบตัวเดียว	84
รูปที่ 3.30	ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB).....	85
รูปที่ 3.31	ผลการจำลองแบบค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง VSWR.....	85
รูปที่ 3.32	ผลการจำลองแบบค่าหน่วงเวลา.....	86
รูปที่ 3.33	ผลการจำลองแบบค่าอัตราขยาย.....	86
รูปที่ 3.34	ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	87
รูปที่ 3.35	สายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าจัดวางเชิงมุมแบบตั้งฉาก 2x2.....	88
รูปที่ 3.36	ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB).....	88
รูปที่ 3.37	ผลการจำลองแบบค่า VSWR.....	89
รูปที่ 3.38	ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{21} - S_{24}$	89
รูปที่ 3.39	ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์.....	90
รูปที่ 3.40	ผลการจำลองแบบค่าอัตราขยาย.....	90
รูปที่ 3.41	ผลการจำลองการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า	91
รูปที่ 3.42	โครงสร้างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) แบบดอกเห็ด	92
รูปที่ 3.43	ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่า Reflection Phase และทิศทาง ความหนาแน่นของกระแส.....	94
รูปที่ 3.44	โครงสร้างแผ่นอภิวัด 1 เซลล์ และรูปแบบโมเดล LC	95
รูปที่ 3.45	ผลการจำลองแบบของแผ่นอภิวัด 1 เซลล์	96
รูปที่ 3.46	ผลการจำลองแบบของแผ่นอภิวัด (ก) ϵ และ (ข) μ	97
รูปที่ 3.47	โครงสร้างของแผ่นอภิวัด.....	97
รูปที่ 3.48	โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปต้นแบบที่มีการปรับเพิ่มโครงสร้าง	98
รูปที่ 3.49	การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อผ่านตัวกลาง.....	99
รูปที่ 3.50	การจัดวางสายอากาศกับแผ่นเรโซเนเตอร์.....	99
รูปที่ 3.51	ผลการจำลองแบบทิศทางความหนาแน่นของกระแสโหมดโพลาริเซชันระนาบไฟฟ้า TE และโหมดโพลาริเซชันระนาบแม่เหล็ก TM.....	100
รูปที่ 3.52	ผลการจำลองแบบค่าระยะการสะท้อนของแผ่นอภิวัด EBG และ PRS.....	100
รูปที่ 3.53	ผลการจำลองแบบทิศทางความหนาแน่นของกระแส.....	101
รูปที่ 3.54	ผลการจำลองแบบการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า	103
รูปที่ 4.1	สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าและเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย.....	104
รูปที่ 4.2	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า S_{11} (dB).....	105
รูปที่ 4.3	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า VSWR.....	105
รูปที่ 4.4	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอิมพีแดนซ์อินพุต	106

สารบัญญรูป (ต่อ)

		หน้า
รูปที่ 4.5	การทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	107
รูปที่ 4.6	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย	109
รูปที่ 4.7	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า	110
รูปที่ 4.8	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก	111
รูปที่ 4.9	สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน.....	112
รูปที่ 4.10	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า S_{11} (dB).....	112
รูปที่ 4.11	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า VSWR.....	113
รูปที่ 4.12	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับการวัดจริงของค่าอิมพีแดนซ์อินพุต.....	114
รูปที่ 4.13	การทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน	115
รูปที่ 4.14	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย	116
รูปที่ 4.15	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า	117
รูปที่ 4.16	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก	118
รูปที่ 4.17	การติดตั้งสายอากาศร่วมกับกล่องพลาสติก PVC	119
รูปที่ 4.18	การทดสอบประยุกต์ใช้งานสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อน.....	120
รูปที่ 4.19	แอปพลิเคชันสำหรับการทดสอบสัญญาณ Wi-Fi ที่ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ 5.20 GHz	120
รูปที่ 4.20	เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ...	124
รูปที่ 4.21	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า S_{11} (dB).....	124
รูปที่ 4.22	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย	125
รูปที่ 4.23	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า Mutual Coupling.....	126
รูปที่ 4.24	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า EEC	126
รูปที่ 4.25	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าประสิทธิภาพ	127
รูปที่ 4.26	การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า	128

สารบัญรูป (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.27 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานใน สนามแม่เหล็ก	129
รูปที่ 4.28 โครงสร้างสายอากาศโมโครสตริป EBG ต่อร่วมกับแผ่น PRS.....	130
รูปที่ 4.29 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและการวัดผลของค่า S_{11} (dB).....	131
รูปที่ 4.30 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนาม แม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz.....	131
รูปที่ 4.31 บล็อกไดอะแกรมระบบการเก็บพลังงานไฟฟ้า.....	132



สัญลักษณ์และอักษรย่อ

β	ค่าคงที่การแพร่
ΔL	ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า
ϵ_{eff}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective relative permittivity)
ϵ_r	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (relative dielectric constant)
Γ	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่หัวของสายอากาศ
λ_g	ค่าความยาวคลื่นบนสตริป (m)
λ_0	ค่าความยาวคลื่นในอากาศ (m)
ω	ค่าอัตราเร็วเชิงมุม
σ	ค่าความเหนี่ยวนำของแผ่นตัวนำ
BW	แบนด์วิธ (Hz)
c	ค่าความเร็วแสง (velocity of light)
dBi	เป็นค่าหน่วยของอัตราการขยายของสายอากาศเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความยาวคลื่นตามการกำหนดมาตรฐานของ oscillator
f_c	ค่าความถี่กลางของย่านความถี่ (Hz)
f_h	ค่าความถี่สูงของย่านความถี่ (Hz)
f_L	ค่าความถี่ต่ำของย่านความถี่ (Hz)
f_r	ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของย่านความถี่ (Hz)
Gain	ค่าอัตราการขยาย (dBi)
R_A	ค่าความต้านทานของสายอากาศที่หัว a-b (Ω)
R	ค่าระยะของสนามระยะไกล (m)
S_{11}	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (dB)
$\tan \delta$	ค่าแทนเจนต์การสูญเสียของวัสดุ (loss tangent)
V_p	ค่าความเร็วเฟส (θ)
VSWR	ค่าอัตราส่วนของคลื่นนิ่งของแรงดัน (voltage standing wave ratio)
X_A	ค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศที่หัว a-b (Ω)
Z_A	ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่หัว a-b (Ω)
Z_c	ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (characteristic Impedance) ของสายส่ง (Ω)
Z_{in}	ค่าอินพุต (Ω)
Z_0	ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการสื่อสารไร้สายในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB เป็นที่นิยมทั้งในประเทศและต่างประเทศ ซึ่งจะพบเห็นได้จากการใช้งานของโทรศัพท์มือถือหรือเครื่องรับ-ส่งสัญญาณ ที่นำมาประยุกต์ใช้สื่อสารหรือส่งข้อมูลเอกสารอิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ การติดต่อสื่อสารแบบไร้สายนั้น มีการพัฒนาเพื่อเพิ่มช่วงความถี่ใช้งานให้หลากหลายมากยิ่งขึ้น โดยมีย่านความถี่ใช้งานตามมาตรฐานดังนี้ ตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 – 2.48 GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) และความถี่ 5.80 GHz (5.70 – 5.90 GHz) ตามมาตรฐาน WiMAX IEEE 802.16e 3.50 GHz (3.49 – 3.69 GHz) และ UWB IEEE 802.15.3a (3.10 – 10.60 GHz) [1-6] เป็นต้น จากช่วงความถี่ใช้งานที่กล่าวมา มีผู้วิจัยให้ความสนใจพัฒนาการออกแบบสายอากาศสำหรับใช้งานด้านรับ-ส่งสัญญาณที่ติดตั้งร่วมกับเครื่องมือสื่อสารไร้สายบนพื้นผิวโครงสร้างเดียวกัน ส่วนใหญ่เป็นการออกแบบสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 หรือ RT/Duroid [7-15] ที่มีวัสดุตัวนำเป็นแผ่นทองแดงติดตั้งบนแผ่นวัสดุฐานรองข้างต้น ปัจจุบันเนื่องจากเครื่องมือสื่อสารไร้สาย มีการพัฒนาเป็นรูปแบบโครงสร้างกะทัดรัดและใช้งานได้ทุกย่านความถี่ เช่น ไอแพด แท็บเล็ต คอมพิวเตอร์ พับได้ ลำโพงบลูทูธ เครื่องพิมพ์มีฟังก์ชันพิมพ์ไร้สาย เครื่องมือแพทย์และเครื่องจักร เป็นต้น ที่กล่าวมานั้น พบว่าได้มีการพัฒนาสายอากาศเพื่อรองรับการใช้งานให้เหมาะสมมากขึ้นแต่บางกรณีสายอากาศที่พัฒนายังพบข้อเสียในด้านมีจุดปรับจูนมากเกินไปหรือมีโครงสร้างที่ซับซ้อน โครงสร้างของสายอากาศยังไม่ครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งาน [7-20] และในส่วนของสายอากาศภาคส่งสัญญาณถึงแม้จะมีค่าอัตราขยายตามมาตรฐานแต่ก็ยังพบปัญหาช่วงความถี่ไม่ครอบคลุมการใช้งานตามมาตรฐานที่ต้องการ [21-24] ทำให้เกิดข้อจำกัดต่าง ๆ เกิดขึ้น

จากปัญหาดังกล่าวผู้วิจัยจึงมีแนวคิดนำเสนอรูปแบบการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศออกเป็น 3 กรณี เริ่มจากโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบที่มีการวิเคราะห์หน้าตัดแผ่นพลังงานที่มีรูปร่างตามรูปเลขาคณิตพื้นฐานและไม่ซับซ้อน [25] มาออกแบบและปรับโครงสร้างจนทำให้สายอากาศที่ได้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานช่วงความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 – 2.48 GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) และความถี่ 5.80 GHz (5.7 – 5.9 GHz) ตามมาตรฐาน WiMAX IEEE 802.16e 3.50 GHz (3.49 – 3.69 GHz) [26-28] และ UWB IEEE 802.15.3a (3.10 – 10.60 GHz) [29] จากนั้นนำสายอากาศที่มีรูปเลขาคณิตที่ผ่านการปรับโครงสร้างมาพัฒนาต่อด้วยวิธีการเพิ่มแผ่นสะท้อนเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพด้านอัตราขยายให้มากยิ่งขึ้น [22-23] กรณีที่สองผู้วิจัยได้นำความรู้ที่ได้จากการพัฒนาโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าซึ่งเป็นสายอากาศที่มีประสิทธิภาพดีที่สุดจากกรณีแรกมาพัฒนาต่อยอดร่วมกับเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรตรงตำแหน่งแผ่นพลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเพื่อนำมาช่วยลดค่าหน่วงเวลาและค่าสัมประสิทธิ์การใส่แทรกเพื่อทำให้สายอากาศดังกล่าวสามารถใช้งานแบบแกลวลำดับได้ [30] และกรณีสุดท้ายเป็นการออกแบบสายอากาศแบบไมโครสตริปรูป

สี่เหลี่ยมผืนผ้า นำไปปรับเพิ่มองค์ประกอบร่วมกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band-Gap: EBG) แบบดอกเห็ด ที่มีลักษณะการจัดวางแบบล้อมรอบตัวสายอากาศ ในรูปแบบเมทริกซ์ 3x3 และทำการเพิ่มแผ่นอภิวัดที่มี การเซาะร่องรูปตัวไอจัดวางในแนวระนาบ สนามแม่เหล็ก [31-33] เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานให้ เหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับวงจรจัดเรียงกระแส [34] เพื่อนำสายอากาศต้นแบบไปประยุกต์ใช้งาน ด้านการดักเก็บพลังงานไฟฟ้าแบบไร้สาย การออกแบบโครงสร้างสายอากาศดังที่กล่าวมานั้นจะใช้วิธีเชิง ประสบการณ์ (empirical method) ร่วมกับโปรแกรม Computer Simulation Theory (CST) เพื่อ หาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอัตราการขยาย และ แบบรูปการแผ่พลังงาน ที่เหมาะสมที่สุดตามโครงสร้างที่ปรับเปลี่ยน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อพัฒนาสายอากาศให้สามารถปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศทำให้สามารถ รองรับช่วงความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย WLAN/WiMAX และ UWB รวมถึงการปรับเปลี่ยน แบบรูปการแผ่พลังงานให้เป็นแบบรอบทิศทางหรือเจาะจงทิศทางได้ตามต้องการ

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์หาแนวทางในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับโครงสร้างสายอากาศด้านการ เพิ่มค่าอัตราขยาย

1.2.3 เพื่อเป็นต้นแบบด้านคุณลักษณะให้กับโครงสร้างสายอากาศ

1.2.4 เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบโครงสร้างสายอากาศที่สามารถนำไปใช้งานได้จริงใน ระบบสื่อสารไร้สาย

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ออกแบบและสร้างสายอากาศที่สามารถเลือก ช่วงความถี่ใช้งานกับระบบตาม มาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 – 2.48 GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) และความถี่ 5.80 GHz (5.70 – 5.90 GHz) ตามมาตรฐาน WiMAX IEEE 802.16e 3.50 GHz (3.49 – 3.69 GHz) และ UWB IEEE 802.15.3a (3.10 – 10.60 GHz) ด้วยการปรับเปลี่ยนหรือ ปรับเพิ่มโครงสร้างสายอากาศ

1.3.2 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่นำเสนอมีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทางหรือ เจาะจงทิศทางแปรผันตามการปรับเปลี่ยนหรือปรับเพิ่มโครงสร้างของสายอากาศในแต่ละช่วงความถี่ที่ ใช้งาน

1.3.3 สายอากาศที่นำเสนอครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งานและค่าอัตราขยายตามมาตรฐาน WLAN/WiMAX และ UWB

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับทฤษฎีและหลักการทางการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศ

1.4.2 ศึกษาทฤษฎีและการประยุกต์ใช้งานของโครงสร้างสายอากาศร่วมกับวัสดุต่าง ๆ

1.4.3 ศึกษาเทคนิคการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศในแบบรูปต่าง ๆ เพื่อให้รองรับระบบ

สื่อสารไร้สายย่านความถี่ไมโครเวฟ WLAN/WiMAX และ UWB

1.4.4 เลือกแนวทางที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับโครงสร้างสายอากาศทดสอบหาวิธีที่ทำให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด

1.4.5 ทำการจำลองแบบของโครงสร้างสายอากาศเพื่อหาค่าพารามิเตอร์และคุณสมบัติของต่าง ๆ สายอากาศ

1.4.6 วัดผลและนำไปทดสอบใช้งานเครื่องมือสื่อสารไร้สายที่ได้มาตรฐาน

1.4.7 สรุปผลการทดสอบและรายงานผล

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 นำความรู้ที่ได้จากการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศในแบบรูปแบบต่าง ๆ นำไปใช้งานเครื่องมือสื่อสารไร้สาย

1.5.2 เป็นแนวทางในการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับโครงสร้างสายอากาศ

1.5.3 เพื่อเป็นต้นแบบด้านการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับโครงสร้างสายอากาศ

1.5.4 เป็นงานวิจัยต้นแบบที่สามารถปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศแล้วนำไปใช้งานได้จริง

บทที่ 2

ทฤษฎี

จากวัตถุประสงค์และขอบเขตของงานวิจัยตามที่ได้นำเสนอในบทที่ 1 ผู้วิจัยได้ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องเพื่อใช้ในการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงโครงสร้างสายอากาศและสังเกตแนวโน้ม ปรากฏการณ์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องเพื่อนำมาพัฒนาสายอากาศให้เหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้งานตามต้องการ เริ่มต้นจากศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อทราบภาพรวมและแนวทางการพัฒนาในอดีตที่ผ่านมาด้านการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศให้ดียิ่งขึ้น ร่วมกับการศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศและมาตรฐานของระบบ WLAN/WiMAX และ UWB ที่มีการใช้งานในปัจจุบัน ซึ่งจะถูกล่ามไว้ในหัวข้อดังต่อไปนี้

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

การพัฒนาโครงสร้างสายอากาศเพื่อสามารถประยุกต์ใช้งานในการสื่อสารไร้สายครอบคลุมช่วงแถบความถี่กว้างและแบบรูปการแผ่พลังงานได้ตามขอบเขตของการวิจัยที่ต้องการสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักคือ ส่วนที่ 1 การปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศเพื่อให้สามารถครอบคลุมมาตรฐานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB ซึ่งจะศึกษาจากการวิจัยที่ [5-21] ต่อไปนี้

I. S. Masoodi และคณะ [5] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปตัวไอสร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิดโพลีคาร์บอเนต ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.9 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $65 \times 15 \times 0.01$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องที่ตัวแผ่พลังงานรูปฟันเลื่อย เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีความถี่ใช้งานช่วงความถี่ต่ำ 1.80 – 2.70 GHz และช่วงความถี่สูง 23 – 39 GHz ตามมาตรฐาน LTE1900 LTE2300 และ LTE2500 และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง ซึ่งมีข้อดีคือโครงสร้างสายอากาศมีขนาดเล็กกะทัดรัดและมีน้ำหนักเบา

N. O. Parchin และคณะ [6] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศไดโพลรูปโบริวสร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด RT/Durood 5870 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.33 ซึ่งมีรัศมีเท่ากับ 30×0.8 มม.² ปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องที่ระนาบกราวด์แบบเอกซ์โพเนนเชียล ทำให้แบนด์วิดท์มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 1.7 – 5.90 GHz ตามมาตรฐานในระบบ WLAN/WiMAX และช่วงความถี่ต่ำ UWB 3.10 – 6 GHz แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

D. C. Chang และคณะ [7] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $22 \times 29.5 \times 1.6$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องที่ตัวแผ่พลังงานจากรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นรูปตัวยูและเจาะร่องที่ระนาบกราวด์รูปสามเหลี่ยม เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 3.80 – 18.20 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง แต่ยังมีข้อเสียในด้านโครงสร้างที่มีความซับซ้อน

บุญชัย แก้วจันทร์และอำนาจ เรืองวารีย์ [8] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลูกสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $30 \times 30 \times 0.764$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องที่ตัวแผ่นพลังงานรูปขั้นบันไดและการเพิ่มสตัดปรับจูนระนาบกราวด์รูปครึ่งวงกลมทั้ง 2 ด้าน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 2.71 – 14.28 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

P. Moeikham และคณะ [9] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลูกสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $19.22 \times 36 \times 1.6$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องรูปสามเหลี่ยมที่ตัวแผ่นพลังงานและการเจาะร่องระนาบกราวด์รูปครึ่งวงกลมร่วมกับสายนำสัญญาณรูปตัวโอทั้ง 2 ด้าน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 2.85 – 15 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

D. K. Naji [10] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลูกสี่เหลี่ยมรูปตัวที สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $20 \times 18 \times 1.6$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องรูปตัวแอลที่ตัวแผ่นพลังงานทั้ง 2 ด้านและการเจาะร่องรูปสามเหลี่ยมที่ระนาบกราวด์ เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 3.80 – 8 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (5.15 – 5.35 GHz และ 5.72 – 5.82 GHz) และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

A. Ruengwaree และคณะ [11] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลูกสี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $30 \times 30 \times 0.764$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องรูปตัวโอที่ตัวแผ่นพลังงานและการเจาะร่องปรับจูนระนาบกราวด์รูปครึ่งวงกลมทั้ง 2 ด้าน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 110.56 (3.09 – 10.73 GHz) ตามมาตรฐาน IEEE 802.13a และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

K. Vyas และ P. K. Singhal [12] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลูกสี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $30 \times 32 \times 1.6$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะร่องรูปตัวโอที่ตัวแผ่นพลังงานทั้ง 2 ด้านและการเจาะร่องระนาบกราวด์แบบขั้นบันไดทั้ง 2 ด้าน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 2.60 – 9.10 GHz ตามมาตรฐาน WLAN, Wi-MAX และช่วงความถี่ต่ำ UWB และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

J. Mahdi และ T. Sedghi [13] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลูกสี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $14 \times 18 \times 1$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเพิ่มสตัดรูปตัวโอที่ตัวแผ่นพลังงานทั้ง 2 ด้านและการเจาะร่องระนาบกราวด์แบบขั้นบันไดร่วมกับการเจาะร่องสี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าทั้ง 2 ด้าน

เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน ตั้งแต่ 2.95 – 12.81 GHz และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

B. Sudhir และคณะ [14] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $16 \times 24 \times 1.6$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเซาะร่องระนาบกราวด์แบบรูปไอทัง 2 ด้าน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 3.50 – 10.90 GHz ตามมาตรฐาน WLAN/Wi-MAX และช่วงความถี่ต่ำ UWB โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

W. Naktong และคณะ [15] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมนโพลรูปลูกเห็ด สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $34 \times 40 \times 0.764$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเซาะร่องระนาบกราวด์แบบขั้นบันไดทัง 2 ด้าน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 89.4 (3.09 – 12 GHz) ตามมาตรฐาน UWB และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

W. Naktong และคณะ [16] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมนโพลรูปลูกเลขาชนิด สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $34 \times 36 \times 0.764$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเซาะร่องระนาบกราวด์แบบขั้นบันได เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยรูปสี่เหลี่ยมตอบสนองความถี่ร้อยละ 127.62 (2.42 – 10.98 GHz) รูปสามเหลี่ยมตอบสนองความถี่ 120.51% (2.79 – 11.25 GHz) รูปวงกลมตอบสนองความถี่ต่ำร้อยละ 68.62 (2.58 – 5.27 GHz) และความถี่สูงร้อยละ 21.07 (7.64 – 9.44 GHz) ตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง ซึ่งโครงสร้างสายอากาศที่ดีที่สุดคือรูปสี่เหลี่ยมและรูปสามเหลี่ยม

P. Thongbor และคณะ [17] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $34 \times 34 \times 0.764$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปตัวไอที่ตัวแผ่พลังงานและระนาบกราวด์แบบขั้นบันไดและให้เทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรเพื่อช่วยลดค่า isolation มีค่าเท่ากับ -22.5 dB เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 3.10 – 10.60 GHz ตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a ใช้งานในระบบ MIMO และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

P. V. Naidu และคณะ [18] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมนโพลรูปลี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $20 \times 24 \times 1.6$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเพิ่มสตัปรูปตัวแอลรวมกับการเซาะร่องรูปตัวไอที่ตัวแผ่พลังงานแบบขั้นบันได เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีความถี่ใช้งานช่วงความถี่ต่ำ 2.40 – 2.52 GHz และช่วงความถี่สูง 3.0 – 10.60 GHz ตามมาตรฐาน WLAN, WiMAX และช่วงความถี่ต่ำ UWB และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

A. Edalati และคณะ [19] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $43.9 \times 50.13 \times 1.58$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะรูทรงรูปครึ่งวงกลมร่วมกับรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ตัวแผ่พลังงาน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 2.50 – 7.70 GHz ตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

G. Madanan และคณะ [20] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $12 \times 30 \times 1.6$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเพิ่มสัดรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ที่ตัวแผ่พลังงานและการเจาะรูทรงระนาบกรวดรูปตัวแอล เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 2.90 – 11.50 GHz ตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง

G. Artner และคณะ [21] ได้พัฒนาการปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศไดโพล สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด RT/Durood 5880 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $48 \times 28 \times 0.8$ มม.³ นำมาปรับจูนด้วยเทคนิคการเจาะรูรูปตัวไอและรูปตัวแอลที่ตัวแผ่พลังงาน เพื่อช่วยขยายแบนด์วิดท์ให้มีช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น โดยมีช่วงความถี่ใช้งาน 2.30 – 3.30 GHz ตามมาตรฐาน WLAN และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นแบบรอบทิศทาง ซึ่งมีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 6.5 dBi แต่ยังมีข้อเสียคือโครงสร้างสายอากาศมีความซับซ้อน

สำหรับส่วนที่ 2 ทำการศึกษาด้านแบบรูปการแผ่พลังงานและการเพิ่มประสิทธิภาพของค่าอัตราขยายให้กับสายอากาศ โดยใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อนซึ่งจะศึกษาจากงานวิจัย [22-25] ในบทความต่อไปนี้

A. Chatterjee และ S. K. Parui [22] ได้พัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปตัวเจ สร้างด้วยแผ่นทองแดง นำมาใช้งานร่วมแผ่นสะท้อนรูปวงแหวนแบบเมทริกซ์ 5×6 จัดวางแบบรูปตัวแอลที่ด้านหลังของสายอากาศ สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.4 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $66 \times 57 \times 0.8$ มม.³ นำมาออกแบบใช้งานที่ย่านความถี่ 5.50 GHz โดยมีแผ่นสะท้อนวางที่ระยะห่าง $\lambda/2$ สามารถเพิ่มค่าอัตราขยายเป็น 14 dBi จากเดิม 7.56 dBi คิดเป็นร้อยละ 46 โดยสายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทาง สำหรับการใช้งานตามมาตรฐานในระบบ WLAN/WiMAX

M. Serhir และคณะ [23] ได้พัฒนาโครงสร้างสายอากาศไดโพลรูปโบริว สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $148 \times 270 \times 1.6$ มม.³ วางที่ด้านหน้าของท่อนำคลื่นปากแตร สร้างบนแผ่นทองแดง ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $148 \times 270 \times 43$ มม.³ สามารถเพิ่มค่าอัตราขยายเฉลี่ยเป็น 12 dBi จากเดิม 4.2 dBi คิดเป็นร้อยละ 65 โดยสายอากาศมีแบบรูปเจาะจงทิศทาง ซึ่งสายอากาศนำมาใช้งานย่านความถี่ 0.50 – 3.00 GHz สำหรับการใช้งานตรวจหาวัสดุที่อยู่ใต้พื้นดินแบบเรดาร์ทะลุทะลวงผิวดิน

พลอยไพลิน พรหมพันธ์ภรณ์และคณะ [24] ได้พัฒนาโครงสร้างสายอากาศสายอากาศโมโนโพลเชิงพื้นผิวรูปวงกลม สร้างบนแผ่นทองแดง มีค่ารัศมีเท่ากับ 70×1 มม.² ร่วมกับแผ่นสะท้อนรูปตัว

สี่เหลี่ยมผืนผ้า สร้างบนแผ่นทองแดง ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $150 \times 160 \times 1$ มม.³ ใช้งานที่ย่านความถี่ 0.46 - 1.30 GHz ร่วมกับแผ่นสะท้อนรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า สามารถเพิ่มค่าอัตราขยายเฉลี่ยเป็น 3.37 dBi จากเดิม 1.61 dBi คิดเป็นร้อยละ 52 โดยสายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทาง สำหรับการใช้งานในช่วงความถี่ต่ำ 0.5 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a

S. I. H. Shah และ S. Lim [25] ได้พัฒนาโครงสร้างสายอากาศไดโพลรูปโอ สร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.2 ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $100 \times 100 \times 1.6$ มม.³ ใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อนรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่สามารถปรับเปลี่ยนทิศทางของลำคลื่นได้ทั้งสี่ด้าน ใช้งานที่ย่านความถี่ 2.45 GHz สำหรับการใช้งานตามมาตรฐานในระบบ WLAN โดยแผ่นสะท้อนจะถูกปรับเปลี่ยนทิศทางลำคลื่นที่มุม 45°, 135°, 225° และ 315° ทำให้เพิ่มค่าอัตราขยายเฉลี่ยเป็น 11 dBi จากเดิม 4.5 dBi คิดเป็นร้อยละ 59.09 ซึ่งเทคนิคจากงานวิจัยที่ได้กล่าวถึงนี้จะถูกนำไปใช้ในการออกแบบในบทต่อไป

2.2 คุณลักษณะของสายอากาศ

การออกแบบโครงสร้างสายอากาศทฤษฎีที่ใช้ประกอบการออกแบบโดยส่วนใหญ่ประกอบด้วยเนื้อหาเรื่องคุณลักษณะของค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ค่าอัตราขยายของสายอากาศ ค่าอิมพีแดนซ์อินพุต และค่าแบบรูปการของการแผ่พลังงาน มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.2.1 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio)

อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งเป็นตัวชี้วัดของการแมทชิ่งอิมพีแดนซ์ของโหลดกับอิมพีแดนซ์ที่เป็นลักษณะเฉพาะของสายส่งหรือท่อนำคลื่น การไม่แมทกันของอิมพีแดนซ์เกิดขึ้นในคลื่นนิ่งที่ส่งไปตามเส้นสายส่งสัญญาณและอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งถูกกำหนดเป็นอัตราส่วนของขนาดคลื่นนิ่งของโหนดที่แรงดันสูงสุดกับโหนดแรงดันต่ำสุดไปตามเส้นสายส่งสัญญาณจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.1 – 2.2) [26]

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.1)$$

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.2)$$

Γ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดัน (Voltage Reflection Coefficients) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแรงดันยังสามารถคำนวณได้จากอัตราส่วนผลต่างและผลรวมระหว่างโหลดกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังสมการที่ (2.2)

V_r คือ ค่าแรงดันสะท้อนกลับ

V_i คือ ค่าแรงดันตกกระทบ

Z_L คือ ค่าโหลดอิมพีแดนซ์ (Ω)

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ (Ω)

2.2.2 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient)

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศจะเป็นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่บอกถึงสถานะการสะท้อนกลับของคลื่นที่ส่งจากสายนำสัญญาณเข้าไปในสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของสายอากาศและอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ เมื่อพิจารณาช่วงความถี่ที่ใช้งานสายอากาศนั้นสายอากาศจะต้องมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเท่ากับหรือต่ำกว่า -10 dB แสดงถึงการสะท้อนกลับของสัญญาณที่กำลังงานคลื่นที่ส่งเข้ามาয়สายอากาศ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายอากาศสามารถแปลงกำลังงานจากสายนำสัญญาณเป็นกำลังงานคลื่นมากหรือน้อย จะขึ้นอยู่กับค่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนี้ และยังมีความสัมพันธ์กับค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศด้วยในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศนั้นสามารถที่จะแสดงด้วยค่าใดค่าหนึ่งระหว่างค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งหรือค่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.3)

$$S_{11} = -20 \log |\Gamma| \text{ (dB)} \quad (2.3)$$

S_{11} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

สำหรับการแมทกันที่สมบูรณ์ระหว่างสายส่งและสายอากาศ เมื่อ $\Gamma=0$ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเป็นค่าอนันต์ซึ่งแสดงว่าไม่มีกำลังงานที่สะท้อนกลับในทำนองเดียวกันเมื่อ $\Gamma=1$ ค่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเป็น 0 dB แสดงว่ากำลังงานสะท้อนกลับหมด

2.2.3 ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna Efficiency)

ประสิทธิภาพของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์ที่รวมประสิทธิภาพการสูญเสียที่สายอากาศและในโครงสร้างของสายอากาศการสูญเสียต่าง ๆ หาได้จาก

- การสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมทกันระหว่างสายส่งกับสายอากาศ
- การสูญเสียจากตัวนำและฉนวน

ค่าประสิทธิภาพรวมของสายอากาศจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.4)

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.4)$$

e_t คือ ค่าประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ

e_r คือ ค่าประสิทธิภาพการสะท้อนกลับเนื่องจากการไม่แมทกำหนดให้ $e_r = (1 - |\Gamma|^2)$

e_c คือ ค่าประสิทธิภาพของตัวนำ

e_d คือ ค่าประสิทธิภาพของไดอิเล็กตริก (Dielectric)

โดยทั่วไป e_c และ e_d ซึ่งรวมเป็นตัวเดียวกันจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.5)

$$e_{cd} = e_c e_d = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (2.5)$$

e_{cd} คือ ค่าประสิทธิภาพของตัวนำและไดอิเล็กตริก

R_r คือ ค่าความต้านทานจากการแผ่พลังงานคลื่นออกไป (Ω)

R_L คือ ค่าความต้านทานที่โหลด (Ω)

2.2.4 สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)

สภาพเจาะจงทิศทางเป็นการบ่งบอกถึงความสามารถเชิงทิศทางของสายอากาศเป็นอัตราส่วนระหว่างความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางที่ต้องการกับความเข้มของการแผ่พลังงานโดยเฉลี่ยเมื่อมีการแผ่พลังงานออกไปรอบทิศทางอย่างเท่าเทียมกันโดยไม่คิดกำลังงานส่วนที่สูญเสียไป จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.6 – 2.7)

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

D คือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

U คือ ค่าความเข้มของการแผ่กำลังงาน

U_i คือ ค่าความเข้มของการแผ่กำลังงานเฉลี่ย

P_{rad} คือ ค่ากำลังงานที่สายอากาศแผ่ออกไป

โดยทั่วไปถ้าไม่กำหนดทิศทางใช้สภาพเจาะจงทิศทางในทิศที่สายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุดจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.7)

$$D_o = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

D_o คือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแผ่พลังงานได้ดีที่สุด

U_{max} คือ ค่าความเข้มของการแผ่กำลังงานสูงสุด

2.2.5 อัตราขยายของสายอากาศ (Gain)

อัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์ที่ได้จากค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่ค่าสภาพเจาะจงทิศทางแสดงคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น การคิดอัตราขยายของสายอากาศวัดเทียบกับสายอากาศอ้างอิงโดยอัตราขยายของสายอากาศส่งคือกำลังสองของอัตราส่วนระหว่างความเข้มสนามตามทิศทางที่มีการแผ่พลังงานมากที่สุดเมื่อเทียบกับความเข้มสนามที่จุดเดียวกันของสายอากาศอ้างอิงหรือแสดงในรูปของอัตราส่วนของค่าพลังงานที่ต้องใช้ในการส่งของสายอากาศทั้งสองเพื่อให้เกิดความเข้มสนามขนาดเท่ากัน (ณ จุดเดียวกัน) ในทิศทางที่มีการแผ่พลังงานมากที่สุดหรืออัตราขยายของสายอากาศรับ คือ อัตราส่วนระหว่างค่าความเข้มการแผ่พลังงานของสายอากาศทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง ณ จุดตั้งสายอากาศที่เดียวกัน

การใช้สายอากาศอ้างอิงมักเป็นแบบไดโพลขนาด $\lambda/2$ หรือแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ซึ่งมีลักษณะพิเศษ คือ กระจายคลื่นได้รอบตัวทุกทิศทางในปริมาณที่เท่ากัน อัตราขยายกำลัง (Power Gain) ของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดให้นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางนั้นหารกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่งเมื่อไม่กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปคิดอัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแผ่พลังงานแรงที่สุด จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.8)

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.8)$$

G คือ ค่าอัตราขยาย

U คือ ค่าความเข้มของการแผ่กำลังงาน

P_{in} คือ ค่ากำลังงานอินพุต

เมื่อ P_{in} คือ ค่ากำลังงานที่ป้อนให้กับไอโซโทรปิกพอยท์ซอร์สที่ไม่มีการสูญเสียกำลังงานที่แผ่พลังงานทั้งหมด P_{rad} สัมพันธ์กับกำลังงานที่ป้อนให้สายอากาศ P_{in} จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.9)

$$P_{rad} = e_t P_{in} \quad (2.9)$$

เมื่อ e_t คือ ประสิทธิภาพทั้งหมดของสายอากาศ (ไม่มีหน่วย) ทำให้สมการที่ (2.8) และสมการที่ (2.9) มีความสัมพันธ์กันจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.10)

$$G_g(\theta, \phi) = \frac{[4\pi U(\theta, \phi)]}{P_{rad}} \quad (2.10)$$

และมีความสัมพันธ์กับ $G_g(\theta, \phi)$ คือ ค่าอัตราขยายไดเรกทีฟ สัมพันธ์กับสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแผ่พลังงานไดเรกทีฟ $D_g(\theta, \phi)$ จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.11)

$$G_g(\theta, \phi) = e_r D_g(\theta, \phi) \quad (2.11)$$

ในทำนองเดียวกันค่า G_0 คือ ค่าสูงสุดของอัตราขยายจะสัมพันธ์กับค่าสภาพเจาะจงทิศทาง จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.12)

$$\begin{aligned} G_0 &= G_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_r D_g(\theta, \phi)|_{\max} \\ &= e_r D_0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

ในทางปฏิบัติเมื่อกล่าวถึงอัตราขยายหมายถึงอัตราขยายกำลังที่มีค่าสูงสุดจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.13)

$$G_0(\text{dB}) = 10 \log_{10} [e_r D_0] \quad (2.13)$$

2.2.6 อิมพีแดนซ์อินพุต (Input Impedance)

ค่าอิมพีแดนซ์อินพุตจะถูกพิจารณาสายอากาศเสมือนเป็นชิ้นส่วนหนึ่งในวงจรไฟฟ้าเมื่อต่อแหล่งกำเนิดสัญญาณเพื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศพลังงานจะไหลเข้าสู่สายอากาศที่ละน้อยเนื่องจากมีการต้านทานการไหลของพลังงานที่เรียกว่าอิมพีแดนซ์หรือความต้านทานเชิงซ้อนเกิดขึ้นอิมพีแดนซ์ดังกล่าวจะปรากฏที่หัวของสายอากาศ เรียกว่าอิมพีแดนซ์อินพุต Z_{in} จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.14)

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.14)$$

Z_{in} คือ ค่าอิมพีแดนซ์อินพุต

R_{in} คือ ค่าความต้านทานอินพุต

X_{in} คือ ค่าความต้านทานอินพุตเชิงจินตภาพ

โดยค่าความต้านทานอินพุตเชิงจินตภาพเป็นรีแอกแตนซ์ X_{in} ที่ทำให้เกิดการสะสมของพลังงานในบริเวณสนามใกล้สายอากาศซึ่งจะไม่แผ่กระจายออกไปและค่าความต้านทานอินพุต R_{in}

จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนคือ ค่าความต้านทานพลังงานคลื่นที่แผ่ออกไปสายอากาศ (R_r) และค่าความต้านทานที่โหลดซึ่งรวมถึงความต้านทานจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากความร้อนของสารไดอิเล็กตริกและตัวนำ (R_L)

2.2.7 แถบความถี่ (Bandwidth)

แบนด์วิดท์หรือแถบความถี่ใช้งานของสายอากาศจะเป็นช่วงความถี่ที่สามารถนำไปใช้งานได้ดีที่สุด ซึ่งช่วงความถี่ใช้งานดังกล่าวจะถูกกำหนดโดย $VSWR \cong 2$ หรือพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ที่ระดับ -10 dB ได้ตั้งสมการที่ (2.15) และสมการที่ (2.16)

$$BW_{narrowband} (\%) = \frac{f_H - f_L}{f_C} \times 100 \quad (2.15)$$

$$BW_{broadband} (\%) = \frac{f_H}{f_L} \times 100 \quad (2.16)$$

$BW_{narrowband}$ คือ แบนด์วิดท์ความถี่แคบของสายอากาศ

$BW_{broadband}$ คือ แบนด์วิดท์ความถี่กว้างของสายอากาศ

f_H คือ ขอบความถี่สูงของช่วงความถี่

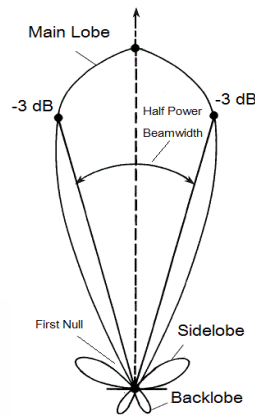
f_L คือ ขอบความถี่ต่ำของช่วงความถี่

f_C คือ ความถี่กลางของช่วงความถี่

แถบความถี่ของสายอากาศจะถูกกำหนดอย่างกว้างขวางโดยพิจารณาจากย่านของความถี่ ซึ่งขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสายอากาศนั้น ๆ โดยทั่วไปแถบความถี่จะเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่ด้านสูงกับความถี่ด้านต่ำหรือเปอร์เซ็นต์ของความถี่กลาง (Center Frequency) เนื่องจากคุณสมบัติของสายอากาศแต่ละตัวที่ไม่เหมือนกันจึงเป็นการยากที่จะพิจารณาค่าของแถบความถี่ โดยมีสองวิธีที่นิยมใช้ในการพิจารณาค่าของแถบความถี่คือ แถบความถี่แบบรูป (Pattern Bandwidth) และแถบความถี่อิมพีแดนซ์ (Impedance Bandwidth)

2.2.8 แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation Patterns)

แบบรูปการแผ่พลังงาน คือรูปที่ใช่เพื่อแสดงคุณสมบัติของการแผ่พลังงานสายอากาศซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดเชิงระยะทาง (Space Coordinate) ส่วนใหญ่แบบรูปการแผ่พลังงานนี้มักจะคิดในบริเวณที่เป็นสนามระยะไกล การอธิบายคุณสมบัติของแผ่พลังงานจะอาศัยคุณสมบัติต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ คือ ความเข้มของการแผ่พลังงาน (Radiation Intensity) ความเข้มของสนาม (Field Strength) เฟส (Phase) หรือ โพลาริเซชัน (Polarization) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ใช้เพื่อแสดงการแจกแจงรูปแบบของ พลังงานเป็นฟังก์ชันของตำแหน่งสามมิติที่สังเกตที่รัศมีคงที่ ดังรูปที่ 2.1

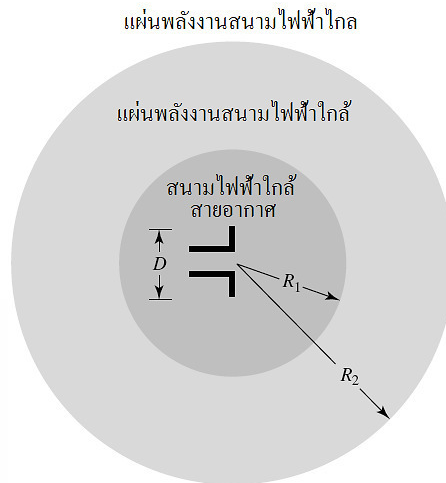


รูปที่ 2.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน [26]

- Main Beam หรือ Main Lobe คือ บีมส่วนที่มีกำลังการแผ่พลังงานออกไปมากที่สุด และโดยทั่วไปจุดสูงสุดของแบบรูปการแผ่พลังงานจะอยู่ในบีมคลื่นหลัก (Main Beam) นี้
- Side Lobe หรือ Minor Lobe คือ บีมส่วนอื่นทั้งหมดนอกจากบีมคลื่นหลัก
- Beam Width คือ ค่าความกว้างของบีมคลื่นหลัก
- HPBW (Half Power Beam Width) คือ มุมที่วัดระหว่างจุด 2 จุดที่มีความเข้มของการแผ่พลังงานในบีมคลื่นหลักมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด (-3 Db)
- FNBW (First Null Beam Width) คือ มุมที่เกิดจากการที่ค่าของกำลังในการแผ่พลังงานเป็นศูนย์ครั้งแรก
- FBR (Front to Back Ratio) คือ ค่าอัตราส่วนของสนาม ไฟฟ้าในทิศทาง ช้างหน้า กับสนามไฟฟ้าที่มีค่าสูงสุดในทิศตรงข้าม $\pm 60^\circ$ กล่าวคือ ถ้าเราให้ทิศข้างหน้าเป็น 0° และสนามไฟฟ้าในทิศนั้นเป็น E_f อัตราส่วนระหว่างหน้าต่อหลังจะเป็นอัตราส่วนระหว่าง E_f กับ E ที่สูงที่สุดในช่วง $180^\circ \pm 60^\circ$ ซึ่ง ให้เท่ากับ E_b โดยทั่วไปแล้วค่า FBR มีหน่วยเป็น dB

2.3 การจำลองแบบสนามไฟฟ้า

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเป็นสามบริเวณคือ (1) บริเวณพลังงานสนามไฟฟ้าใกล้สายอากาศ reactive near-field (2) บริเวณแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าไกล และ (3) บริเวณแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าไกล ดังรูปที่ 2.2 บริเวณเหล่านี้เป็นบริเวณจำเพาะโครงสร้างสนามในแต่ละบริเวณ ถึงแม้จะไม่มี การเปลี่ยนแปลงแบบทันทีทันใด ในรูปแบบสนามที่รอยต่อบริเวณ แต่ยังคงมีความแตกต่างที่เห็นได้ชัดเจนดังนี้



รูปที่ 2.2 ลักษณะบริเวณขอบเขตสนามไฟฟ้าของสายอากาศ [26]

ระยะที่ 1 บริเวณพลังงานสนามไฟฟ้าใกล้ตัวสายอากาศ R_1 ซึ่งจะถูกเรียกว่า Reactive Near-Field เป็นบริเวณของสนามที่ล้อมรอบสายอากาศทันทีทันใดที่ ซึ่งสนาม Reactive มีความสำคัญที่สุด สำหรับสายอากาศส่วนใหญ่ขอบเขตนอกของบริเวณนี้อยู่ที่ระยะห่างจากพื้นผิวสายอากาศ โดยคำนวณได้จากค่าความยาวคลื่น λ และค่าความยาวมากที่สุดของสายอากาศ D สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.17)

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.17)$$

R_1 คือ บริเวณพลังงานสนามไฟฟ้าใกล้ตัวสายอากาศ

D คือ ค่าความยาวมากที่สุดของสายอากาศ

λ คือ ค่าความยาวคลื่น

ระยะที่ 2 บริเวณแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าใกล้ R_2 ซึ่งจะถูกเรียกว่า Radiating Near-Field (Fresnel) เป็นบริเวณของสนามที่มีระยะห่างจากการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าที่ล้อมรอบสายอากาศ R_1 โดยคำนวณหาค่าได้ดังสมการที่ (2.18)

$$R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.18)$$

R_2 คือ บริเวณพลังงานสนามไฟฟ้าใกล้

ระยะที่ 3 คือ บริเวณของสนามไฟฟ้าไกล ซึ่งจะถูกเรียกว่า Far-Field (Fraunhofer) การจัดการกระจายของสนามเชิงมุม ไม่จำเป็นต้องขึ้นอยู่กับระยะห่างจากสายอากาศ หากสายอากาศมีขนาดทั้งหมดสูงสุดเท่ากับ D ปกติบริเวณ Far-Field นี้จะมีอยู่ที่ระยะไกลกว่า R_f จากค่าความยาวคลื่น λ ของสายอากาศจะถูกโพกัสที่ค่าความยาวเป็นค่าอนันต์ R_∞ บริเวณ Far-Field นี้ถูกเรียกว่า Fraunhofer บริเวณดังกล่าวมีจะองค์ประกอบของสนามอยู่ในแนวตั้งฉากกับทิศทางการแพร่กระจายและการจัดการ

กระจายเชิงมุมไม่ขึ้นกับระยะห่างรัศมี r ที่ซึ่งทำการวัดขอบเขตในอยู่ที่ระยะห่างและขอบเขตนอกอยู่ที่อนันต์ จะสามารถหาได้ดังสมการที่ (2.19)

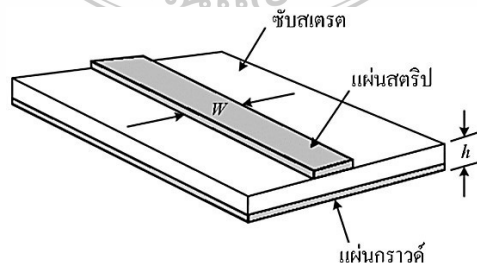
$$\frac{2D^2}{\lambda} < R_\infty \quad (2.19)$$

R_∞ คือ บริเวณพลังงานสนามไฟฟ้าที่มีค่าความยาวเป็นค่าอนันต์

จากทฤษฎีที่ได้กล่าวมาในส่วนก่อนหน้านี้นำไปประยุกต์ร่วมกับประสบการณ์และความรู้ของผู้วิจัยเพื่อออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแบบระนาบที่ปรับโครงสร้างเพื่อให้ได้คุณสมบัติตามต้องการในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ เช่นการคำนวณหาขนาดความกว้างและความยาวของตัวสายอากาศ คำนวณหาขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป คำนวณออกแบบสัดบรูรูปแบบต่าง ๆ และคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง

2.4 สายไมโครสตริป

สายไมโครสตริปจะนิยมใช้งานกับช่วงย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นแผ่นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ ซึ่งอยู่บนแผ่นซับสเตรต (substrate) หรือวัสดุไดอิเล็กตริก และมีแผ่นกราวด์ที่เป็นโลหะอยู่ด้านล่างแผ่นซับสเตรต ดังรูปที่ 2.3 ซึ่งพลังงานจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านจากแผ่นสตริปไปยังแผ่นกราวด์โดยอาศัยตัวกลางในการส่งผ่านคือแผ่นซับสเตรตที่มีความหนาตามวัสดุไดอิเล็กตริกที่ใช้งาน ดังแสดงตัวอย่างชนิดของวัสดุและคุณสมบัติที่สำคัญของซับสเตรตดังตารางที่ 2.1 ส่วนความกว้างของซับสเตรตนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าของอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ



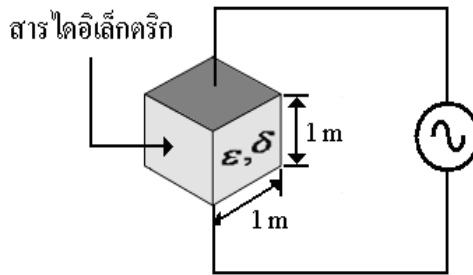
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายไมโครสตริป [26]

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของฉนวนชนิดต่าง ๆ [26]

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r)	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของการนำความร้อน ($w/cm^2/^\circ C$)	ความขรุขระของผิว (μm)	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมิเนียม	10	$1 - 2 \times 10^{-4}$	0.3	2 - 8	4×10^{-3}
99.5%					
วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของการนำความร้อน $w/cm^2/^\circ C$	ค่าความขรุขระของผิว μm	ค่าความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
96%	9	20×10^{-4}	0.01	1	4×10^{-3}
แซฟไฟร์	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	$1 - 2 \times 10^{-4}$ 6×10^{-4}	0.28 0.4	2 - 8	4×10^{-3} 4×10^{-3}
แก้ว	5	-	-	-	-
ควอตซ์	3.8	20×10^{-4}	0.01	1	-

จากตารางที่ 2.1 จะเห็นว่าคุณสมบัติของแผ่นฉนวนชนิดต่าง ๆ ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่าง ๆ เช่น ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่าคงตัวของการนำความร้อนของวัสดุ ค่าความขรุขระของพื้นผิว และค่าความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะบ่งบอกถึงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้มีพีแคนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตรักเจอร์เปลี่ยนแปลง ค่า $\tan \delta$ นั้นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวคาปาซิเตอร์ดังรูปที่ 2.4 เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j\sigma/\omega$ ค่า $\tan \delta$ ก็จะมีค่าเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้แสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี



รูปที่ 2.4 การคำนวณหาค่า $\tan \delta$ [26]

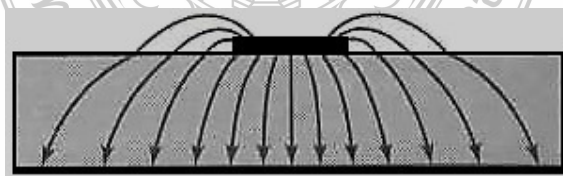
ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี

ค่าความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระมากเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนี้ก็ยังมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า

ค่าความสามารถในการทนต่อแรงดันนั้นจะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ ๆ

2.4.1 การส่งผ่านของคลื่นในสายไมโครสตริป

การส่งผ่านคลื่นในสายไมโครสตริปนั้นจะมีเงื่อนไขในการส่งผ่านคลื่นไปยังท่อนำคลื่นสายโคแอกเซียล สายคู่ขนานหรือสายคูบิตเกลียว และสายนำสัญญาณชนิดอื่น ๆ โดยการส่งผ่านของคลื่นในสายไมโครสตริปนั้น จะมีค่าความใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่ก็ไม่ใช่โหมด TEM ทั้งหมด โดยนิยมเรียกว่า โหมดกึ่ง TEM (Quasi-TEM mode) ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งในภาพจะแสดงถึงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายไมโครสตริป ซึ่งสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระนาบเดียวกัน สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะอยู่ในโหมดที่ส่งผ่านเป็นแบบไฮบริดโหมด



รูปที่ 2.5 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคล้ายโหมด TEM [26]

ในโหมดกึ่ง TEM ที่กล่าวมานั้นสามารถหาค่าอินตีกแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ซึ่งสามารถนำไปคำนวณหาค่าลักษณะสมบัติอิมพีแดนซ์ได้ แต่ก็ยังมีปัญหาในด้านการคำนวณของสารไดอิเล็กตริกที่อยู่ในไมโครสตริปและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน แต่สำหรับการหาค่าอินตีกแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่มีผลกระทบจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ในการหาค่าคาปาซิแตนซ์นั้นจะใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant, ϵ_{eff}) ผลของสารไดอิเล็กตริกที่มีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือมีดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุและอากาศ โดยการค่าเปลี่ยนแปลงดังกล่าวนี้ จะส่งผลทำให้ค่า ϵ_{eff} เปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย จากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลอง พบว่าในช่วงความถี่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมาค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนไปจากกรณีของกระแสไฟฟ้าสถิตน้อย จึงอนุโลมให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้และช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz จะต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชันโดยการปรับแต่งค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับค่าความถี่ที่ใช้งานจริง

ในการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น ใช้แนวความคิดของวงจรกระจาย โดยเมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปในสายไมโครสตริปนั้นเป็นโหมด TEM และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 อยู่ในรูปแบบของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C จะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.20)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.20)$$

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ (Ω)

L คือ ค่าอินดักแตนซ์(H)

C คือ ค่าคาปาซิแตนซ์(F)

ขณะเดียวกันค่าความเร็วเฟส v_p จะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.21)

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) นี้ ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ v_p กับ L หรือ $\frac{1}{L}$ จะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.22)

$$Z_c = v_p L = \frac{1}{v_p L} \quad (2.22)$$

Z_c คือ ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic Impedance) ของสายส่ง (Ω)

v_p คือ ค่าความเร็วเฟส

ในส่วนของการพิจารณากรณีซบสเตรตที่ไม่คิดค่าของสารไดอิเล็กทริกเหลือแต่ค่าอากาศเพียงอย่างเดียวที่โบล้อมสายไมโครสตริป โดยสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะมีค่าเท่ากับความเร็วแสงและค่าคาปาซิแตนซ์จะเปลี่ยนไปตามค่าความยาวคิดเป็นค่าต่อหนึ่งหน่วยที่เปลี่ยนไป และในส่วนของค่าอินดักแตนซ์จะไม่ถูกรบกวน ซึ่งค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปจะมีค่าเป็น C_0 จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.23)

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (2.23)$$

ในขณะเดียวกัน ค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ จะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.24)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (2.24)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.24) หาดด้วยสมการที่ (2.22) จะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.25)

$$\frac{c}{C_0} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.25)$$

ค่า c/C_0 ตามนิยามนี้โดยทั่วไปก็คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กทริกที่โบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ ค่า c/C_0 นั้นจะเปรียบเสมือนค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ของสายไมโครสตริปที่มีซบสเตรต ϵ_{eff} เป็นสารไดอิเล็กทริกและที่ด้านบนจะเป็นส่วนของอากาศจะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.26)

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.24 – 2.26) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ϵ_{eff} จะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.27)

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_0 = \frac{Z_c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_0}{Z_c} \right)^2 \quad (2.27)$$

ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ของสายส่ง ที่มีความสัมพันธ์จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.27) นี้ จากผลที่ได้จะเห็นว่า ถ้าเราสามารถรู้ค่า ϵ_{eff} จะสามารถคำนวณหาคุณสมบัติอื่นๆ ได้และการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของไมโครสตริป เมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของซับสเตรตจะแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณาจากกรณี 2 กรณีดังต่อไปนี้

กรณีแรกคือ ในกรณีที่ค่าความกว้าง w มากกว่า 1 ($w/h \gg 1$) ดังรูปที่ 2.6 (ก) ในกรณีนี้ เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริป หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของซับสเตรต หรือ $\epsilon_{eff} \rightarrow \epsilon_r$

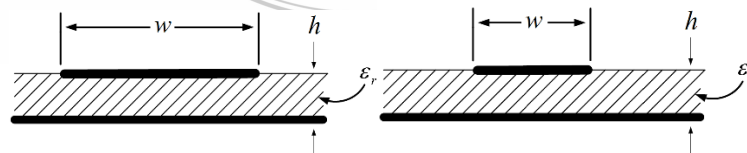
กรณีที่สองคือ ในกรณีที่ค่าความกว้าง w น้อยกว่า 1 ($w/h \ll 1$) ดังรูปที่ 2.6 (ข) กรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านซับสเตรต ครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์มีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.28)

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.28)$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไป ได้มีการเขียนค่า ϵ_{eff} จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.29)

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1); \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.29)$$

- ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์
- w คือ ค่าความกว้างของสายไมโครสตริป
- h คือ ค่าความหนาของแผ่นซับสเตรต
- q คือ ฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling Factor)



(ก) ค่าความกว้าง w มากกว่า 1 ($w/h \gg 1$) (ข) ค่าความกว้าง w น้อยกว่า 1 ($w/h \ll 1$)

รูปที่ 2.6 ไมโครสตริปที่มีค่าความกว้าง w มากกว่า 1 และ ค่าความกว้าง w น้อยกว่า 1 [26]

ค่า q ในสมการที่ (2.30) นี้ถูกเรียกว่า ฟิลลิงแฟกเตอร์ (Filling Factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าซบสเตอร์ ที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างสายไมโครสตริปนั้นมากหรือน้อยเพียงไร เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการที่ (2.30) ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h ซึ่งในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 2 GHz นั้น ดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุของซบสเตอร์ จะมีผลกระทบของดิสเพอร์ชันในส่วนนี้ จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.30)

$$\epsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{v_p(f)} \right\}^2 \quad (2.30)$$

$\epsilon_{eff}(f)$ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ดิสเพอร์ชันเชิง

$v_p(f)$ คือ ค่าความเร็วเฟสดิสเพอร์ชันเชิง

c คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)

ถ้าหากค่าความหนาของสตริป z มีค่าใกล้เคียง 0 ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะและค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ที่มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1% จะได้สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.21) (2.31) สำหรับอัตราส่วน $w/h \leq 1$ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.32)

$$Z_c = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \quad (2.31)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} + 0.04 \left[1 - \frac{w}{h} \right] \right\}^{-1} \quad (2.32)$$

สำหรับค่าอัตราส่วน $w/h \leq 1$ จะได้ว่า ค่าอิมพีแดนซ์จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.33) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.34)

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{w}{h} + 1.444 \right] \right\}^{-1} \quad (2.33)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} \quad (2.34)$$

2.4.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส

เมื่อรู้ถึงค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์และย่านความถี่ใช้งาน f จะสามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริป (λ_g) และค่าคงที่การแพร่กระจาย ได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่ (Propagation Constant: γ) และค่าความเร็วเฟส (Phase Velocity: v_p) จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.35) ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.35)$$

เมื่อ λ_o เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศและหากต้องการทราบค่าความยาวคลื่นบนสตริปในหน่วยมิลลิเมตร จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.36)

$$\lambda_g = \frac{300}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.36)$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่ β จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.37) และค่าความเร็วเฟส v_p จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.38)

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.37)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.38)$$

- λ_g คือ ค่าความยาวคลื่นบนสตริป
- λ_o คือ ค่าความยาวคลื่นในอากาศ
- f คือ ค่าความถี่ใช้งาน
- v_p คือ ค่าความเร็วเฟส
- c คือ ค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 เมตร/วินาที)
- β คือ ค่าคงที่ของการแพร่
- ω คือ ค่าความถี่เชิงมุม

2.4.3 การสังเคราะห์หาค่าความกว้างต่อค่าความหนา w/h

ในการคำนวณหาความกว้างต่อค่าความหนา w/h ของสายไมโครสตริป เมื่อรู้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c และค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ ϵ_{eff} สามารถแสดงได้ดังนี้

สำหรับที่ $w/h \leq 2$ จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.39)

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (2.39)$$

และสำหรับที่ $w/h \leq 2$ จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.40)

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.40)$$

เมื่อ

$$A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} = \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2.41)$$

และ

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.42)$$

2.4.4 ผลกระทบจากความหนาของสตริป

ความหนาของสตริป (t) โดยปกติจะมีค่าน้อยมาก ๆ จนอาจพิจารณาได้ว่าเป็นศูนย์ แต่ในทางปฏิบัติค่าความหนาดังกล่าวมิใช่ศูนย์ตามที่ได้ตั้งสมมติฐานไว้ ซึ่งค่าความหนาดังกล่าวจะมีผลต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยจะเริ่มพิจารณาจากสมการที่ (2.41) และสมการที่ (2.42)

สำหรับที่ $w/h \leq 1$ จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.43)

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi \sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left\{ \frac{8}{w(t)/h} + 0.25 \frac{w(t)}{h} \right\} \quad (2.43)$$

และสำหรับที่ $w/h \geq 1$ จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.44)

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2.44)$$

โดยที่จะพิจารณาค่าอัตราส่วน w/h ที่มีผลกระทบจากความหนาของสตริป (t) จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.45)

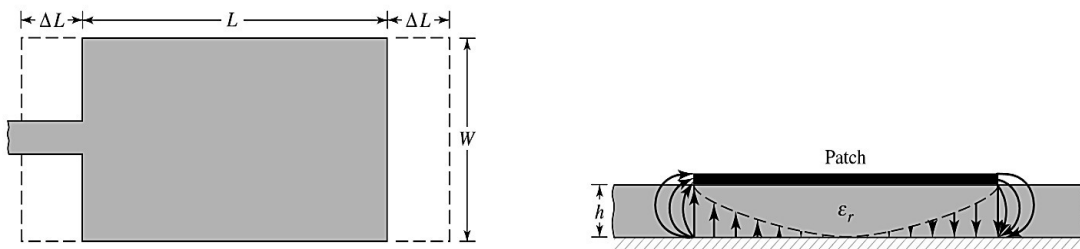
$$\frac{w(t)}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right]; (w/h \leq 0.5\pi) \\ \frac{w}{h} + \frac{1.25t}{\pi h} \left[1 + \ln \frac{2ht}{t} \right]; (w/h \geq 0.5\pi) \end{cases} \quad (2.45)$$

และสำหรับค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ $\epsilon_{eff}(t)$ ที่ได้รับผลกระทบจากความหนาของสตริปจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.46)

$$\epsilon_{eff}(t) = \epsilon_{eff} \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2.46)$$

โดยที่ค่า ϵ_{eff} เป็นค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ที่พิจารณาให้ความหนาของสตริปเป็นศูนย์

ในการออกแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปดังรูปที่ 2.7 จากสมการที่ผ่านมาพบว่าผลกระทบจากความหนาของสตริปต่อค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์จะมีผลน้อยมาก หากว่าอัตราส่วนของความหนาของสตริปต่อความหนาของชั้นไดอิเล็กทริกน้อย (โดยปกติ $t \ll h$) ค่าความหนาของสตริปจะมีผลอย่างยิ่งต่อการสูญเสียของคลื่นความถี่บนแผ่นตัวนำ (Conductor Loss) ของสายนำสัญญาณบนไมโครสตริป



(ก) สายอากาศไมโครสตริปเหลี่ยมผืนผ้า (ข) ทิศทางการไหลกระแสของสายอากาศไมโครสตริป

รูปที่ 2.7 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป [26]

หาค่าความกว้างของตัวสายอากาศ W จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.47) และความยาว L จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.48)

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.47)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (2.48)$$

หาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมประสิทธิ์ ϵ_{eff} จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.49)

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-1/2} \quad (2.49)$$

คำนวณหาค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า ΔL จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.50)

$$\Delta L = 0.412h \frac{\left(\epsilon_{eff} + 0.3\right)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\left(\epsilon_{eff} - 0.258\right)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.50)$$

c คือ ความเร็วแสงมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s

f_r คือ ความถี่ที่ต้องการออกแบบ

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมประสิทธิ์

ΔL คือ ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า

2.5 มาตรฐาน WLAN/WiMAX และ UWB

2.5.1 มาตรฐาน Wireless Local Area Network

เมื่อจะกล่าวถึงมาตรฐาน WLAN (Wireless Local Area Network) ได้มีสถาบันที่เข้ามาช่วยกำกับดูแลคือ สถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติ IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) ได้ก่อตั้งเมื่อปี ค.ศ.1963 [27] ในประเทศสหรัฐอเมริกา โดยสถาบันที่ก่อตั้งนั้นเป็นการรวมตัวของวิศวกรไฟฟ้าและวิศวกรอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งดำเนินกิจกรรมร่วมกันงานวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีด้านโทรคมนาคม ด้านระบบไฟฟ้ากำลัง ระบบอิเล็กทรอนิกส์ ระบบทางแสงและระบบวัดคุมหน้าที่ของสถาบันจะดูแลกำกับมาตรฐานงานวิจัยพัฒนาความรู้และงานวิจัยใหม่ ๆ ตลอดจนเผยแพร่ความรู้ โดยนักวิจัยเหล่านี้มีจะอยู่ทั่วโลกและแบ่งกลุ่มศึกษาตามความเชี่ยวชาญในแต่ละบุคคล ซึ่งกลุ่มของสถาบันที่ก่อตั้งจะใช้หมายเลข IEEE ที่ได้รับการยอมรับจากองค์กรควบคุมมาตรฐานเกี่ยวข้องกับโครงการนี้จะสามารถแบ่งออกได้ดังต่อไปนี้

มาตรฐาน IEEE 802.11 ซึ่งเป็นองค์กรที่กำหนดมาตรฐานอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ได้กำหนดมาตรฐานเครือข่ายไร้สาย โดยกำหนดด้วยตัวเลข 802.11 แล้วตามด้วยตัวอักษร เช่น 802.11b, 802.11a, 802.11g และ 802.11n คือมาตรฐานการทำงานของระบบเครือข่ายไร้สายกำหนดขึ้นโดย IEEE เป็นมาตรฐานกลาง ที่ได้นำมาปฏิบัติใช้ในมาตรฐานของการรับ - ส่งข้อมูล โดยอาศัยคลื่นความถี่ ระหว่างตัวรับส่งแต่ละตัวด้วยกัน หลังจากที่เทคโนโลยีเครือข่ายไร้สายนี้ได้เกิดขึ้น ก็ได้เกิดมาตรฐานตามมาอีกมากมาย โดยที่การจะเลือกซื้อหรือเลือกใช้อุปกรณ์เครือข่ายไร้สายเหล่านั้น เราจำเป็นต้องคำนึงถึงเทคโนโลยีที่ใช้ในผลิตภัณฑ์นั้น ๆ รวมถึงความเข้ากันได้ของเทคโนโลยีที่ต่าง ๆ

มาตรฐาน IEEE 802.11a เป็นมาตรฐานที่ได้รับการตีพิมพ์และเผยแพร่เมื่อปี พ.ศ. 2542 โดยใช้เทคโนโลยี OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เพื่อพัฒนาให้ผลิตภัณฑ์ไร้สายมีความสามารถในการรับส่งข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงสุด 54 Mbps โดยใช้คลื่นวิทยุย่านความถี่ 5 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่ไม่ได้รับอนุญาตให้ใช้งานโดยทั่วไปในประเทศไทย เนื่องจากสงวนไว้สำหรับกิจการทางด้านดาวเทียม

มาตรฐาน IEEE 802.11b เป็นมาตรฐานที่ถูกตีพิมพ์และเผยแพร่ออกมาพร้อมกับมาตรฐาน IEEE 802.11a เมื่อปี พ.ศ.2542 โดยมาตรฐาน IEEE 802.11b ได้รับความนิยมในการใช้งานอย่างแพร่หลายมากใช้เทคโนโลยีที่เรียกว่า CCK (Complimentary Code Keying) ร่วมกับเทคโนโลยี DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum) เพื่อให้สามารถรับส่งข้อมูลได้ด้วยอัตราความเร็วสูงสุดที่ 11 Mbps โดยใช้คลื่นสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 2.40 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่อนุญาตให้ใช้งานในแบบสาธารณะทางด้านวิทยาศาสตร์ อุตสาหกรรม และการแพทย์ โดยผลิตภัณฑ์ที่ใช้ความถี่ย่านนี้มีหลายชนิด

มาตรฐาน IEEE 802.11e เป็นมาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับการใช้งานแอปพลิเคชันทางด้านมัลติมีเดียอย่าง VoIP (Voice over IP) เพื่อควบคุมและรับประกันคุณภาพของการใช้งานตามหลักการ QoS (Quality of Service) โดยการปรับปรุง MAC Layer ให้มีคุณสมบัติในการรับรองการใช้งานให้มีประสิทธิภาพ

มาตรฐาน IEEE 802.11f มาตรฐานนี้เป็นที่รู้จักกันในนาม IAPP (Inter Access Point Protocol) ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับจัดการกับผู้ใช้งานที่เคลื่อนที่ข้ามเขตการให้บริการของส่งสัญญาณ Access Point ตัวหนึ่งไปยัง Access Point อีกตัวหนึ่งเพื่อให้บริการในแบบโรมมิ่งสัญญาณระหว่างกัน

มาตรฐาน IEEE 802.11g มาตรฐาน IEEE 802.11g เป็นมาตรฐานที่ได้รับการพัฒนาขึ้นมาทดแทนผลิตภัณฑ์ที่รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b โดยยังคงใช้คลื่นความถี่ 2.40 GHz แต่มีความเร็วในการรับส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นอยู่ที่ระดับ 54 Mbps หรือเท่ากับมาตรฐาน 802.11a โดยเทคโนโลยี OFDM

บนคลื่นวิทยุและมีรัศมีการทำงานที่มากกว่า IEEE 802.11a พร้อมความสามารถในการใช้งานร่วมกันกับมาตรฐาน IEEE 802.11b ได้ (Backward Compatible) เพียงแต่ว่าความถี่ 2.40 GHz ยังคงเป็นคลื่นความถี่สาธารณะอยู่เหมือนเดิม ดังนั้นจึงยังมีปัญหาเรื่องของสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ที่ใช้คลื่นความถี่เดียวกันอยู่ดี

มาตรฐาน IEEE 802.11h มาตรฐานที่ออกแบบมาสำหรับผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่ใช้งานย่านความถี่ 5 GHz ให้ทำงานถูกต้องตามข้อกำหนดการใช้ความถี่ของประเทศในทวีปยุโรป

มาตรฐาน IEEE 802.11i เป็นมาตรฐานในด้านการรักษาความปลอดภัย ของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สาย โดยการปรับปรุง MAC Layer เนื่องจากระบบเครือข่ายไร้สายมีช่องโหว่มากมายในการใช้งาน โดยเฉพาะฟังก์ชันการเข้ารหัสแบบ WEP 64/128-bit ซึ่งใช้คีย์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งไม่เพียงพอสำหรับสภาพการใช้งานที่ต้องการความมั่นใจในการรักษาความปลอดภัยของการสื่อสารระดับสูงมาตรฐาน IEEE 802.11i จึงกำหนดเทคนิคการเข้ารหัสที่ใช้คีย์ชั่วคราวด้วย WPA, WPA2 และการเข้ารหัสในแบบ AES (Advanced Encryption Standard) ซึ่งมีความน่าเชื่อถือสูง

มาตรฐาน IEEE 802.11k เป็นมาตรฐานที่ใช้จัดการการทำงานของระบบ เครือข่ายไร้สาย ทั้งจัดการการใช้งานคลื่นวิทยุให้มีประสิทธิภาพมีฟังก์ชันการเลือกช่องสัญญาณ การโรมมิ่งและการควบคุมกำลังส่ง นอกจากนี้ก็ยังมีฟังก์ชันการร้องขอและปรับแต่งค่าให้เหมาะสมกับการทำงาน การหาค่าที่มีการใช้งานสำหรับเครื่องโคเลอเนตที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ระบบ จัดการสามารถทำงานจากศูนย์กลางได้

มาตรฐาน IEEE 802.1x เป็นมาตรฐานที่ใช้งานกับระบบรักษาความปลอดภัย ซึ่งก่อนเข้าใช้งานระบบเครือข่ายไร้สายจะต้องตรวจสอบสิทธิ์ในการใช้งานก่อน โดย IEEE 802.1x จะใช้โพรโตคอลอย่าง LEAP, PEAP, EAP-TLS, EAP-FAST ซึ่งรองรับการตรวจสอบผ่านเซิร์ฟเวอร์ เช่น Kerberos, Radius เป็นต้น

มาตรฐาน IEEE 802.11n (มาตรฐานล่าสุด) เป็นมาตรฐานของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่คาดหวังกันว่า จะเข้ามาแทนที่มาตรฐาน IEEE 802.11a, IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g ซึ่งมาตรฐาน 802.11n โดยจะมีความเร็วอยู่ที่ 300 Mbps หรือเร็วกว่าแลนแบบมีสายที่มาตรฐาน 100 BASE-TX นอกจากนี้ยังมีระยะพื้นที่ให้บริการกว้างขึ้น โดยเทคโนโลยีที่ 802.11n นำมาใช้ก็คือเทคโนโลยี MIMO ซึ่งเป็นการรับส่งข้อมูลจากเสาสัญญาณหลาย ๆ ต้น พร้อม ๆ กัน ทำให้ได้ความเร็วสูงมากขึ้นและยังใช้คลื่นความถี่แบบ Dual Band คือ ทำงานความถี่ 2.4 GHz และ 5 GHz

โดยจะได้นำข้อมูลของมาตรฐานการใช้งานเครือข่ายไร้สายมาเปรียบเทียบอัตราความเร็วและระยะทางการส่งสัญญาณของแต่ละความถี่ในรูปแบบของตารางการเปรียบเทียบดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่าง ๆ [27]

เทคโนโลยี	มาตรฐาน	เครือข่าย	อัตราความเร็ว	ระยะทาง	ความถี่ (GHz)
CDMA2000	1x EV-DO	WLAN	สูงสุด 2.4 Mbps	1.6 – 8 km	0.4, 0.8, 0.9,
	3G				1.7, 1.8, 1.9, 2.1
EDGE	2.5G	WLAN	สูงสุด 348 Kbps	1.6 – 8 km	1.9
UWB	802.15.3a	WPAN	110 - 480 Mbps	10 m	7.5
WCDMA/MUTS	3G	WLAN	2 Mbps/10Mbps	1.6 – 8 km	1.8, 1.9, 2.1
Wi-Fi	802.11a	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	5
Wi-Fi	802.11b	WLAN	สูงสุด 11 Mbps	100 m	2.4
Wi-Fi	802.11g	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	2.4

2.5.2 มาตรฐาน Worldwide Interoperability of Microwave Access

มาตรฐาน WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [28] จะมีสถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติช่วยกำกับดูแลเช่นเดียวกันกับมาตรฐาน WLAN โดยมาตรฐาน WiMAX จะเป็นเทคโนโลยีแบบไร้สายประเภทที่มีความสามารถที่สูงกว่าเทคโนโลยีแบบ Wi-Fi ทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูลและระยะทางความสามารถในการกระจายสัญญาณจะเป็นแบบจากจุดเดียวไปยังหลายจุด (Point to Multipoint) อีกทั้งรองรับการทำงานแบบการรับส่งสัญญาณแบบมีสิ่งกีดขวาง NLOS (Non Line of Sign) คือ สามารถทำการเชื่อมต่อการทำงานได้แม้จะมีสิ่งกีดขวาง เช่น ต้นไม้ กระจก ผนังและอาคาร เป็นต้น มาตรฐาน WiMAX ได้พัฒนาจากการสื่อสารไร้สายระยะใกล้ด้วยมาตรฐาน IEEE 802.11 มาตรฐานนี้ได้พัฒนาเป็นเทคโนโลยี Wi-Fi ต่อมาได้มีมาตรฐานใหม่ขึ้นมาคือ IEEE 802.15 มาตรฐานนี้ได้ถูกนำไปพัฒนากลายเป็นเทคโนโลยีไร้สายแบบเชื่อมต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งติดต่อกับสื่อสารในระยะใกล้ รู้จักกันดีในนามของ Bluetooth ซึ่งมาตรฐาน WiMAX จะกำหนดด้วยตัวเลข 802.16 และในการพัฒนาเทคโนโลยีไร้สายกับมาตรฐาน WiMAX จะพัฒนาอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ เช่น เครื่องรับส่งสัญญาณสายอากาศ วิธีการส่งสัญญาณต่าง ๆ และระยะทาง เป็นต้น โดยจะใช้หมายเลข IEEE ที่ได้รับการยอมรับจากองค์กรควบคุมมาตรฐานสามารถแบ่งออกได้ดังต่อไปนี้

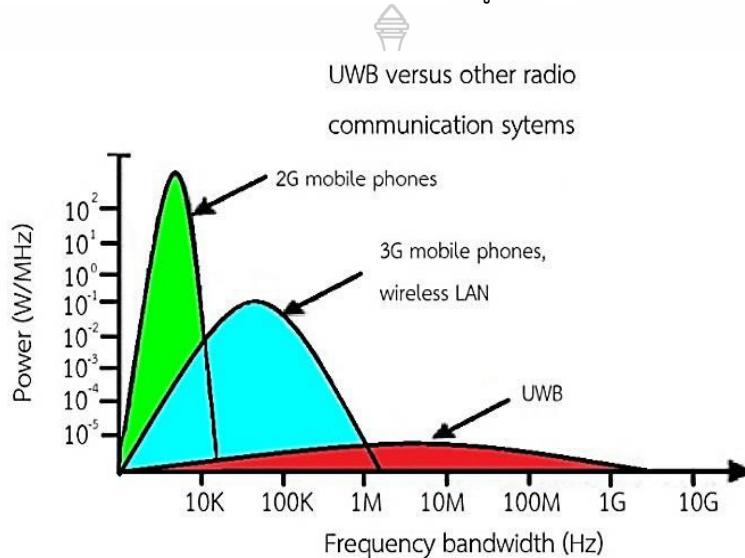
มาตรฐาน WiMAX แบบ IEEE 802.16 เป็นมาตรฐานในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ ที่ให้ระยะทางเชื่อมโยงแค่ 1.6-4.8 km เป็นมาตรฐานเดียวที่สนับสนุนรูปแบบในระดับสายตา LOS (Line of Sight) แต่มาตรฐานนี้ก็กลับมีการเปิดใช้งานในช่วงความถี่ที่สูงมากคือ 10-66 GHz

มาตรฐาน WiMAX แบบ IEEE 802.16a เป็นมาตรฐานที่ถูกปรับปรุงมาจาก IEEE 802.16 โดยมีการปรับลดระดับความถี่ที่ใช้งานให้ลงมาที่ย่านความถี่ 2-11 GHz ซึ่งคุณสมบัติเด่นที่ได้รับจากการแก้ไขจากมาตรฐาน IEEE 802.16a พัฒนามาจากต้นแบบ IEEE 802.16 ความสามารถที่เพิ่มขึ้นคือการทำงานแบบรองรับ NLOS เพิ่มประสิทธิภาพในการผ่านสิ่งกีดขวางช่วงความถี่ที่ใช้ 2 - 11 GHz พร้อมทั้งขยายระบบเครือข่ายเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตแบบไร้สายความเร็วสูงได้อย่างกว้างขวางสามารถเชื่อมต่อเข้ากับระบบเชื่อมต่อแบบ DSL (Digital Subscriber Line) ที่สามารถเชื่อมต่อได้พร้อมกันได้มากกว่าหนึ่งเครื่อง

มาตรฐาน IEEE 802.16e เป็นมาตรฐานที่ให้การสนับสนุนการใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พกพาประเภทต่าง ๆ เช่น มือถือ โน้ตบุ๊ก แท็บเล็ต และพีดีเอ เป็นต้น โดยให้รัศมีการทำงานที่ 1.6 - 4.8 km มีระบบที่ช่วยให้ผู้ใช้งานสามารถสื่อสารได้แม้ว่าจะมีการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลาเทคโนโลยีสื่อสารไร้สายในรูปของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้มีการพัฒนาต่อเนื่องจากยุค 2G สู่ยุค 2.5G 3G และ 4G ซึ่งรองรับการสื่อสารแบบมัลติมีเดียในส่วนของความเร็วในการรับส่งข้อมูลสามารถส่งได้ถึง 75 Mbps อีกทั้งสามารถให้บริการครอบคลุมถึง 48 km และด้านสัญญาณสะท้อนกลับก่อให้เกิดไม่มีปัญหา ซึ่งมีข้อดีอีกประการหนึ่งในด้านความสามารถของสถานีฐานที่สามารถปรับการให้บริการตามผู้รับบริการที่ใช้งานได้จริง เช่น ในกรณีที่ไม่สามารถรับบริการแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) มีค่า 64 QAM สถานีฐานจะเปลี่ยนเป็นแบบ 16 QAM และจะขยายระยะทางเพิ่มขึ้นให้ตามความต้องการ

2.5.3 มาตรฐาน Ultra Wideband

มาตรฐาน Ultra Wideband (UWB) [29] จะถูกกำกับดูแลด้วยสถาบันวิศวกรรมไฟฟ้าและวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์นานาชาติเช่นเดียวกับมาตรฐาน WLAN และ WiMIX ซึ่งปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ได้อย่างสมบูรณ์และมีประสิทธิภาพสูงสุด ถูกพัฒนาเข้าไปสู่เทคโนโลยี 5G โดยมาตรฐาน UWB จะกำหนดด้วยตัวเลข 802.15.3a เป็นเทคโนโลยีที่มีแถบความถี่กว้างยิ่ง มีแถบกว้างมากมีแบนด์วิดท์กว้างถึง 7.5 GHz ในช่วงความถี่ระหว่าง 3.1 - 10.6 GHz ใช้กำลังงานต่ำดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 เปรียบเทียบสเปกตรัมระหว่างแถบกว้างยิ่ง UWB และแถบความถี่อื่น ๆ [29]

ในส่วนของการใช้งานของเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง UWB ที่ผ่านมาจะใช้งานในระบบเรดาร์ทางการทหาร ซึ่งต่อมาได้ถูกนำมาใช้งานกับผู้ให้บริการทั่วไป ซึ่งนำมาประยุกต์ใช้งานในลักษณะของโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลแบบไร้สาย WPANs (Wireless Personal Area Networks) การติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่าง ๆ ในการรับส่งข้อมูลที่เป็นมัลติมีเดียที่มีขนาดของข้อมูลที่ใหญ่ ต้องการความเร็วสูงในการรับส่ง เช่น การติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องพิมพ์ กล้องวีดีโอ กล้องถ่ายรูป เครื่องสแกนเนอร์ เป็นต้น จากที่กล่าวมานั้น เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง UWB จะรับส่งข้อมูลด้วยสัญญาณพัลส์ที่แคบระดับนาโนวินาที ซึ่งพัลส์ที่มีช่วงเวลาแคบ ๆ จะมีสเปกตรัมที่กว้างมากจึงทำให้เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนี้มีราคาถูกลงและยังมีข้อดีในด้านอุปกรณ์รับส่งสัญญาณที่มีขนาดเล็กใช้กำลังงานต่ำ สัญญาณของแถบกว้างยิ่งจะมีสัดส่วนของแบนด์วิดท์ในการส่งมากกว่าหรือเท่ากับ 20% ของแถบความถี่กลางหรือมีการใช้แถบความถี่มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ซึ่งจะเห็นว่ามีส่วนมากกว่าแถบความถี่ B_f ของสัญญาณซึ่งจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.51)

$$B_f = \frac{BW}{f_c} = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2.51)$$

B_f คือ สัดส่วนแบนด์วิดท์

BW คือ แบนด์วิดท์

f_c คือ ความถี่กลาง

f_H คือ ความถี่สูงสุด

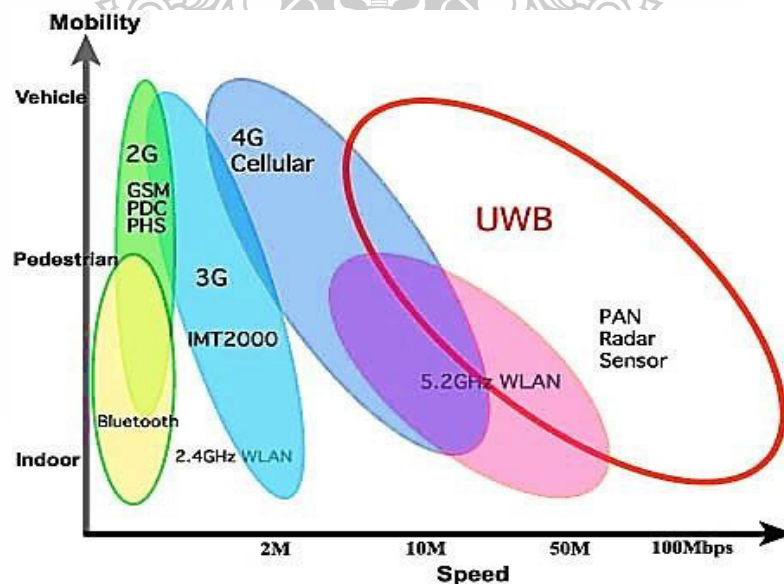
f_L คือ ความถี่ต่ำสุด

โดยเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง UWB สามารถรองรับความต้องการความเร็วในการรับส่งข้อมูลที่สูงใช้ในระยะทางสั้นที่ระยะทาง 10 m รับส่งข้อมูลที่มีความเร็วได้ถึง 110 Mb/s และระยะใกล้ที่ระยะทาง 2 m รับส่งข้อมูลที่มีความเร็วได้ถึง 480 Mb/s ในส่วนของความจุของช่องสัญญาณหรืออัตราข้อมูลต่อบิตสูง ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบไว้ดังรูปที่ 2.9 ขนาดความจุที่มีจำนวนมากสามารถพิจารณาได้จากทฤษฎีของ Hartley Shannon [29] จะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.52)

$$C_c = BW \log_2 (1 + SNR) \quad (2.52)$$

C_c คือ ค่าความจุช่องสัญญาณสูงสุด

SNR คือ อัตราส่วนสัญญาณกำลังงานต่อสัญญาณรบกวนกำลังงาน



รูปที่ 2.9 เปรียบเทียบอัตราข้อมูลต่อบิตระยะทางระหว่างแถบกว้างยิ่งและแถบความถี่อื่น ๆ [29]

2.5.4 ข้อกำหนดการทำงานของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง

ข้อกำหนดของระบบสื่อสารแบบแถบกว้างยิ่ง จะถูกจัดสรรช่วงความถี่ในการใช้งาน จะ 2 กลุ่มหลัก คือ กลุ่มคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาโดยกลุ่มทำงานนี้ได้ก่อตั้งขึ้นอย่างเป็นทางการ UWBWG (Ultra Wideband Working Group) และกลุ่มสถาบันกำหนดมาตรฐานทางโทรคมนาคมแห่งสหภาพยุโรป ETSI (European Telecommunications Standards Institute) หรือสหพันธ์โทรคมนาคมระหว่างประเทศ ITU (International Telecommunication Union) โดยจะอธิบายดังต่อไปนี้

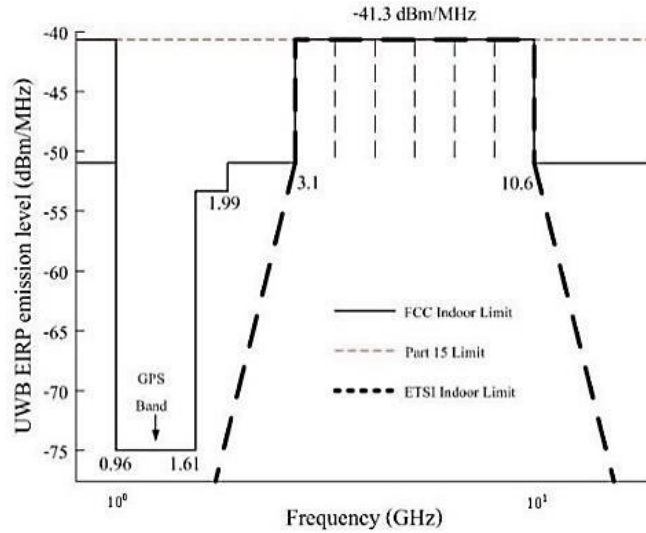
ข้อกำหนดในสหรัฐอเมริกา จากข้อตกลงทางคณะกรรมการกิจการโทรคมนาคมแห่งสหรัฐอเมริกา FCC (Federal Communications Commission) ได้ออกประกาศเกี่ยวกับการตรวจสอบหรือ NOI (Notice of Inquiry) ในปี ค.ศ. 1998 โดยที่ผ่านมาในการส่งกำลังงานของสัญญาณจะมีระดับต่ำมาก ๆ แต่ก็ยังมีกลุ่มผู้ที่สนับสนุนในระบบการส่งสัญญาณเดิมออกมาต่อต้านการนำระบบแถบกว้างยิ่งมาใช้งานสำหรับการสื่อสารของพลเรือน ซึ่งข้อเรียกร้องนั้นจะเกี่ยวข้องกับเพิ่มขึ้นส่งกำลังงานของสัญญาณในแถบความถี่เช่น แถบความถี่ในการกระจายสัญญาณโทรทัศน์ แถบความถี่ที่สำรองไว้สำหรับคลื่นวิทยุทางดาราศาสตร์และระบบ GPS (Global Positioning System) เป็นต้น ซึ่งมีองค์การบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกาหรือ FAA (Federal Aviation Administration) ได้แสดงความเป็นห่วงต่อความปลอดภัยในกิจการการบินและเครื่องส่งแถบกว้างยิ่ง ซึ่งในเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 ทาง FCC ได้ออกกฎสำหรับระบบแถบกว้างยิ่ง จะเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานโดยประกาศในฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบแถบกว้างยิ่งและยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางการค้าอีกด้วย ซึ่งประกาศนั้นจะเป็นระเบียบที่เผยแพร่ต่อสาธารณชน เมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 โดยจะอนุญาตใช้งานในระบบแถบกว้างยิ่งทั้ง 4 ประเภท และกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานของสัญญาณสำหรับการใช้งานในประเภทต่าง ๆ สำหรับใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคารดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ข้อกำหนดในการแพร่กระจายแถบกำลังงานโดย FCC [29]

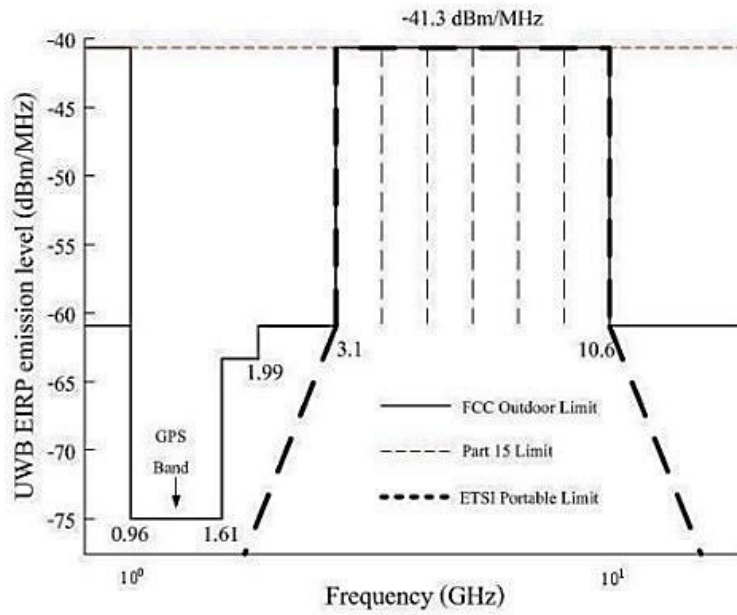
ความถี่ [MHz]	ภายในอาคาร EIRP in dBm	ภายนอกอาคาร EIRP in dBm
960 – 1,610	-75.3	-75.3
1,610 – 1,990	-53.3	-63.3
1,990 – 3,100	-51.3	-61.3
3,100 – 10,600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10,600	-51.3	-61.3

ข้อกำหนดในยุโรปปัจจุบัน ในส่วนของข้อกำหนดระบบแถบกว้างยิ่งจะถูกหยิบยกจากข้อมูลเกี่ยวกับผลกระทบของระบบแถบกว้างยิ่ง โดยข้อกำหนดจะควบคุมกว่าข้อกำหนดทางสหรัฐอเมริกา เนื่องจากทางยุโรปนั้นจะเป็นเทคโนโลยีใหม่ โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงาน

สำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดด้วย ITU หรือ ETSI ดังรูปที่ 2.10 โดยที่การเปรียบเทียบข้อกำหนดการจำกัดสเปกตรัมความถี่ดังตารางที่ 2.4



(ก) FCC



(ข) ETSI

รูปที่ 2.10 ข้อกำหนดสเปกตรัมเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งภายในอาคารระหว่าง FCC และ ETSI [29]

ตารางที่ 2.4 ข้อจำกัดในการแพร่กระจายแถบกำลังงานโดย ETSI สำหรับการใช้งานในการสื่อสารทั้งภายในและภายนอกอาคาร [29]

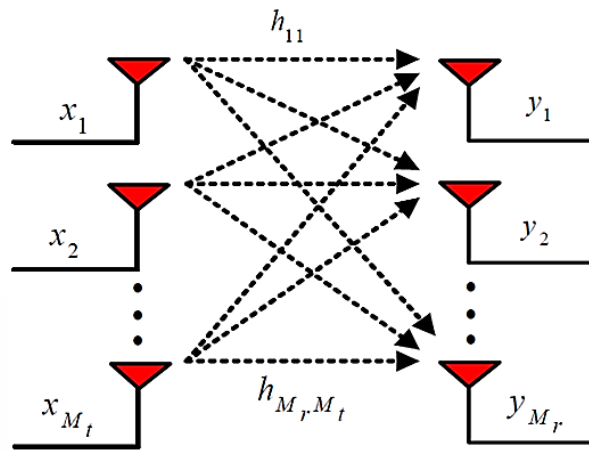
	ช่วงความถี่ (GHz)		
	$f < 3.1$	$3.1 < f < 10.6$	$f > 10.6$
ภายในอาคาร	$-51.3 + 87\log(f / 3.1)$	$3.1 < f < 10.6$	$-51.3 + 87\log(10.6 / f)$
ภายนอกอาคาร	$-61.3 + 87\log(f / 3.1)$	-41.3	$61.3 + 87\log(10.6 / f)$

2.5.5 การประยุกต์ใช้งานเทคโนโลยีแถบกว้างยิ่ง

เทคโนโลยีแถบกว้างยิ่งนั้น จะถูกนำมาใช้งานในระบบการสื่อสารระยะทางสั้น ๆ ระหว่างคอมพิวเตอร์กับอุปกรณ์สื่อสารไร้สายในสำนักงานหรือบ้านพักอาศัย เช่น โครงข่ายภายในอาคารสำนักงาน (Offices Network) โครงข่ายภายในบ้านพักอาศัย (Home Network) โครงข่ายบนร่างกายมนุษย์ (Body Area Network) โครงข่ายไร้สายทางการแพทย์ (Wireless Medical Network) และการหาตำแหน่ง (UWB Localization) จากที่กล่าวมานั้น การส่งสัญญาณแถบกว้างยิ่งมีข้อดีในด้านการส่งสัญญาณจะมีความเร็วสูงและมีข้อมูลจำนวนมาก แต่ยังมีข้อเสียทางด้านการถูกลดทอนกำลังงาน (Power Attenuation) จะส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับ ซึ่งมีปัจจัยต่าง ๆ เช่น ลดทอนโดยผนังหรือกำแพงของตัวอาคาร ลดทอนจากวัสดุตกแต่งในตัวอาคาร และเครื่องใช้ต่าง ๆ เป็นต้น

2.6 เทคโนโลยีโมโม

ระบบโมโมเป็นระบบที่ได้รับความนิยมมากที่สุดในยุคสื่อสารไร้สาย 4G และ 5G ซึ่งมีข้อดีในด้านการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณมากขึ้นและการรับส่งสัญญาณได้อย่างรวดเร็ว โดยระบบโมโมนั้นจะใช้สายอากาศแบบหลายองค์ประกอบในการรับส่งสัญญาณทั้งในภาคส่งและภาครับซึ่งจะแตกต่างจากเทคโนโลยีเดิมที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายประเภทสายอากาศฉลาด (Smart Antenna System) ที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงด้านเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงด้านเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งอย่างเดียวหรือที่ภาครับอย่างเดียวก็ตาม โดยที่ระบบโมโมจะสามารถถึงความสามารถทั้งการมัลติเพล็กซ์ (Multiplexing) หรือพัฒนาคุณลักษณะด้วยไดเวอร์ซิตี (Diversity) ในระบบนี้สายอากาศส่งและรับช่วยในการเพิ่มอัตราขยายไดเวอร์ซิตี การมัลติเพล็กซ์จะส่งเสริมในด้านโครงสร้างของอัตราขยายของช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีความเป็นอิสระในแต่ละทิศทางการเดินทางของคลื่น โดยมีผู้ที่เริ่มใช้ระบบนี้ได้แก่ Win, M.Z., Gans และ M.J., 1999; Win, M.Z., Winters และ J.H. (1999) [30] ระบบจะมีส่วนของอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แบ่งสัญญาณข้อมูลออกเป็นส่วนย่อย ๆ เพื่อส่งไปยังระบบสายอากาศภาคส่งพร้อม ๆ กัน ดังแสดงในรูปที่ 2.11 และสัญญาณที่ส่งในแต่ละสายอากาศจะผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปยังสายอากาศภาครับส่งผ่านไปหน่วยประมวลผลข้อมูลเพื่อแยกสัญญาณข้อมูลแต่ละชุดที่ได้รับซึ่งจะเปรียบเทียบกับการแบ่งข้อมูลออกเป็นหลาย ๆ เส้นทางแล้วส่งไปพร้อม ๆ กัน



รูปที่ 2.11 การรับส่งข้อมูลในระบบไมโม [30]

2.6.1 ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) [31]

ปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) จะเกิดขึ้นจากการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแบบแถวลำดับ โดยจะเกิดขึ้นในบริเวณตำแหน่งที่ใกล้เคียงกัน ซึ่งจะส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบไมโมโดยจะส่งผลต่อค่าความจุของช่องสัญญาณจะใช้เทคนิค N พอร์ต ในการนำผลที่ได้มาหาประสิทธิภาพของสายอากาศในระบบไมโมนั้นสามารถดูได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของ S_{21} และ S_{12} ซึ่งค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) นั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่า -14 dB จึงจะเป็นค่าที่สามารถยอมรับได้ การลดค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) นั้นสามารถทำได้โดยการออกแบบระยะห่างของสายอากาศในระบบไมโมทั้งสองพอร์ตให้มีระยะห่างที่เหมาะสมที่สุดของการจัดวางสายอากาศ $\lambda/4$ ดังรูปที่ 2.12(ก) และการจัดวางตามแนวตั้งฉาก 90° ดังรูปที่ 2.12(ข)



(ก) การจัดวางสายอากาศ $\lambda/4$

(ข) การจัดวางสายอากาศแนวตั้งฉาก 90°

รูปที่ 2.12 การจัดวางสายอากาศ $\lambda/4$ [30]

2.6.2 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) [31]

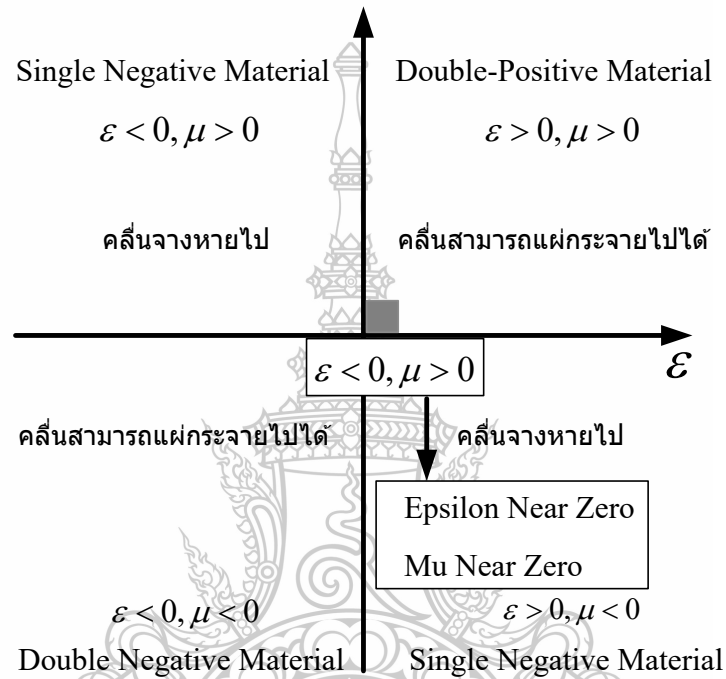
ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นค่าสำหรับพิจารณาประสิทธิภาพของสายอากาศในระบบโมโมซึ่งเป็นการวัดระดับความสัมพันธ์ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศมีค่าที่ยอมรับได้ไม่เกิน 0.5 ตามมาตรฐาน เป็นการนำค่าพารามิเตอร์คำนวณดังสมการที่ 2.53 และในส่วนที่มากกว่า 2 ดัน

$$\rho_c(i, j, N) = \frac{\left| \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,j} \right|^2}{\prod_{k=(i,j)} \left[1 - \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,k} \right]} \quad (2.53)$$

2.7 อภิวัด

อภิวัด (Metamaterials) เป็นวัสดุเสมือนที่สร้างขึ้นเพื่อให้มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ โดยคุณสมบัติเหล่านี้อาจไม่มีอยู่ในวัสดุที่มีอยู่ในธรรมชาติ โดยทั่วไปอภิวัดจะถูกกำหนดคุณสมบัติจากโครงสร้างที่ออกแบบ (มีได้มีคุณสมบัติตามเนื้อวัสดุของส่วนประกอบ) อภิวัดถ้าเรามองลึกลงไปก็จะเห็นความไม่สม่ำเสมอในระดับไมโครอยู่ (Small Inhomogeneities) และคุณสมบัติของมันจะถูกนำเสนอด้วยคุณสมบัติประสิทธิผลของการตอบสนองในระดับมหภาค (Effective Macroscopic Behavior) การวิจัยในระยะแรกของอภิวัดนี้คือ การศึกษาวัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นลบ (Negative Reflection Index) โดยการทำให้ดัชนีหักเหเป็นลบนี้ เป็นพื้นฐานของการนำไปออกแบบสร้างซูเปอร์เลนส์ (Super Lens) ที่สามารถมีการขยายภาพให้ความละเอียดสูง ซึ่งสูงเกินขีดจำกัดของเลนส์ทั่วไป และยังสามารถนำไปสร้างสิ่งประดิษฐ์ที่ทำให้เสมือนว่าล่องหนได้ ในเบื้องต้น อภิวัดนี้ถูกพัฒนาสำหรับใช้งานด้านที่เกี่ยวกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic) แต่ปัจจุบัน แนวคิดของการสร้างอภิวัดถูกนำไปพัฒนาทางด้านที่เกี่ยวกับคลื่นเสียง (Acoustic) และคลื่นปฐพี (Seismic) ด้วย ประโยชน์ของอภิวัดที่นำไปใช้งาน เช่น เซ็นเซอร์ การตรวจวัดโครงสร้างพื้นฐาน การจัดการบริหารพลังงาน แสงอาทิตย์แบบฉลาด ความปลอดภัยสาธารณะการสื่อสารความถี่สูง เลนส์สำหรับเสาอากาศ การเพิ่มประสิทธิภาพเซ็นเซอร์เหนือเสียง และการป้องกันโครงสร้างจากแผ่นดินไหว เป็นต้น จากที่กล่าวมานั้น ในด้านการวิจัยเกี่ยวกับอภิวัดนี้จะต้องใช้ความรู้จากศาสตร์หลายด้านเช่น วิศวกรรมไฟฟ้า สนามแม่เหล็กไฟฟ้า ฟิสิกส์ของแข็ง วิศวกรรมไมโครเวฟและวิศวกรรมสายอากาศ ออปโต-อิเล็กทรอนิกส์ ออปติกส์แบบดั้งเดิม วัสดุศาสตร์ วิศวกรรมกึ่งตัวนำ วิทยาศาสตร์นาโน เป็นต้น โดยทั่วไปสามารถจำแนกประเภทของอภิวัดจากค่าความซบซิมได้ (μ) และ สภาพยอมได้ (ϵ) ดังรูปที่ 2.13 สามารถจำแนกได้ดังนี้ นอกเหนือจากที่คุ้นเคยกับวัสดุภูมิมือขวา (Double-Positive Material : DPS) ยังมีวัสดุบางชนิดในช่วงความถี่หนึ่งอาจจะมี ค่าความซบซิมได้และสภาพยอมได้ มีค่าอย่างใดอย่างหนึ่งเป็นลบจะเรียกอภิวัดเหล่านี้ว่า SNG (Single Negative Medium) โดยวัสดุที่มีค่าสภาพยอมได้เป็นลบเรียกว่า ENG (Epsilon Negative Medium) และความซบซิมได้เป็นลบเรียกว่า MNG (Mu Negative Medium) โดยนอกจากนี้คุณสมบัติที่ไม่ปกติของอภิวัดที่ได้รับความสนใจมากคือ วัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นศูนย์หรือใกล้เคียงศูนย์ (Zero Reflective Index: ZRI หรือ Near Zero Reflective Index: NZI) จากดัชนีหักเห จะเกิดได้ทั้งหมด 3 กรณีคือ

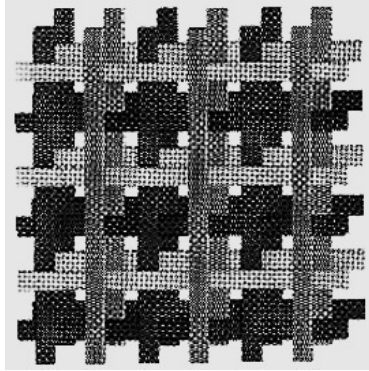
- เมื่อความซาบซึมได้มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 ($\mu \geq 1$) จะเรียกรณีนี้อีกว่า ENZ (Epsilon Near Zero)
- เมื่อสภาพยอมได้มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 จะเรียกรณีนี้อีกว่า MNZ (Mu Near Zero)
- เมื่อความซาบซึมได้และสภาพยอมได้ มีค่าเท่ากับศูนย์ ($\mu = \epsilon = 0$) จะเรียกว่า DZI (Double Zero Index) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า MENZ (Mu-Epsilon Near Zero)



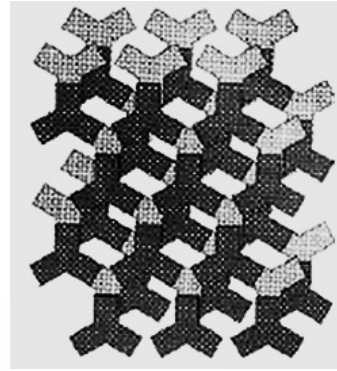
รูปที่ 2.13 ประเภทของอภิวัดจากค่าความซาบซึมได้ (μ) และ สภาพยอมได้ (ϵ) [32]

ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า EBG (Electromagnetic Band Gap) ในปัจจุบัน โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งเป็นกลุ่มตามลักษณะเรขาคณิตดังนี้

- โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ มีลักษณะเป็นปริมาตร เช่นเป็นโครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กทริกเป็นแท่งสี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น และรวมชั้นโลหะที่มีลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.14
- โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ มีลักษณะเป็นพื้นผิวระนาบ เช่นโครงสร้างพื้นผิวแบบดอกเห็ด และโครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว ดังแสดงในรูปที่ 2.14
- โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีลักษณะเป็นสายส่ง เช่นโครงสร้างแบบไมโครสตริปร่วมกับหลุมที่วางเป็นคาบบนระนาบกราวด์ และสายส่งที่ประกอบด้วยวิถีทางซ้ายและขวามือ



(ก) โครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริกเป็นแง่
สี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น



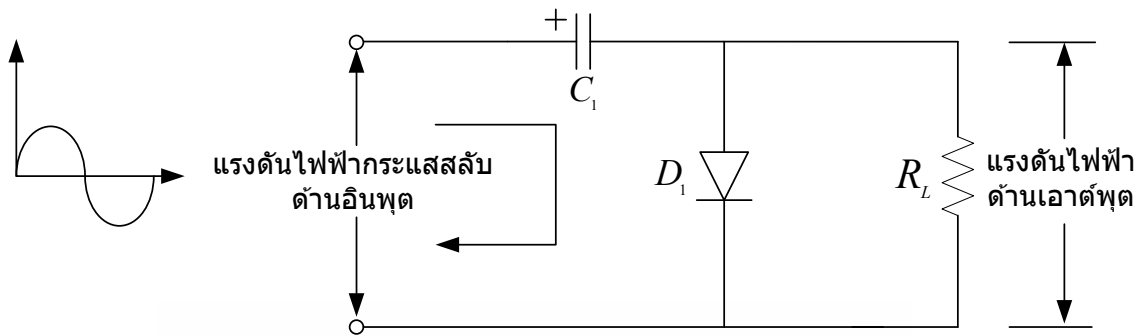
(ข) โครงสร้างแบบรวมชั้นโลหะที่มี
ลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน

รูปที่ 2.14 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ [33]

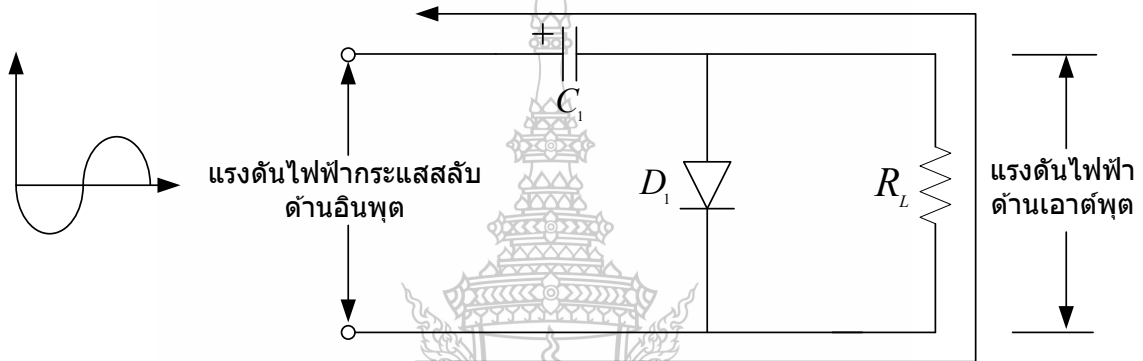
2.8 วงจรจัดเรียงกระแส

วงจรทวีแรงดันมักนิยมนำมาใช้งานในด้านแหล่งจ่ายไฟที่ด้านเครื่องกำเนิดแรงดันไฟตรงหรือมีค่าแรงดันไฟฟ้าสูง โดยในส่วนของแรงดันไฟฟ้าสูง ๆ นั้นจะถูกนิยมนำไปใช้งานกับวงจรทวีแรงดันที่มีการใช้งานของตัวเก็บประจุเป็นตัวรับประจุและคายในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันไฟสลับ ค่าแรงดันที่ชั่วเอาต์พุตเป็นผลบวกของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุกับแรงดันอินพุต วงจรเบื้องต้นของการเพิ่มแรงดันแสดงดังรูปที่ 2.15(ก) ซึ่งประกอบด้วยไดโอด ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมกับแรงดันไฟสลับที่เป็นอินพุต ซึ่งในครึ่งไซเคิลที่เป็นบวกไดโอดจะนำกระแสเกิดการไหลของกระแสผ่านไดโอด กระแสส่วนนี้จะทำการประจุให้กับตัวเก็บประจุในลักษณะชั่วแสดงดังรูปที่ 2.15 (ก) แรงดันเอาต์พุตจึงมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะที่นำกระแสคือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์

ในครึ่งไซเคิลที่เป็นลบแรงดันอินพุตจะมีชั่วตามแสดงดังรูปที่ 2.15 (ข) ไดโอดจะไม่นำกระแส ดังนั้นกระแสอินพุตจึงไหลผ่านตัวต้านทานมายังตัวเก็บประจุและตัวเก็บประจุจะเกิดการคายประจุในทิศทางของกระแสไหล ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจึงมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตบวกกับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุที่สูงสุดของแรงดันอินพุตแรงดันเอาต์พุตจึงมีค่าเท่ากับ $2V_p$ ดังนั้นวงเพิ่มแรงดันไฟนั้นจะเป็นวงจรเพิ่มแรงดันไฟสองเท่าแบบฮาล์ฟเวฟ โดยวงจรที่ทำการเพิ่มแรงดันนั้นจะถูกนิยมนำไปใช้งานทั้งนี้เพราะแรงดันที่ออกมาจะไม่เสถียรภาพเนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 จะคายประจุมายังโหลดทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุค่อยๆ ลดลงเรื่อย ๆ



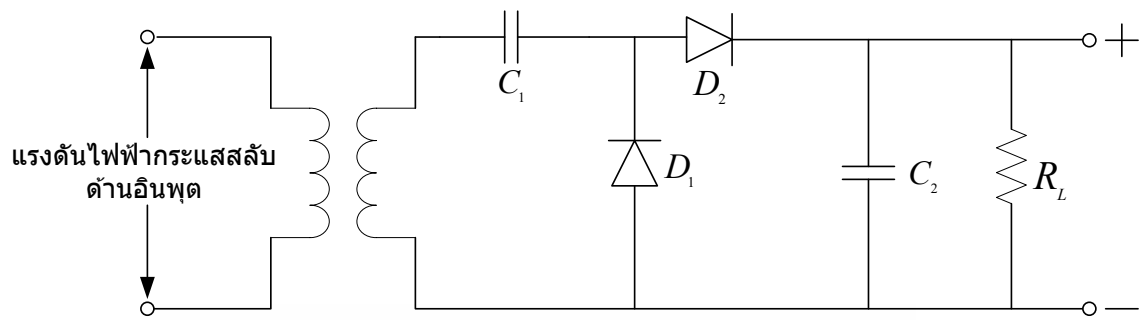
(ก) ครึ่งไซเคิลที่เป็นบวก



(ข) ครึ่งไซเคิลที่เป็นลบ วาดใหม่ แก้อินพุต เอาต์พุต

รูปที่ 2.15 วงจรทวีแรงดันเบื้องต้น [34]

จากรูปที่ 2.15 ที่แสดงที่กล่าวมานั้น สมมติว่าในครึ่งไซเคิลแรกขั้วของวงจรทางด้านอินพุต ได้รับ AC เฟสบวกขั้วล่างเทียบศักย์ได้เฟสลบจะมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 และ C_1 โดย C_1 จะทำการเก็บประจุ (Charge) จนได้โวลต์เท่ากับที่จ่ายเข้ามาเมื่อครึ่งไซเคิลหลังเข้ามา ขั้วบนของจุดอินพุตจะได้รับเฟสลบ ขั้วล่างเทียบศักย์ได้เฟสบวกกระแสจะไหลผ่าน C_1 ไดโอด D_2 และ C_2 โดยในจังหวะนี้ C_2 จะทำการเก็บประจุไว้ เท่ากับแรงดันอินพุตที่เข้ามา ในขณะที่เดียวกันตัวเก็บประจุ C_1 ก็ทำการคายประจุไปในทิศทางเดียวกับการไหลของกระแสทำให้ประจุที่เข้าชาร์จ C_2 เท่ากับแรงดันอินพุตบวกกับแรงดันที่ประจุไว้ที่ C_1 จึงทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าออกมาเท่ากับสองเท่าของแรงดันอินพุตที่เข้ามา เมื่อเราต่อเข้ากับโหลดแรงดันไฟฟ้าจากตัวเก็บประจุ C_2 ก็จะจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่เก็บไว้ให้กับโหลดต่อไป แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายออกมานั้นก็เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงถ้าเราใช้ C ที่มีค่ามากแรงดันตรงจุดนี้ก็จะเรียบมากขึ้นตามตัวดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรทวิแรงดัน 2 เท้าฮาล์ฟเวฟ [34]



บทที่ 3

การออกแบบและการจำลองแบบ

3.1 บทนำ

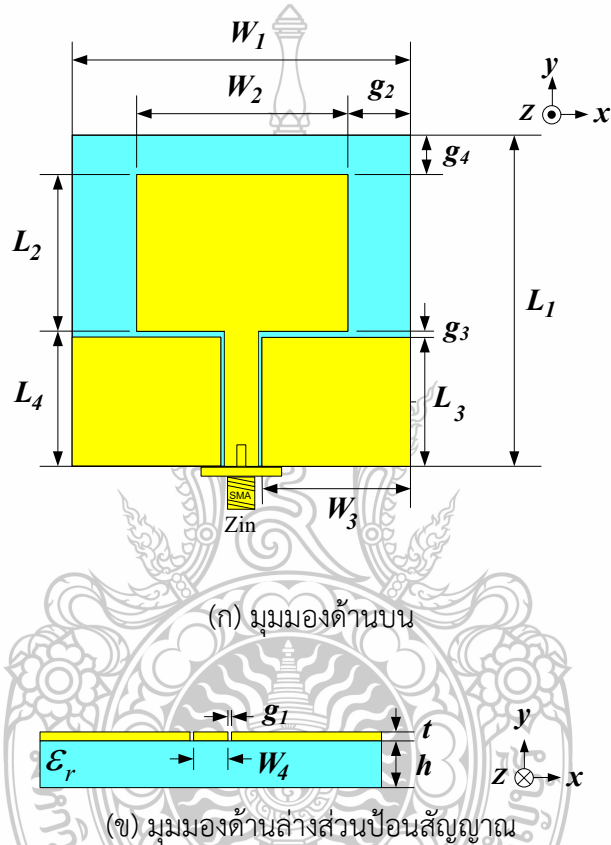
จากการศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่ผ่านมาในอดีตตามที่ได้นำเสนอในบทที่ 2 ทางผู้วิจัยนำข้อมูลที่ได้มาประยุกต์ประกอบการวิเคราะห์และออกแบบโครงสร้างสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพร่วมกับโปรแกรม CST ซึ่งเป็นเครื่องมือช่วยการวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดของสายอากาศตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ หลักการพัฒนาโครงสร้างสายอากาศใช้เทคนิคการเพิ่มระดับปรับจูนที่ตัวแผ่พลังงานร่วมกับการเซาะร่องที่บริเวณตำแหน่งต่าง ๆ บนโครงสร้างสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ใช้งานมากที่สุด เพื่อให้สายอากาศที่ผ่านการปรับโครงสร้าง สามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย WLAN/WiMAX และ UWB กรณีการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางให้มีลักษณะเป็นแบบเจาะจงทิศทาง ได้ทำการวิเคราะห์ผลร่วมกับการเพิ่มประสิทธิภาพของค่าอัตราขยายของสายอากาศ ซึ่งงานวิจัยนี้นำเทคนิคการเพิ่มแผ่นสะท้อนให้กับโครงสร้างสายอากาศจนทำให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการและสามารถรองรับการใช้งานครอบคลุมตามมาตรฐานที่กำหนดไว้ตามขอบเขตดังกล่าว รายละเอียดที่สำคัญที่ทางผู้วิจัยได้ศึกษาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ด้วยการวิเคราะห์และจำลองแบบได้แก่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection Coefficient : S_{11} (dB)) ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (voltage standing wave ratio :VSWR) ค่าอัตราการขยายของสายอากาศ (gain) แบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) โดยแสดงได้ดังขั้นตอนดังต่อไปนี้

3.2 การออกแบบร่วมกับการปรับจูนด้วยตัวแผ่พลังงานการเซาะร่องและแผ่นสะท้อน

จากจุดเด่นหลายประการของสายอากาศแบบโมโนโพลระนาบร่วมที่กล่าวในเนื้อหาก่อนหน้านี้เป็นเหตุผลที่ทำให้ผู้วิจัยเลือกสายอากาศชนิดนี้เป็นจุดเริ่มการพัฒนาโดยเริ่มจากการเลือกศึกษาตัวแผ่พลังงานสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่เป็นรูปร่างเรขาคณิตแบบพื้นฐาน 3 รูปแบบ คือ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปวงกลม และรูปสามเหลี่ยม ใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์และเซาะร่องที่สายนำสัญญาณ เพื่อเป็นการปรับคุณสมบัติทางไฟฟ้าของสายอากาศทำให้สามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สายตามมาตรฐาน การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วม รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปวงกลมและรูปสามเหลี่ยม ได้รับการออกแบบบนแผ่นทองแดงที่มีค่าความนำเท่ากับ 5.8×10^7 S/m วัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 ความหนาของวัสดุฐานรอง เท่ากับ 0.764 มม. และรองรับความถี่ใช้งานเริ่มต้น 3.10 GHz ขนาดพารามิเตอร์เบื้องต้นจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.1) – (3.10) [26] ภาพแสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศถูกนำเสนอ ดังรูปที่ 3.1 จากรูปแสดงมุมมองด้วยบนและด้านข้างบริเวณจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมที่มีค่าอิมพีแดนซ์ 50Ω โดยในการคำนวณเบื้องต้นนั้นจะพิจารณาช่วงความถี่ต่ำของระบบตามมาตรฐาน UWB เนื่องจากจะส่งผลต่อค่า

ความยาวคลื่น (λ) ที่มีขนาดยาวที่สุดและส่งผลต่อขนาดสายอากาศที่มีขนาดเล็กกว่า เมื่อเทียบกับการเลือกออกแบบด้วยความถี่ใช้งาน 3.10 GHz สำหรับคุณสมบัติของแผ่น FR-4 มีรายละเอียดมีดังต่อไปนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก	$\epsilon_r = 4.3$
ค่าความหนาของวัสดุรองฐาน	$h = 0.764$ mm
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	$\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m
ค่าความหนาของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	$t = 0.017$ mm



รูปที่ 3.1 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

หากพิจารณาจากโครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมดังรูปที่ 3.1 นั้นสามารถคำนวณหาค่าความกว้างและค่าความยาวของตัวแผ่พลังงานจะสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.5) - (3.10) [26] เมื่อโดยอ้างอิงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณดังตารางที่ 3.1

$$W_1 = \frac{0.57c}{f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} (1 + 0.3h) \quad (3.2)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W_1}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W_1}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.3)$$

$$L_1 = \frac{0.63\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (3.4)$$

$$W_2 = 0.35\lambda \left[\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right]^{-1/2} \quad (3.5)$$

$$L_2 = \frac{0.35\lambda}{\sqrt{\varepsilon_r}} - 2\Delta L \quad (3.6)$$

$$W_3 = \frac{0.057 \times c}{f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.7)$$

$$L_3 = \frac{0.25 \times c}{f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.8)$$

$$W_4 = \frac{0.283 \times c}{f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.9)$$

$$L_4 = \frac{0.224 \times c}{f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.10)$$

ตารางที่ 3.1 ค่าขนาดตัวแปรต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบ

ตัวแปร	ความหมาย	ขนาด
W_1	ค่าความกว้างของแผ่นสายอากาศ	34 มม.
W_2	ค่าความกว้างของตัวแผ่พลังงาน	21 มม.
W_3	ค่าความกว้างของระนาบกราวด์ร่วม	15 มม.
W_4	ค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ	3.1 มม.
L_1	ค่าความยาวของแผ่นสายอากาศ	34 มม.
L_2	ค่าความยาวของตัวแผ่พลังงาน	16 มม.
L_3	ค่าความยาวของระนาบกราวด์ร่วม	13.4 มม.
L_4	ค่าความยาวของสายนำสัญญาณ	12 มม.

ตารางที่ 3.1 ค่าขนาดตัวแปรต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบ (ต่อ)

ตัวแปร	ความหมาย	ขนาด
ΔL	ค่าความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า	0.37 มม.
h	ค่าความหนาของวัสดุฐานรอง FR4	0.764 มม.
t	ค่าความหนาของแผ่นทองแดง	0.017 มม.
g_1	ค่าความกว้างระหว่างสายนำสัญญาณถึงระนาบกราวด์	0.3 มม.
c	ค่าความเร็วแสง	3×10^8 m/s
f_r	ค่าความถี่เรโซแนนซ์ของย่านความถี่	2.45 GHz
ϵ_{eff}	ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกประสิทธิผล	3.26
ϵ_r	ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก	3.4

จากการออกแบบสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าพื้นฐาน ในเนื้อหาส่วนถัดจากนี้เป็นการนำเสนอขั้นตอนการออกแบบที่ทำการปรับเปลี่ยนรูปร่างตัวแผ่พลังงานเป็น รูปวงกลม (r) และรูปสามเหลี่ยม มีรายละเอียดดังนี้

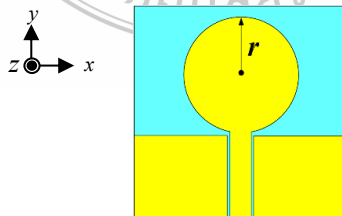
การกำหนดขนาดของตัวแผ่พลังงานรูปวงกลม

การออกแบบตัวแผ่พลังงานรูปวงกลมเริ่มต้นจากการคำนวณหาค่ารัศมีของตัวแผ่พลังงานแบบวงกลม (r) ผลจากการคำนวณได้ค่าเท่ากับ 12.32 มม. โดยใช้สมการที่ (3.11 – 3.12) [26] และโครงสร้างสายอากาศดังกล่าวแสดงได้ดังรูปที่ 3.2

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.11)$$

$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (3.12)$$

โดยที่ F คือ รัศมีประสิทธิผลของตัวแผ่พลังงานแบบวงกลม พบว่าค่า F มีค่าเท่ากับ 13.60



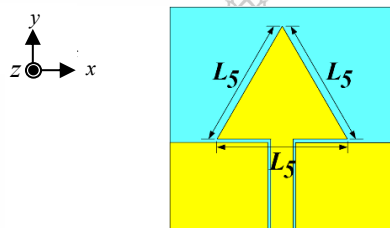
รูปที่ 3.2 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลม

การกำหนดขนาดของตัวแผ่พลังงานรูปสามเหลี่ยม

การออกแบบตัวแผ่พลังงานรูปสามเหลี่ยมแบบด้านการสามารถคำนวณหาขนาดด้านทั้ง 3 ของตัวแผ่พลังงานโดยใช้สมการที่ (3.13) [30 - 32] และแสดงโครงสร้างสายอากาศได้ดังรูปที่ 3.3

$$L_s = \frac{2c}{3f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.13)$$

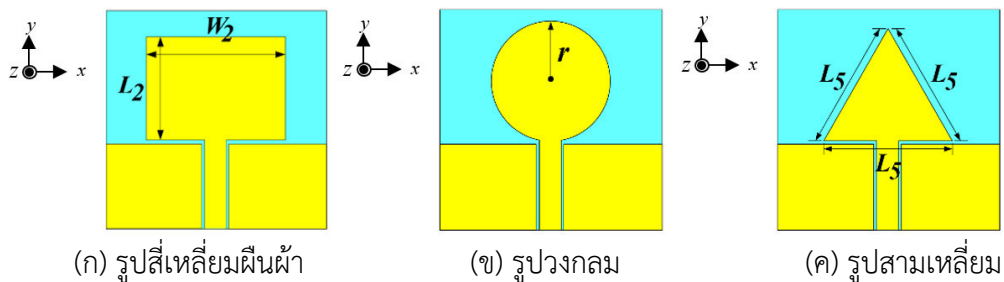
โดยที่ L_s คือ ค่าความยาวในหนึ่งด้านของตัวแผ่พลังงานรูปสามเหลี่ยม ซึ่งผลจากการคำนวณที่ได้จากสมการที่ (3.13) พบว่าค่า L_s มีค่าเท่ากับ 31.11 มม.



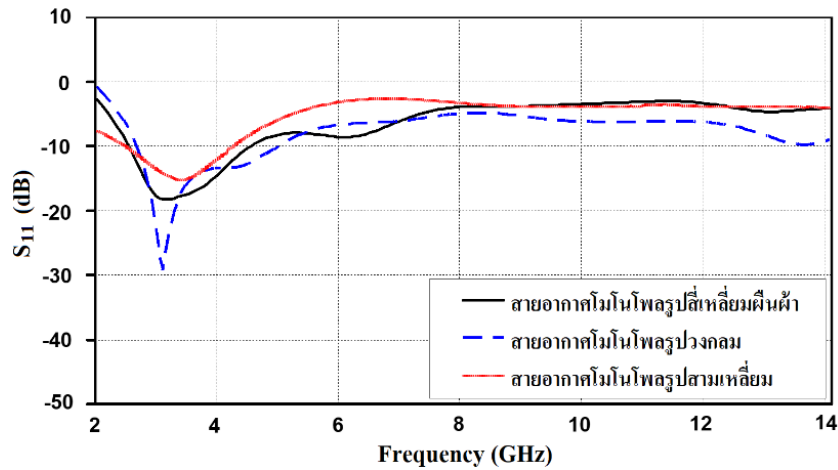
รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยม

การเปรียบเทียบคุณสมบัติจากการจำลองแบบ

จากการออกแบบสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่ปรับเปลี่ยนรูปร่างของตัวแผ่พลังงานทั้ง 3 รูปแบบกล่าวคือ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปวงกลม และรูปสามเหลี่ยม พบว่าปรับเปลี่ยนโครงสร้างสายอากาศดังกล่าว ทำให้สายอากาศทั้ง 3 สามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งาน การเปรียบเทียบโครงสร้างของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบสามารถแสดงดังรูปที่ 3.4 เมื่อนำโครงสร้างสายอากาศทั้ง 3 มาทำการจำลองแบบด้วยโปรแกรม CST พบว่าสายอากาศมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $S_{11}(\text{dB})$ ที่ต่ำกว่า -10 dB ตอบสนองใกล้เคียงกันในช่วงความถี่ 3.1 GHz ตามที่ต้องการดังรูปที่ 3.5 แต่เมื่อทำการพิจารณาในรายละเอียด พบว่าสายอากาศที่มีตัวแผ่พลังงานรูปวงกลมมีผลตอบสนองความถี่ช่วงความถี่ 3.1 GHz เหมาะสมที่สุดรองลงมาคือ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และรูปสามเหลี่ยมตามลำดับ รายละเอียดพารามิเตอร์ของสายอากาศทั้ง 3 แสดงดังตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.4 การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบเริ่มต้น



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบเริ่มต้น

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบ

พารามิเตอร์	รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	รูปวงกลม	รูปสามเหลี่ยม
ขนาดของตัวแผ่พลังงาน	$W_2 = 21$ มม. $L_2 = 16$ มม.	$r = 12.32$ มม.	$L_5 = 31.11$ มม.
$ S_{11} $ (dB)	-18.16	-28.97	-14.89
VSWR	1.24:1	1.09:1	1.48:1
Gain (dBi)	3.14	3.78	2.95
BW (GHz)	1.96	2.37	2.16
Z_{Ant} (Ω)	43.91 +j1.35	53.62 +j6.26	40.22 +j20.66

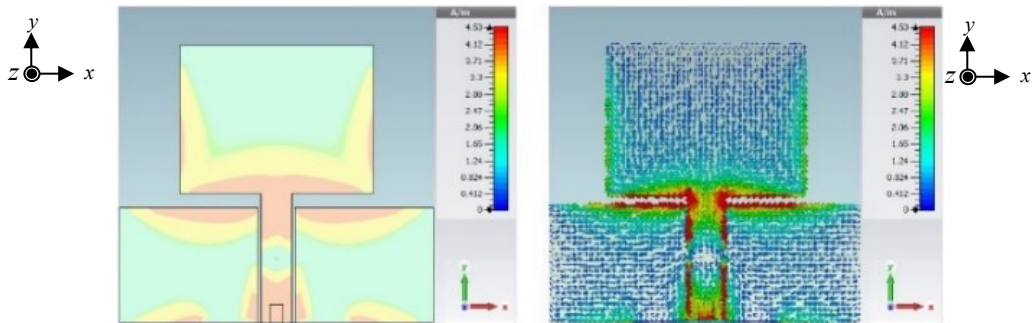
เมื่อทราบผลตอบสนองความถี่ของสายอากาศทั้ง 3 รูปร่าง ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ในเนื้อส่วนที่เป็นการดำเนินการปรับจูนโครงสร้างเพิ่มเติม เพื่อให้สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วม สามารถรองรับการใช้งานในแถบความถี่กว้างยิ่งยวดได้ ขั้นตอนการปรับจูนเริ่มจากการวิเคราะห์ค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบ ดังรูปที่ 3.5 พบว่าช่วงย่านความถี่ 3.1 GHz ค่า S_{11} (dB) จะมีค่าต่ำกว่า -10 dB แต่ช่วงความถี่ใช้งาน 4.5 – 10.6 GHz ค่า S_{11} (dB) ยังคงมีค่าสูงกว่า -10 dB ตลอดย่านความถี่ UWB ดังนั้น เพื่อให้สายอากาศดังกล่าวตอบสนองการใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวดผู้วิจัยทำการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศ ใช้เทคนิคการเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน [35 - 36] การออกแบบการปรับจูนเลือกความถี่กลาง 7.5 GHz ของช่วงความถี่ 4.5 – 10.6 GHz มาวิเคราะห์และคำนวณค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมอีกครั้งด้วยสมการที่ (3.14 – 3.15) [35 - 36] รวมกับการวิเคราะห์ค่าความหนาแน่นและรูปแบบทิศทางของกระแส เพื่อได้รับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมในการกำหนดตำแหน่งการเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้งสองด้านของการปรับโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบพื้นฐานทั้ง 3 รูปแบบ จากวิเคราะห์การจำลองแบบพบว่าช่วงความถี่ 5.5, 6.5, 7.5, 8.5 และ 9.5 GHz มีค่าหนาแน่นของกระแสที่บนพื้นผิวบริเวณเดียวกัน คือ

บริเวณด้านล่างของตัวแม่พลังงานกับขอบด้านบนของระนาบกราวด์ทั้ง 2 ด้านมีความหนาแน่นสูงดังรูปที่ 3.6 ดังนั้นการปรับโครงสร้างของสายอากาศในบริเวณนี้อาจส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศในช่วงความถี่ดังกล่าวมากที่สุด และเทคนิคการเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้ง 2 ด้าน ดังกล่าวนั้นผลการตอบสนองต่อช่วงความถี่ใช้งานจะขึ้นอยู่กับโครงสร้างของตัวแม่พลังงานในรูปทรงที่แตกต่างกัน

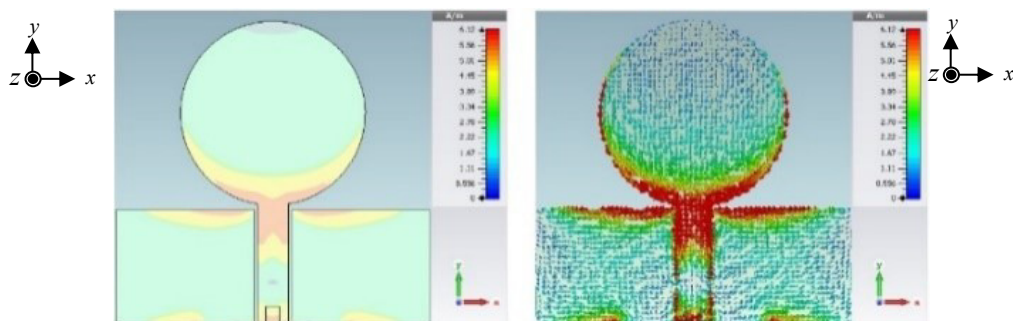
$$R_m \begin{cases} 45 \left(\frac{\lambda}{W_4} \right)^2 & W_1 \ll \lambda \\ 60 \left(\frac{\lambda}{W_4} \right)^2 & W_1 \gg \lambda \end{cases} \quad (3.14)$$

$$L_6 = \frac{L_4}{32\pi} \cos^{-1} \left(\frac{Z_o}{R_m} \right) \quad (3.15)$$

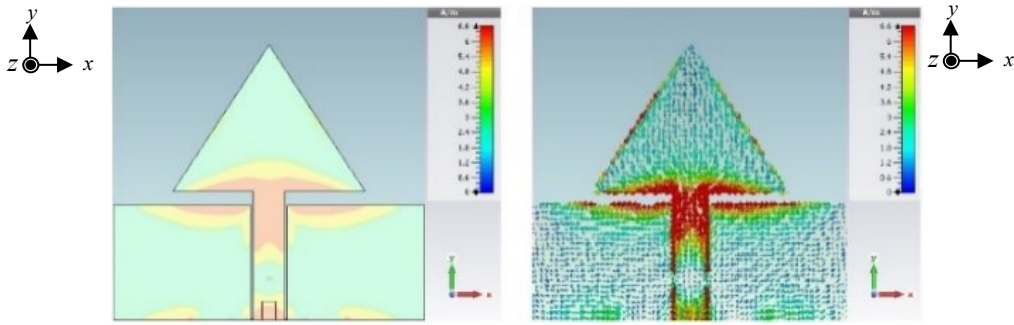
- โดยที่ L_6 คือ ค่าความยาวของร่องระนาบกราวด์ (มม.)
 R_m คือ ค่าความต้านทานอินพุตของตัวแม่พลังงาน (Ω)
 Z_o คือ ค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของเครื่องรับส่งสัญญาณ (50 Ω)



(ก) สายอากาศไมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า



(ข) สายอากาศไมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลม



(ค) สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยม

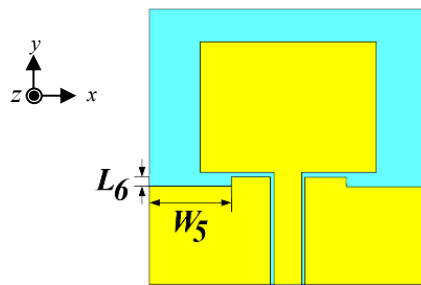
รูปที่ 3.6 การเปรียบเทียบผลจำลองแบบค่าความหนาแน่นและทิศทางของกระแสทั้ง 3 รูปแบบ

จากการศึกษาผลจำลองแบบของความหนาแน่นและทิศทางของกระแสบนพื้นผิวของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบ ดังรูปที่ 3.6 สังเกตได้ว่ามีทิศทางของกระแสไปในทางเดียวกัน รวมถึงมีความหนาแน่นของกระแสที่สูง ณ บริเวณเดียวกันคือ บริเวณที่ผิวทองแดงขอบด้านบนของระนาบกราวด์ทั้งสองด้านจึงสันนิษฐานได้ว่าถ้าทำการปรับโครงสร้างด้วยเทคนิคการเซาะผิวทองแดงตรงตัวแผ่นนั้นจะทำให้เกิดผลกระทบต่อ การตอบสนองความถี่สูงในตำแหน่งอื่นอาจทำให้เกิดการขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้งสามแบบทำให้สามารถรองรับการใช้งานย่านความถี่ WLAN/WiMAX และ UWB

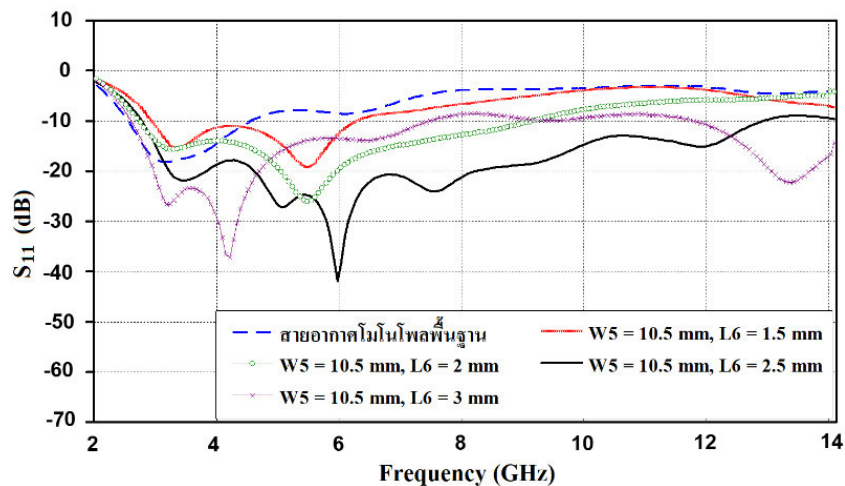
จากข้อสันนิษฐานที่ได้จากการวิเคราะห์รูปที่ 3.6 ทางผู้วิจัยจึงได้ทำการปรับจูนโครงสร้างตรงบริเวณขอบด้านบนของระนาบกราวด์ด้วยการเซาะทองแดงทำการกำหนดพื้นที่การเซาะร่องเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า โดยมีค่าพารามิเตอร์ 2 ค่า คือ ค่าความกว้าง W_5 และค่าความยาว L_6 สาเหตุของการเลือกรูปปร่างการเซาะผิวเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เนื่องจากต้องการลดความซับซ้อนและง่ายต่อการสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมดังที่กล่าวมาข้างต้น เริ่มจากโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นแบบแรกดังรูปที่ 3.7 (ก) การออกแบบขนาดพื้นที่ผิวทองแดงที่จะทำการเซาะ โดยการคงค่าความกว้าง W_5 ไว้ที่เท่ากับ 10.5 มม. แล้วเลือกปรับขนาดค่าความยาว L_6 ตั้งแต่ 1.5, 2.0, 2.5 และ 3.0 มม. ที่ได้จากการประมาณค่าจากการคำนวณได้ดังสมการ (3.15) เบื้องต้นการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบพบว่าที่ค่าความกว้าง W_5 เท่ากับ 10.5 มม. และค่าความยาว L_6 เท่ากับ 2.5 มม. ส่งผลทำให้ค่า S_{11} (dB) ตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุด กล่าวคือครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานร้อยละ 128.18 (2.81 – 12.86 GHz) ดังรูปที่ 3.7 (ข)

จากนั้นโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมแบบที่สองที่ทำการศึกษาและออกแบบการปรับโครงสร้างคือ โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลม ดังรูปที่ 3.8 (ก) โดยมีการกำหนดขนาดพื้นที่บริเวณที่ทำการเซาะเป็นแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าเช่นเดียวกับแบบแรกโดยกำหนดค่าความกว้าง W_5 ไว้ที่เท่ากับ 4 มม. แล้วเลือกปรับขนาดค่าความยาว L_6 ตั้งแต่ 1.5, 2.0, 2.5 และ 3.0 มม. จากผลการจำลองแบบพบว่าการเซาะทองแดงที่ระนาบกราวด์ที่ขนาดความกว้าง W_5 เท่ากับ 4 มม. และค่า

ความยาว L_6 เท่ากับ 2 มม. นั้น มีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ดีที่สุด โดยครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานร้อยละ 136.37 (2.61 – 13.82 GHz) ซึ่งครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (3.1 – 10.6 GHz) ดังรูปที่ 3.8 (ข) แต่มีข้อสังเกตในช่วงความถี่ 6.25 GHz นั้น S_{11} (dB) ที่ต่ำกว่า -10 dB ค่อนข้างเข้าใกล้เส้น -10 dB มาก ดังแสดงที่จุด A ดังรูปที่ 3.8 เมื่อนำไปสร้างจริงนั้นจะต้องคำนึงถึงอุปกรณ์ที่ต่อร่วมกับตัวสายอากาศที่ส่งผลต่อการผิดเพี้ยนของ S_{11} (dB) ที่เพิ่มมากขึ้นด้วยโครงสร้างสายอากาศแบบสุดท้ายเป็นโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยมดังรูปที่ 3.9 (ก) การปรับโครงสร้างโดยการเจาะช่องแฉงบริเวณระนาบกราวด์ เช่นเดียวกับสายอากาศก่อนหน้านี้ โดยกำหนดค่าความกว้าง W_5 ไว้ที่ 12.5 มม. แล้วเลือกปรับขนาดค่าความยาว L_6 ตั้งแต่ 1.5, 2.0, 2.5 และ 3.0 มม. ที่ได้จากการประมาณค่าจากการคำนวณตามสมการ (3.14) เบื้องต้น จากการจำลองพบว่าที่ค่าความกว้าง W_5 เท่ากับ 12.5 มม. และค่าความยาว L_6 เท่ากับ 2.5 มม. ซึ่งมีค่า S_{11} (dB) ตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุด โดยครอบคลุมอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ใช้งานร้อยละ 82.56 (3.58 – 8.63 GHz) ดังรูปที่ 3.9 (ข) แต่ยังไม่ครอบคลุมตามย่านความถี่ WLAN/WiMAX และ UWB

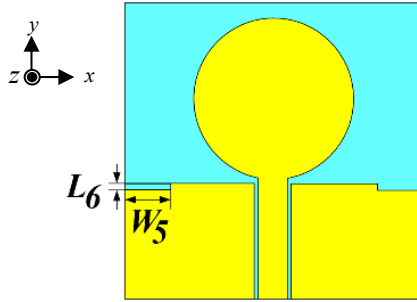


(ก) สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับโครงสร้าง

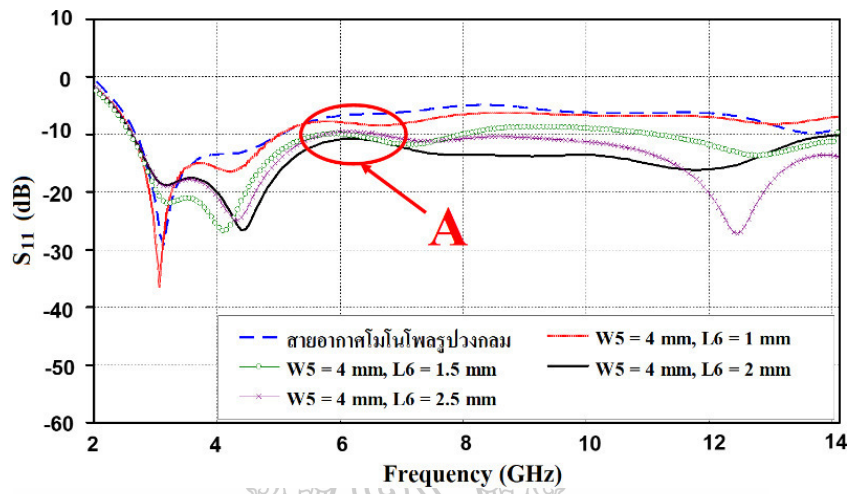


(ข) ค่า S_{11} (dB)

รูปที่ 3.7 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า เมื่อปรับ W_5 และ L_6

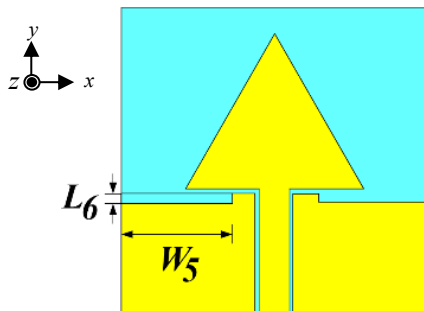


(ก) สายอากาศไมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลมที่มีการปรับโครงสร้าง

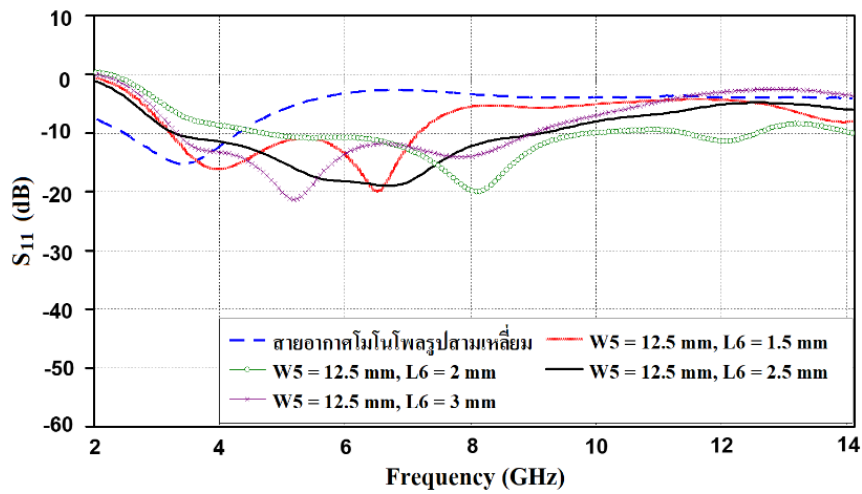


(ข) ค่า S_{11} (dB)

รูปที่ 3.8 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศไมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลม เมื่อปรับ W_5 และ L_6



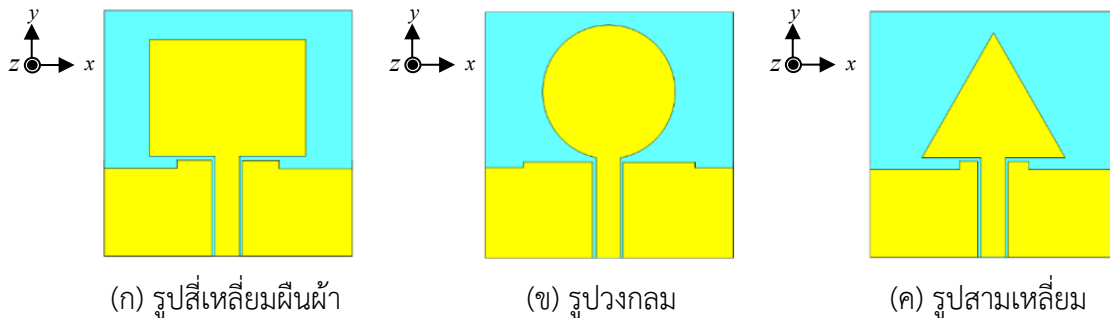
(ก) สายอากาศไมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยมที่มีการปรับโครงสร้าง



(ข) ค่า S_{11} (dB)

รูปที่ 3.9 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยม เมื่อปรับ W_5 และ L_6

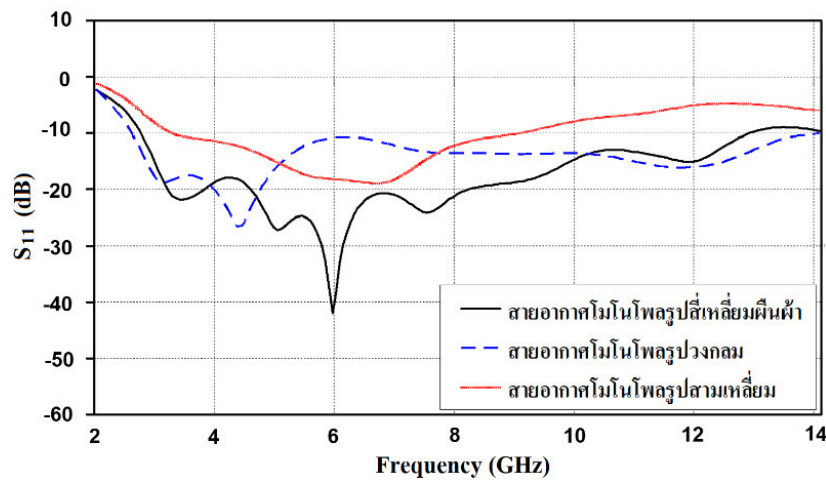
ในส่วนของการเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบ ดังรูปที่ 3.10 เมื่อมีการเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์ ส่งผลต่อการปรับเปลี่ยนพบว่า การเซาะร่องที่ระนาบกราวด์ของสายอากาศช่วยเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้กว้างมากขึ้นได้ตามที่เคยวิเคราะห์ไว้ในส่วนก่อนหน้า



รูปที่ 3.10 การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบ ที่ผ่านการปรับโครงสร้างบริเวณระนาบกราวด์

จากการพิจารณาผลการจำลองแบบ ในส่วนเนื้อหาที่ผ่านมาของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีความเหมาะสมต่อการใช้งานในย่านความถี่ WiMAX และ UWB มากที่สุดรองลงมาคือ โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปวงกลมแม้ว่าสายอากาศรูปทรงแบบวงกลมมีแถบความถี่ที่ใช้งานได้มากกว่าแบบสี่เหลี่ยมแต่ค่า S_{11} (dB) บางช่วงความถี่มีค่าใกล้เคียงกับ -

10 dB มากอาจส่งผลเสียเมื่อนำสายอากาศไปสร้างใช้งานจริง ในขณะที่สายอากาศรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า มีการ S_{11} (dB) ต่ำกว่า -15 dB เกือบตลอดทั้งแถบความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐาน WLAN/WiMAX และ UWB สำหรับกรณีโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสามเหลี่ยมด้านเท่ามีค่า S_{11} (dB) ยังไม่ครอบคลุมตามมาตรฐานในระบบ WLAN ที่ย่านความถี่ต่ำ 2.45 GHz และระบบ UWB ที่ช่วงความถี่สูง 9 – 10.6 GHz ผลการเปรียบเทียบค่า S_{11} ที่ได้จากการจำลองแบบช่วงความถี่ 2 – 14 GHz ของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบแสดงดังรูปที่ 3.11 และรายละเอียดพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบ ดังตารางที่ 3.3

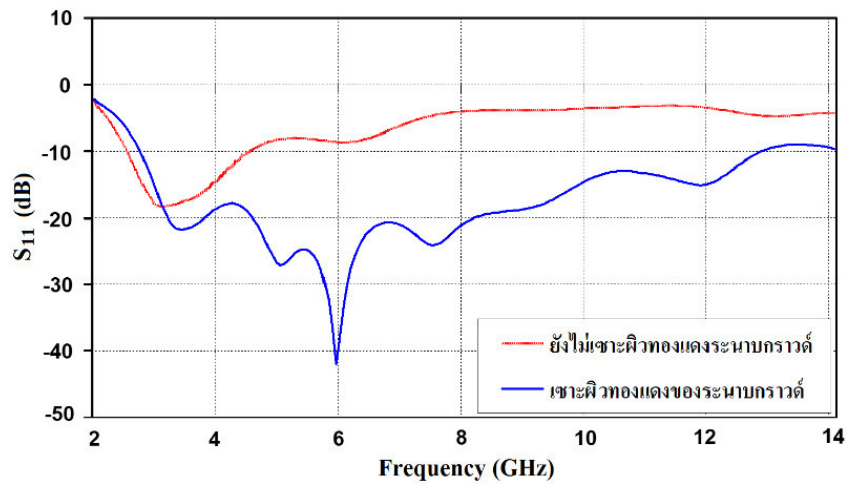


รูปที่ 3.11 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบ ที่มีการเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมทั้ง 3 รูปแบบ ที่มีการเซาะระนาบกราวด์

สายอากาศโมโนโพล	ขนาด		f_c	BW	BW
ระนาบร่วม	W_5 (มม.)	L_6 (มม.)	(GHz)	(GHz)	(%)
รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	10.5	2.5	7.84	2.81 – 12.86	128.18
รูปวงกลม	4	2	8.22	2.61 – 13.82	136.37
รูปสามเหลี่ยม	12.5	2.5	6.11	3.58 – 8.63	82.65

เพื่อให้ทราบผลความแตกต่างที่เกิดขึ้นระหว่างก่อนและหลังทำการปรับโครงสร้างของสายอากาศที่ระนาบกราวด์ จึงทำการเปรียบเทียบผลเฉพาะโครงสร้างที่เลือกมาเพื่อพัฒนาต่อคือ โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ยังไม่ได้เซาะและเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์มีช่วงความถี่ใช้งาน 2.62 – 4.51 GHz ดังรูปที่ 3.12 เห็นได้ว่าการเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์ที่ส่งผลโดยตรงกับการแมทของสายอากาศคือ ได้ค่า S_{11} (dB) ที่ดีขึ้นคือ ครอบคลุมตลอดช่วงความถี่ 2.81 – 12.86 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ตามมาตรฐาน WLAN/WiMAX และ UWB



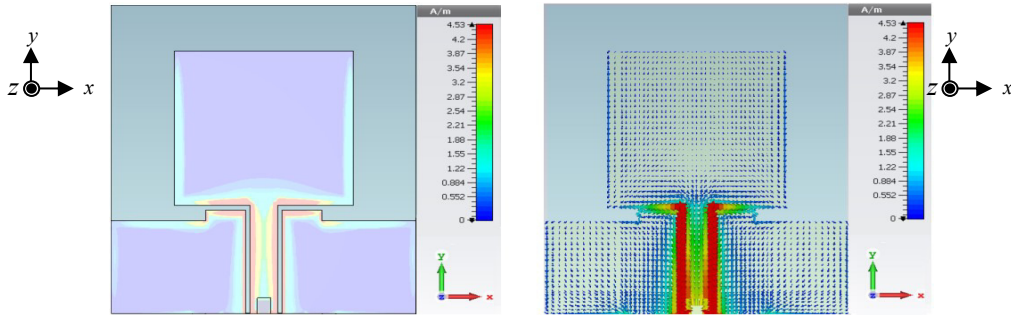
รูปที่ 3.12 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโครงสร้างรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่มีและการเจาะและเจาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์

จากการเจาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์ของสายอากาศจนได้ช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 128.18 (2.81 – 12.86 GHz) ครอบคลุมตามมาตรฐาน WLAN IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) และความถี่ 5.80 GHz (5.7 – 5.9 GHz) WiMAX IEEE 802.16e (3.49 – 3.69 GHz) และ UWB IEEE 802.15.3a (3.1 – 10.6 GHz) [1-6] ดังกล่าวนั้น แต่ยังไม่พบว่ามีผลตอบสนองความถี่ของสายอากาศดังกล่าวในช่วงความถี่ต่ำที่ไม่ครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n (2.40 – 2.48 GHz) ตามขอบเขตที่ต้องการ จึงต้องทำการปรับโครงสร้างสายอากาศเพิ่มเติม โดยเริ่มจากการศึกษาผลจำลองความหนาแน่นของกระแสและทิศทางของกระแสในช่วงความถี่ 2.45 GHz ดังรูปที่ 3.13 สังเกตได้ว่าในช่วงความถี่ดังกล่าวมีความหนาแน่นกระแสบริเวณสายนำสัญญาณ ซึ่งวิเคราะห์ได้ว่าการใช้เทคนิคการเจาะผิวทองแดงที่สายนำสัญญาณนั้น อาจส่งผลให้สามารถขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศให้ได้ครอบคลุมความถี่กว้างตามมาตรฐานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB การปรับขนาดสายอากาศสัญญาณค่าพารามิเตอร์ ต่าง ๆ สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (3.16 – 3.17) [33 - 34]

$$R_m \begin{cases} 45 \left(\frac{\lambda}{W_4} \right)^2 & W_1 \ll \lambda \\ 60 \left(\frac{\lambda}{W_4} \right)^2 & W_1 \gg \lambda \end{cases} \quad (3.16)$$

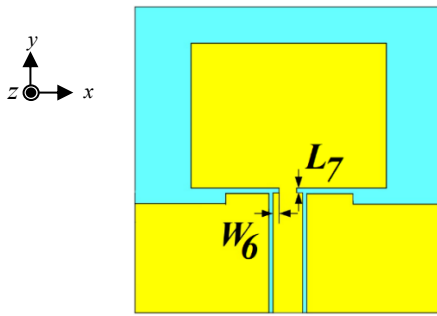
$$L_7 = \frac{L_4}{64\pi} \cos^{-1} \left(\frac{Z_o}{R_m} \right) \quad (3.17)$$

โดยที่ L_7 คือ ค่าความยาวของที่สายนำสัญญาณ (มม.)
 R_m คือ ค่าความต้านทานอินพุตของตัวแผ่พลังงาน (Ω)
 Z_o คือ ค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุตของเครื่องรับส่งสัญญาณ (50 Ω)

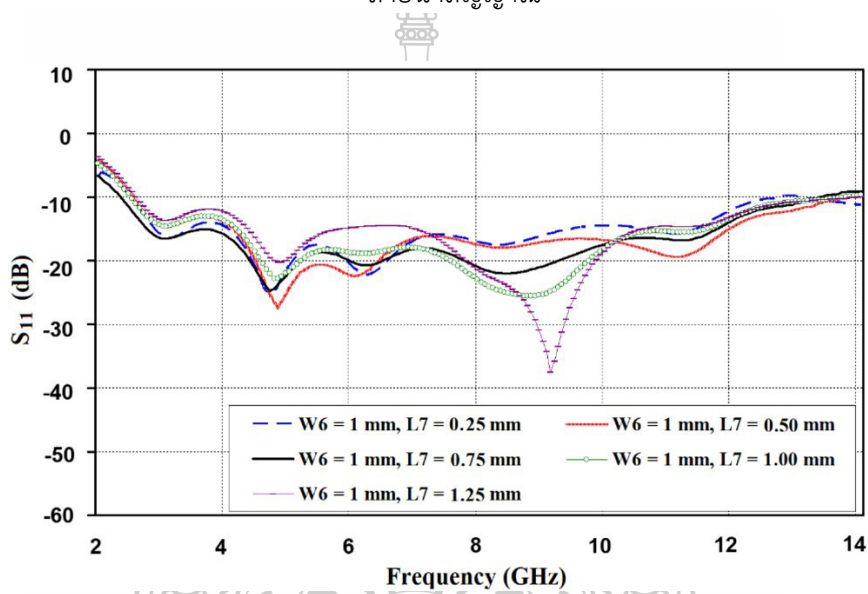


รูปที่ 3.13 ผลการจำลองแบบค่าความหนาแน่นของกระแสและทิศทางของกระแสของการเซาะผิวทองแดงที่สายนำสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz ของสายอากาศรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

จากผลการจำลองแบบพบว่าเทคนิคการเซาะผิวทองแดงที่สายนำสัญญาณทั้งสองด้าน [9] ดังรูปที่ 3.14 (ก) ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโดยการเซาะผิวทองแดงที่สายนำสัญญาณจะถูกพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์ 2 ค่า คือ ค่าความกว้าง W_5 และค่าความยาว L_7 เท่านั้น โดยโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังแสดงรูปที่ 3.10 (ก) ซึ่งมีการคงค่าความกว้าง W_6 ไว้ที่เท่ากับ 1 มม. แล้วเลือกปรับขนาดค่าความยาว L_7 ตั้งแต่ 0.25, 0.50, 0.75, 1 และ 1.25 มม. ที่ได้จากการประมาณค่าจากการคำนวณด้วยสมการ (3.17) ในเบื้องต้น การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบพบว่าที่ค่าความกว้าง W_6 เท่ากับ 1 มม. และค่าความยาว L_7 เท่ากับ 1.25 มม. ส่งผลให้ค่า S_{11} (dB) ตอบสนองความถี่ครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานมากที่สุดและมีอัตราส่วนแบนด์วิดท์ร้อยละ 140.17 (2.36 – 13.42 GHz) แสดงดังรูปที่ 3.14 (ข) และ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ยังไม่ได้เซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์กับการเซาะผิวทองแดงของสายนำสัญญาณทั้งสองด้านดังรูปที่ 3.15 จะเห็นได้ว่าการเซาะผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์จะส่งผลโดยตรงกับการแมทของสายอากาศคือ ได้ค่า S_{11} (dB) ครอบคลุมตลอดช่วงความถี่ 2.36 – 13.42 GHz โดยครอบคลุมตามมาตรฐานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB ตามที่ต้องการดังตารางที่ 3.4

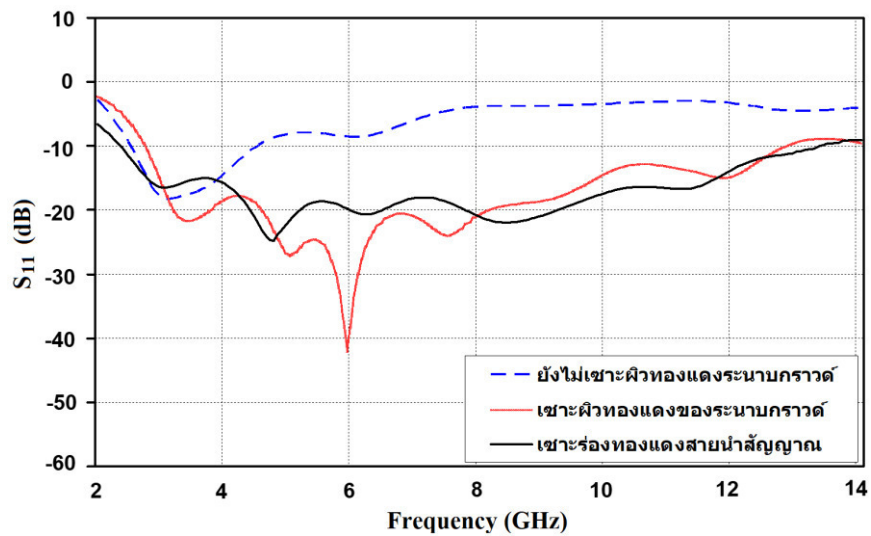


(ก) สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับเซาะผิวทองแดงบริเวณ
สายนำสัญญาณ



(ข) ผลการจำลองแบบการปรับค่า W_6 และ L_7 บริเวณสายนำสัญญาณของสายอากาศโมโนโพลระนาบ
ร่วมรูปสี่เหลี่ยม

รูปที่ 3.14 โครงสร้างสายอากาศและผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบ
ร่วมรูปสี่เหลี่ยม

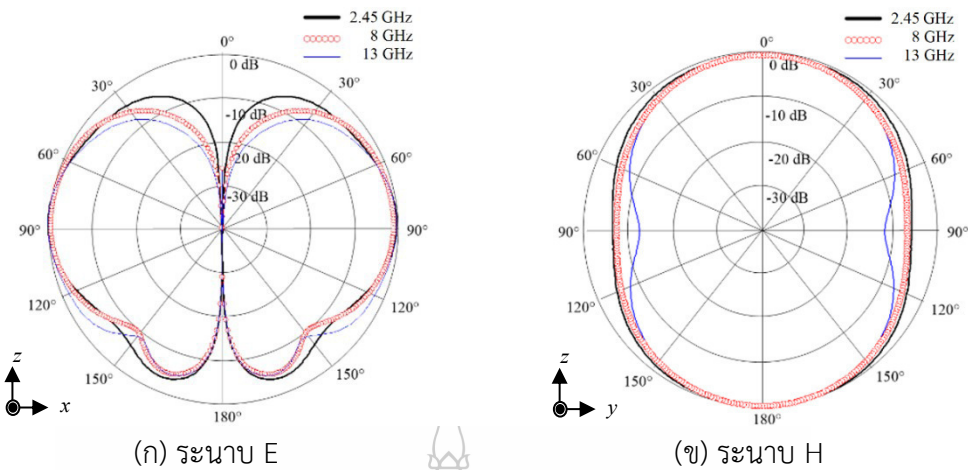


รูปที่ 3.15 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) การเซาะผิวทองแดงสายนำสัญญาณของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม

ตารางที่ 3.4 ผลการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมการเซาะผิวทองแดงสายนำสัญญาณ

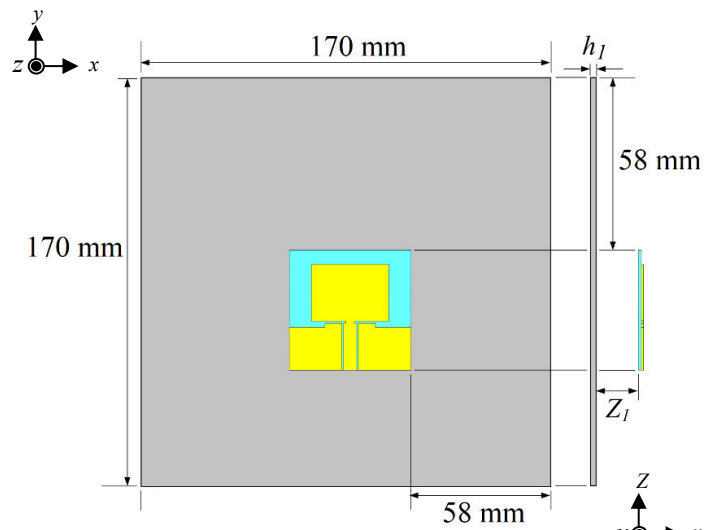
ลักษณะการเซาะผิวทองแดง	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	gain (dBi)
ไม่เซาะผิวทองแดง	3.50	2.48 – 4.53	58.57	3.22
เซาะผิวทองแดงบริเวณระนาบกราวด์	7.84	2.81 – 12.86	128.18	3.11
เซาะผิวทองแดงบริเวณสายนำสัญญาณ	7.89	2.36 – 13.42	140.17	3.01

จากการปรับเปลี่ยนหรือปรับเพิ่มโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วม เมื่อทำให้สายอากาศมีช่วงความถี่ใช้งานกับระบบตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n (2.40 – 2.48GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) และความถี่ 5.80 GHz (5.7 – 5.9 GHz) ตามมาตรฐาน WiMAX IEEE 802.16e (3.49 – 3.69 GHz) และ UWB IEEE 802.15.3a (3.1 – 10.6 GHz) ตามขอบเขตที่ต้องการผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 3.15 ในส่วนผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ได้ปรับเซาะผิวทองแดงบริเวณสายนำสัญญาณช่วงย่านความถี่ที่ใช้งาน 2.45 GHz, 8 GHz และ 13 GHz ที่ในระนาบสนามไฟฟ้าเป็นแบบสองทิศทางและระนาบสนามแม่เหล็กแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ดังรูปที่ 3.16

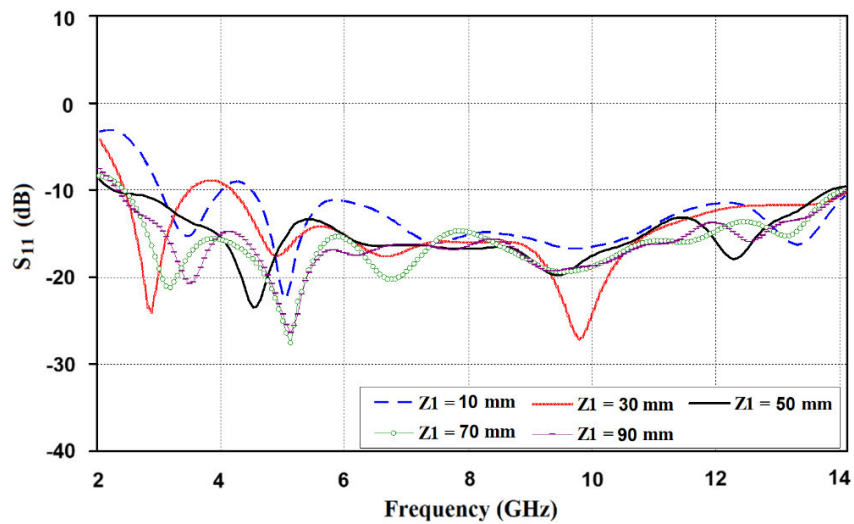


รูปที่ 3.16 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศที่ได้ปรับโครงสร้างด้วยการเซาะผิวทองแดงบริเวณสายนำสัญญาณ

จากเนื้อหาที่ผ่านมาโดยพิจารณาผลการจำลองแบบ พบว่าเทคนิคการเซาะผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์และสายนำสัญญาณทั้งสองด้านของสายอากาศส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า S_{11} (dB) จริงและเมื่อนำไปพิจารณาในด้านขอบเขตของการปรับเปลี่ยนแบบรูปการแผ่พลังงานยังเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวซึ่งยังไม่เป็นแบบเจาะจงทิศทางตามที่ต้องการ ทางผู้วิจัยจึงมีแนวคิดทำการออกแบบด้วยการนำโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมมาใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อนรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า [22 - 25] การออกแบบขนาดแผ่นสะท้อนคำนวณค่าจากความยาวคลื่น 4λ ที่ความถี่ 8 GHz พบว่าแผ่นสะท้อนมีขนาด $170 \times 170 \times 0.1$ มม.³ โดยเลือกโครงสร้างเป็นวัสดุชนิดสังกะสี โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่มีแผ่นสะท้อนแสดงดังรูปที่ 3.17 (ก) การกำหนดตำแหน่งของสายอากาศศึกษาและแผ่นสะท้อนที่เหมาะสมได้จากงานวิจัย [36] ร่วมกับการปรับจูนระยะห่าง Z_1 ตามค่าความยาวคลื่นที่ความถี่ 8 GHz ($0.266\lambda < Z_1 < 2.4\lambda$) โดยเลือกปรับระยะห่าง Z_1 ตั้งแต่ 10, 30, 50, 70 และ 90 มม. การปรับระยะ Z_1 ส่งผลต่อค่า S_{11} (dB) ที่ตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุดที่ครอบคลุมความถี่กว้างตามมาตรฐานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB คือ ที่ระยะห่าง Z_1 เท่ากับ 50 มม. มีช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 144.22 (2.25 – 13.86 GHz) สำหรับผลการปรับ Z_1 ที่ระยะอื่นที่รายละเอียดคือ ระยะห่าง 70 มม. มีช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 141.95 (2.38 – 14.02 GHz) และระยะห่าง 90 มม. มีช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 143.34 (2.34 – 14.18 GHz) ดังรูปที่ 3.17 (ข) เหตุผลที่พิจารณาว่าค่า Z_1 ที่ระยะ 50 มม. มีความเหมาะสมที่สุดเนื่องด้วยเมื่อทำการพิจารณาค่าอัตราขยายมาประกอบรวมนั้นพบว่าค่าอัตราขยายที่ระยะห่าง Z_1 ที่ดีที่สุดคือที่ระยะห่าง 50 มม. ซึ่งมีค่าอัตราการขยายเฉลี่ยสูงสุดเท่ากับ 8.20 dB ดังตารางที่ 3.5 อีกทั้งเพื่อพิจารณาที่ระยะห่างของสายอากาศกับสะท้อนที่ Z_1 มีค่า 70 มม. และ 90 มม. จะส่งผลต่อขนาดกล่องที่บรรจุสายอากาศมีขนาดที่ใหญ่ตามไปด้วย เมื่อนำไปสร้างจริงส่งผลกระทบต่อใช้งบประมาณและพื้นที่ติดตั้ง



(ก) โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน



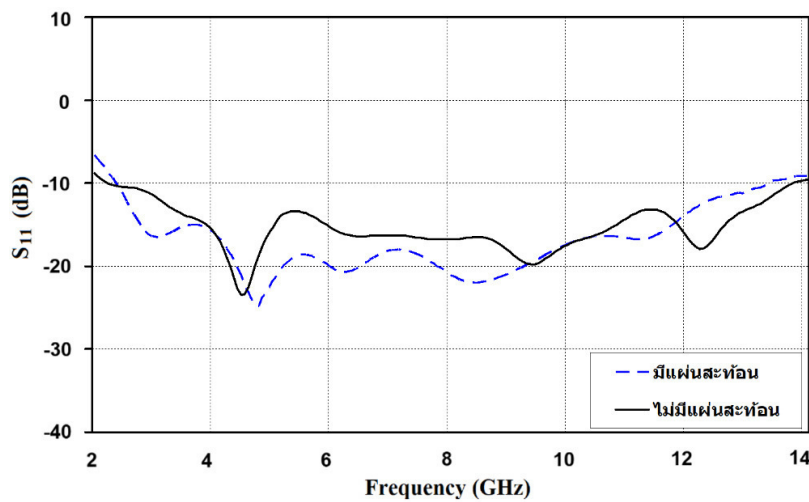
(ข) ผลการจำลองแบบ S_{11} (dB) ที่ได้จากการปรับระยะ Z_1

รูปที่ 3.17 โครงสร้างและผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมใช้งานร่วมกับกับแผ่นสะท้อน

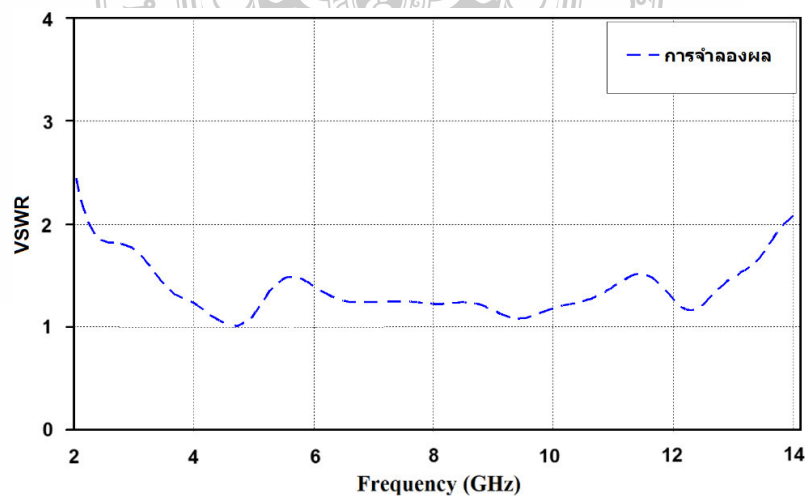
ตารางที่ 3.5 การเปรียบเทียบการปรับระยะ Z_1 ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมกับใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน

ระยะห่างแผ่นสะท้อน Z_1 (มม.)	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	gain (dBi)
50	8.05	2.25 – 13.86	144.22	8.20
70	8.20	2.38 – 14.02	141.95	8.03
90	8.26	2.34 – 14.18	143.34	7.80

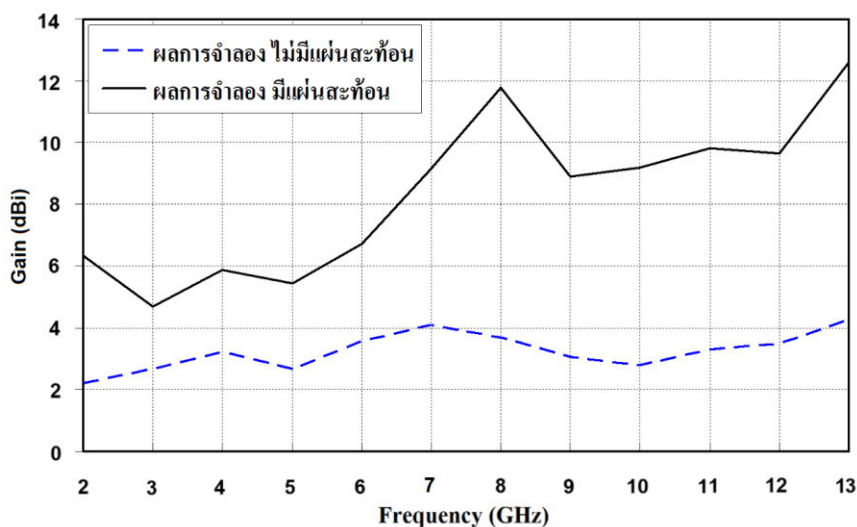
จากการนำแผ่นสะท้อนมาใช้งานร่วมกับสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมกับใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อนนำวิเคราะห์ผลของค่า S_{11} (dB) และค่าแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR 2:1) พบว่าสายอากาศดังกล่าวมีความกว้างแถบความถี่ร้อยละ 140.17 (2.32 – 14.18 GHz) มากกว่าสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่ไม่ได้ใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อนคิดเป็นร้อยละ 2.88 ดังรูปที่ 3.18 ซึ่งมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันกับค่าแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR 2:1) ดังรูปที่ 3.19 และการปรับเพิ่มโครงสร้างสายอากาศด้วยแผ่นสะท้อนส่งผลให้ค่าอัตราขยายเพิ่มยิ่งขึ้นคือ จากโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมต้นแบบมีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.01 dBi และเมื่อปรับเพิ่มโครงสร้างด้วยแผ่นสะท้อน พบว่ามีค่าอัตราขยายเฉลี่ยเพิ่มขึ้น 8.20 dBi คิดเป็นร้อยละ 63.29 ดังรูปที่ 3.20 ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ แสดงดังตารางที่ 3.6 และจากการเพิ่มแผ่นสะท้อนดังกล่าวไม่มีผลกระทบต่อช่วงความถี่ใช้งานของสายอากาศที่ออกแบบ



รูปที่ 3.18 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบของค่า S_{11} (dB) จากการปรับเพิ่มโครงสร้างสายอากาศด้วยแผ่นสะท้อน



รูปที่ 3.19 ผลการจำลองแบบค่า VSWR จากการปรับเพิ่มโครงสร้างสายอากาศด้วยแผ่นสะท้อน

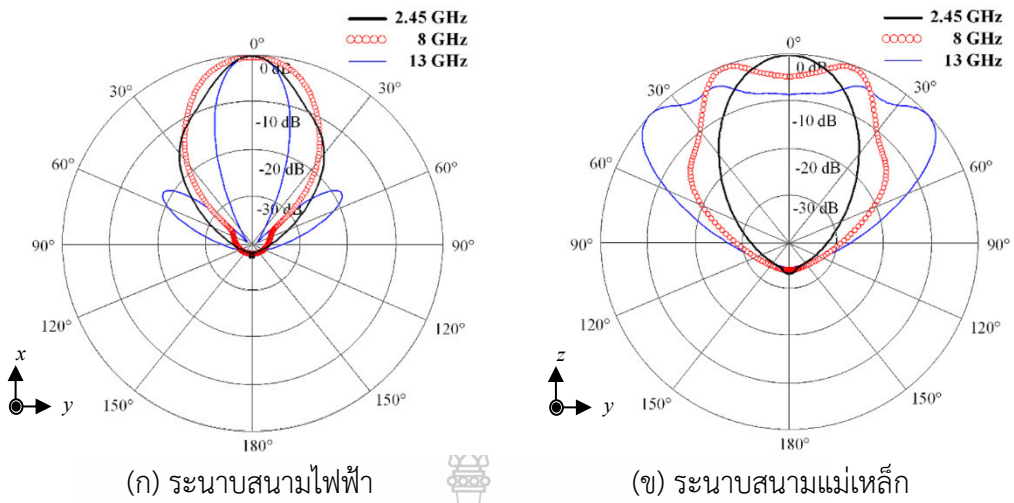


รูปที่ 3.20 ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบ gain (dBi) ที่สายอากาศมีการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อน

ตารางที่ 3.6 ผลการเปรียบเทียบสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่มีและไม่มี การปรับเพิ่มแผ่นสะท้อน

สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วม ใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	gain (dBi)
ไม่มีแผ่นสะท้อน	7.89	2.36 – 13.42	140.17	3.01
มีแผ่นสะท้อน	8.05	2.25 – 13.86	144.22	8.20

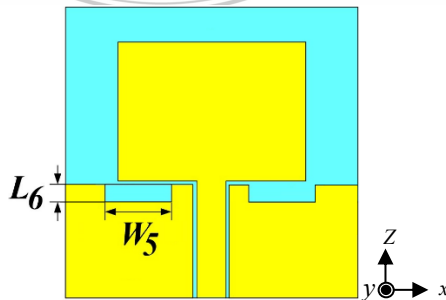
เนื้อหาส่วนของการพิจารณาผลการจำลองแบบแบบรูปการแผ่พลังงานของ โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมที่มีการปรับเพิ่มโครงสร้างด้วยแผ่นสะท้อน พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานช่วงย่านความถี่ที่ใช้งาน 2.45 GHz, 8 GHz และ 13 GHz ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทางทั้ง 3 ความถี่ แสดงดังรูปที่ 3.21



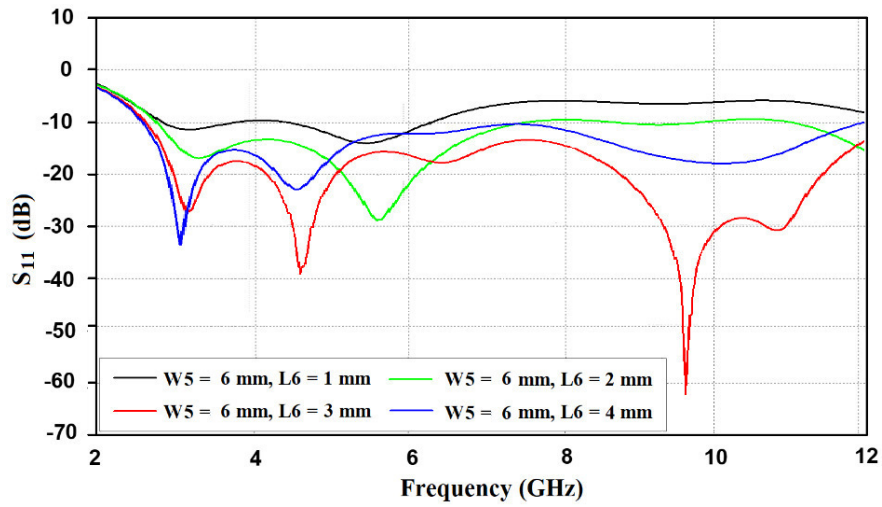
รูปที่ 3.21 ผลการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

จากประสิทธิภาพที่ดีของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่กล่าวมานั้น ผู้วิจัยจึงได้ทำการศึกษาพัฒนาต่อยอดเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพทางการลดการตอบสนองค่าหน่วงเวลา และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน เพื่อรองรับการใช้งานในระบบ MIMO UWB โดยจัดวางในรูปแบบตั้งฉาก ร่วมกับเทคนิคของเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรที่ด้านบนตัวแผ่พลังงาน เพื่อช่วยลดการตอบสนองค่าหน่วงเวลาให้มีค่าน้อยกว่า ± 2 ns และเทคนิคการจัดวางแบบตั้งฉากทำให้ลดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -20 dB โดยแสดงได้ดังขั้นตอนดังต่อไปนี้

ในส่วนของการเริ่มต้นออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่กล่าวมานั้นผู้วิจัยจึงได้ทำการเซาะร่องด้านบนของระนาบกราวด์เป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าทั้งสองด้าน แสดงดังรูปที่ 3.22 (ก) โดยมีค่าพารามิเตอร์ 2 ค่า คือ ค่าความกว้าง W_5 และค่าความยาว L_6 การออกแบบขนาดพื้นที่ผิวทองแดงที่จะทำการเซาะ โดยการคงค่าความกว้าง W_5 ไว้ที่เท่ากับ 6 มม. แล้วเลือกปรับขนาดค่าความยาว L_6 ตั้งแต่ 1, 2, 3 และ 4 มม. ที่ได้จากการประมาณค่าจากสมการ (3.15) เบื้องต้นการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบพบว่าที่ค่าความกว้าง W_5 เท่ากับ 6 มม. และค่าความยาว L_6 เท่ากับ 3 มม. ส่งผลทำให้ค่า S_{11} (dB) ตอบสนองความถี่ที่ดีที่สุด กล่าวคือครอบคลุมความถี่ที่ใช้งาน ร้อยละ 128.18 (2.81 – 12.86 GHz) แสดงดังรูปที่ 3.22 (ข)



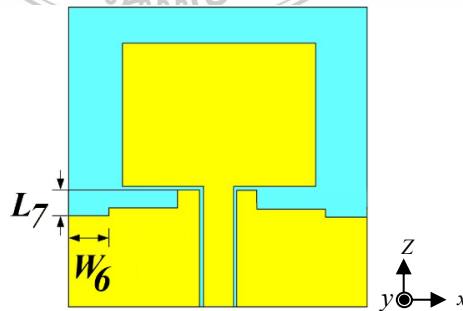
(ก) สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับโครงสร้าง



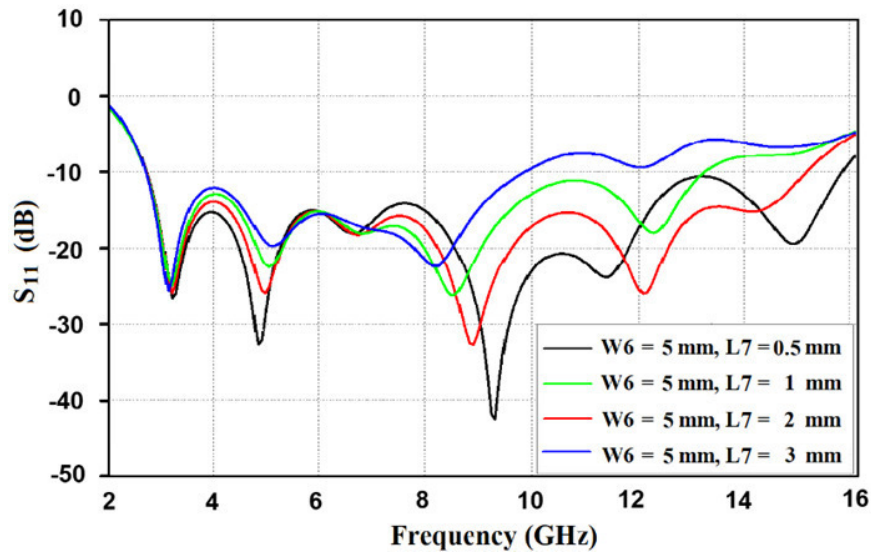
(ข) ค่า S_{11} (dB)

รูปที่ 3.22 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม เมื่อปรับ W_5 และ L_6

จากผลการจำลองแบบพบว่าเทคนิคการเซาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน ดังรูปที่ 3.22 (ก) ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่า S_{11} (dB) ให้ช่วงความถี่ใช้งานกว้างมากยิ่งขึ้น จึงทำการเซาะผิวทองแดงของด้านบนระนาบกราวด์ทั้งสองด้านอีกครั้ง [20-25] จะถูกพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์ 2 ค่า คือ ค่าความกว้าง W_6 และค่าความยาว L_7 เท่านั้น ซึ่งมีการคงค่าความกว้าง W_6 ไว้ที่เท่ากับ 5 มม. แล้วเลือกปรับขนาดค่าความยาว L_7 ตั้งแต่ 0.5, 1, 2 และ 3 มม. การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบพบว่าที่ค่าความกว้าง W_6 เท่ากับ 5 มม. และค่าความยาว L_7 เท่ากับ 2 มม. ส่งผลให้ค่า S_{11} (dB) ตอบสนองครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานมากที่สุดและมีช่วงความถี่ 139.57% (2.70 – 15.15 GHz) แสดงดังรูปที่ 3.23 (ข) และ เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้าที่เซาะผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์ในครั้งที่แรกมีช่วงความถี่ 128.69% (2.69-12.40 GHz) แสดงดังรูปที่ 3.22 จะเห็นได้ว่าการเซาะผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์จะส่งผลโดยตรงกับการแมทของสายอากาศมากกว่าแบบแรกคิดเป็นร้อยละ 7.6 แสดงดังรูปที่ 3.23 (ข)



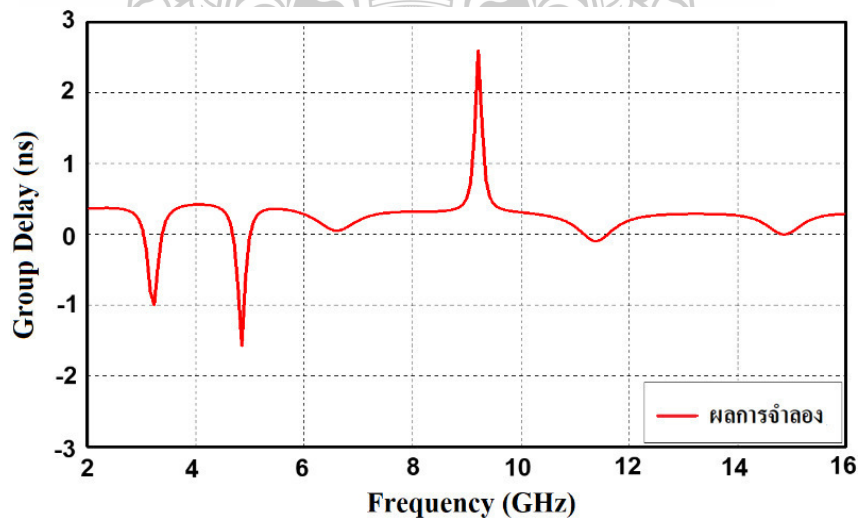
(ก) สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้าที่มีการปรับโครงสร้าง



(ข) ค่า S_{11} (dB)

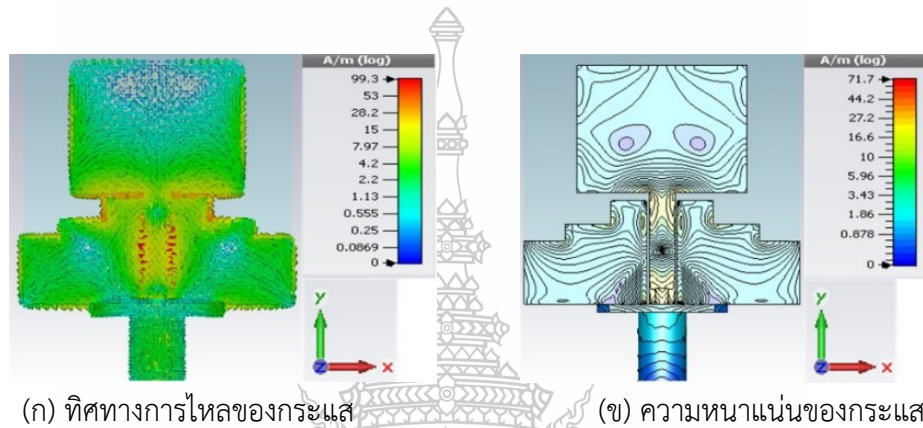
รูปที่ 3.23 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยม เมื่อปรับ W_6 และ L_7

เมื่อผลการจำลองแบบการตอบสนองย่านความถี่ตั้งแต่ 2.70-15.15 GHz (139.57 %) เมื่อนำมาวิเคราะห์หาค่าผลการจำลองแบบการตอบสนองค่าหน่วงเวลา (Group Delay) พบว่าที่ความถี่ 9.21 GHz มีการแกว่งของค่าหน่วงเวลา 2.52 ns มีค่ามากกว่า ± 2 ns ซึ่งเป็นค่ามากกว่าคุณสมบัติค่าหน่วงเวลาของสายอากาศแบบแฉวลำดับที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบไมโม ดังรูปที่ 3.24

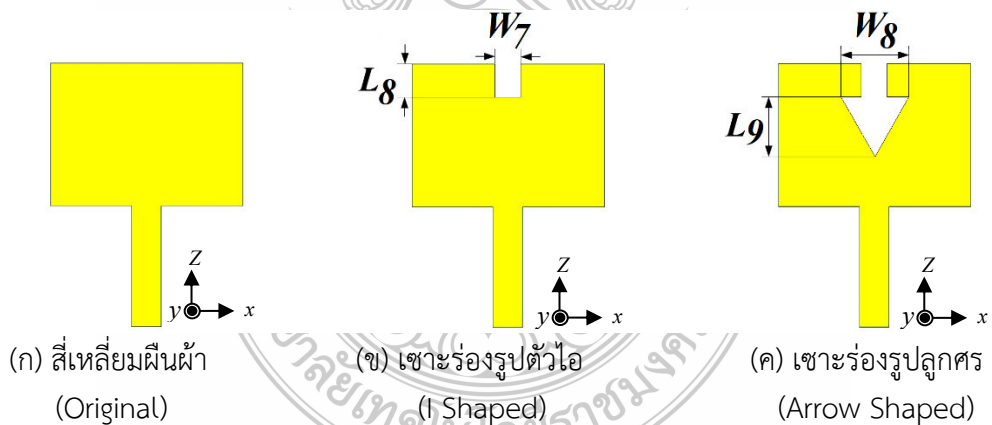


รูปที่ 3.24 ผลการจำลองแบบค่าหน่วงเวลา Group Delay

จากรูปที่ 3.24 ผู้วิจัยจึงได้ทำการวิเคราะห์ความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9.21 GHz พบว่ามีค่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่มีค่าน้อยที่สุดในส่วนของตัวแผ่นพลังงานของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3.25 จึงใช้เทคนิคการเจาะรูช่องที่ส่วนแผ่นพลังงานของสายอากาศเพื่อลดค่าการตอบสนองค่าหน่วงเวลา (Group Delay) โดยใช้เทคนิคการเจาะรูรูปลูกศรที่สลับของสายอากาศเพื่อมาช่วยลดการตอบสนองค่าหน่วงเวลา (Group Delay) โดยมีลำดับการเจาะรู ดังรูปที่ 3.25



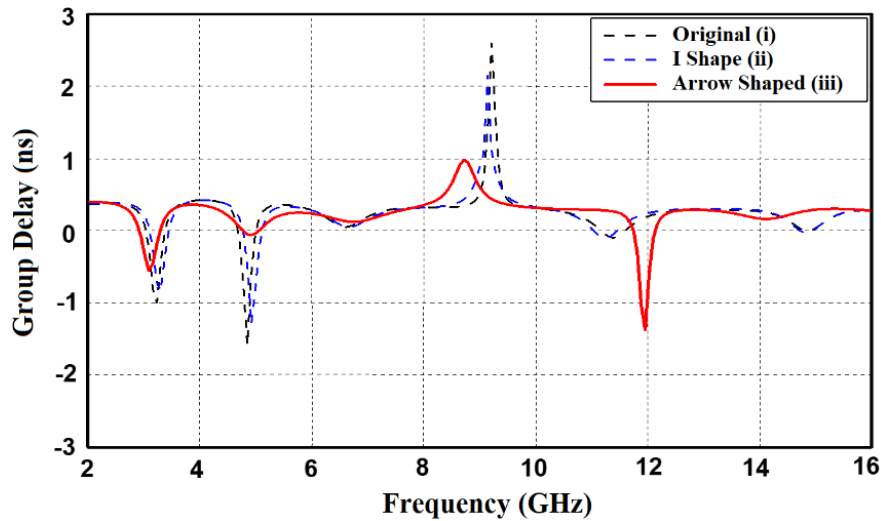
รูปที่ 3.25 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 9.21 GHz



รูปที่ 3.26 การออกแบบโครงสร้างส่วนแผ่นพลังงานของสายอากาศ

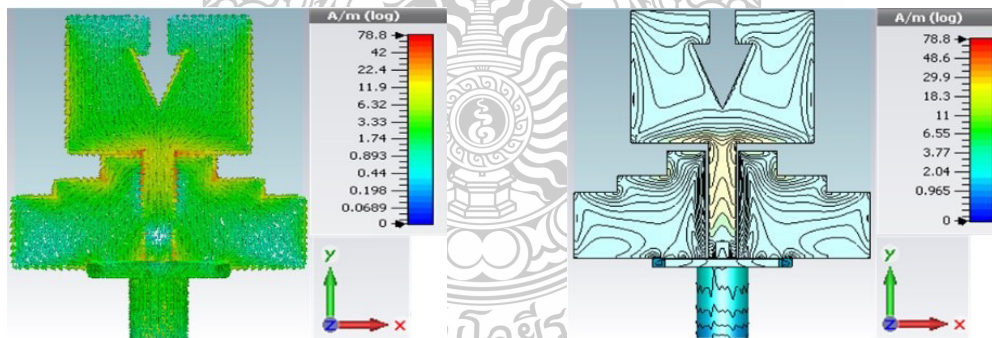
จากโครงสร้างส่วนแผ่นพลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้ารูปที่ 3.26 (ก) นำมาทำการเจาะรูรูปตัวไอที่มีความกว้าง W_7 มีขนาดทางกายภาพ 3 มม. และมีความยาว L_7 ขนาดทางกายภาพ 4 มม. ดังรูปที่ 3.26 (ข) จากนั้นทำการเจาะรูรูปสามเหลี่ยมที่มีความกว้าง W_8 มีขนาดทางกายภาพ 7 มม. และมีความยาว L_9 ขนาดทางกายภาพ 8 มม. ดังรูปที่ 3.26 (ค) ผลการจำลองของการตอบสนองค่าหน่วงเวลามีค่าน้อยกว่า ± 2 ns ช่วงย่านความถี่ 3.1 – 10.6 GHz แต่ส่งผลเพิ่มขึ้นที่ความถี่ 12 GHz มีการ

ตอบสนองค่าหน่วงเวลา -1.3 ns เนื่องจากร่องรูปสามเหลี่ยมตอบสนองในช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่กลางมากที่สุด ดังรูปที่ 3.27

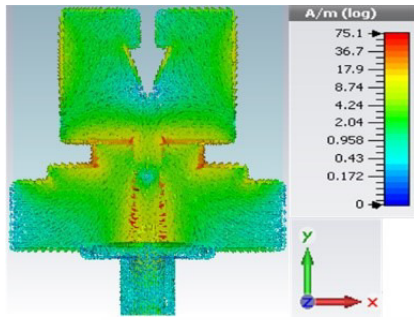


รูปที่ 3.27 ผลการจำลองการเปรียบเทียบค่าหน่วงเวลาของสายอากาศ 3 แบบ

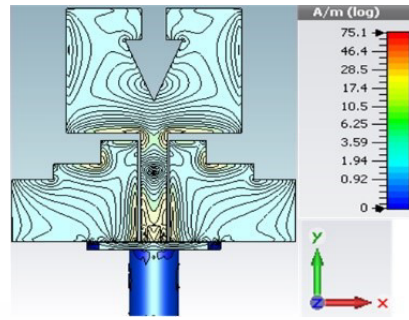
ทำการวิเคราะห์และการสังเกตค่าความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 3.10 GHz, 7 GHz และ 10.60 GHz ตามลำดับ พบว่าทั้งสามย่านความถี่มีความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสเพิ่มมากขึ้นในส่วนที่เขาระ่องรูปลูกศร ดังรูปที่ 3.28



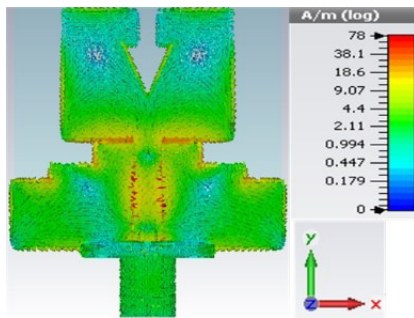
(ก) ทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 3.10 GHz (ข) ความหนาแน่นของกระแสที่ความถี่ 3.10 GHz



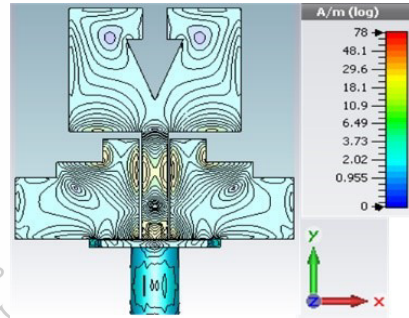
(ก) ทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 7 GHz



(ข) ความหนาแน่นของกระแสที่ความถี่ 7 GHz



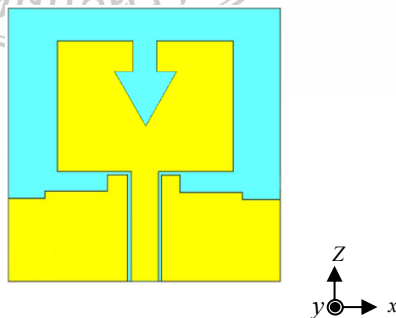
(ก) ทิศทางการไหลของกระแสที่ความถี่ 10.60 GHz



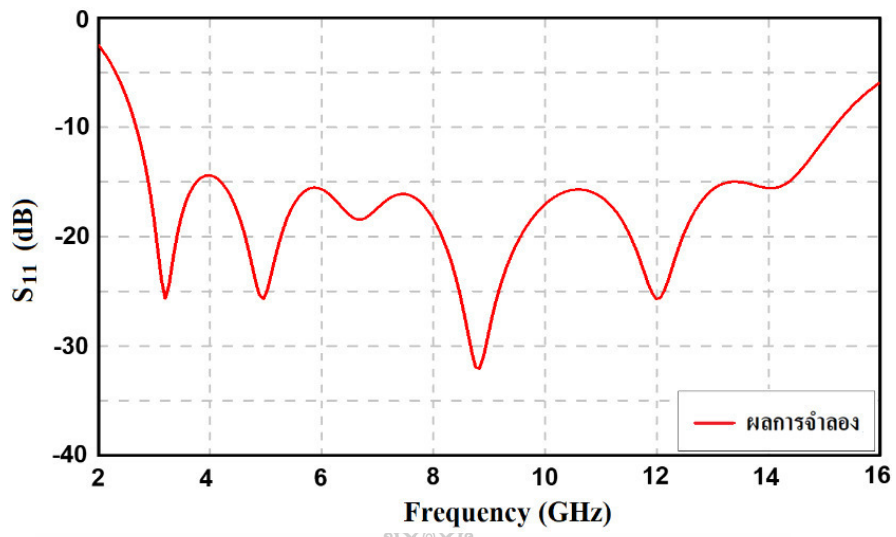
(ข) ความหนาแน่นของกระแสที่ความถี่ 10.60 GHz

รูปที่ 3.28 ผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแส

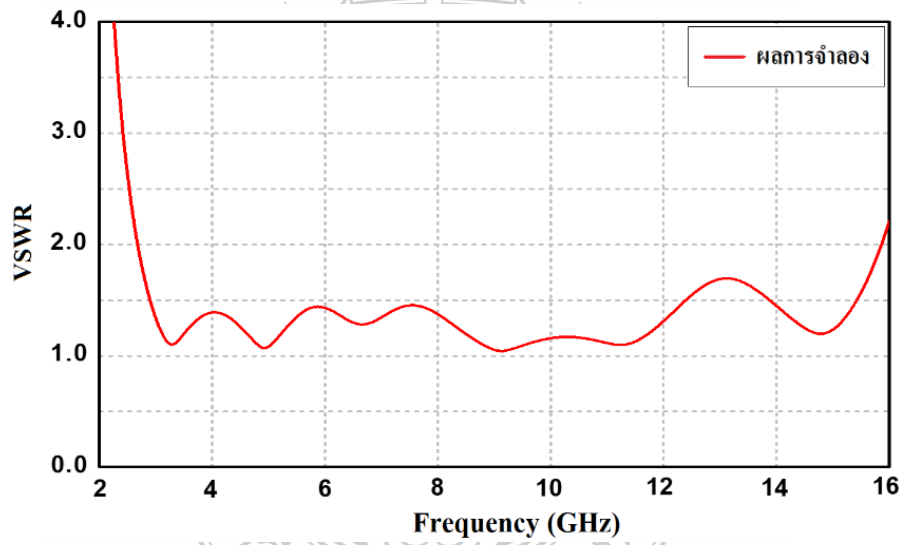
จากผลการจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางการไหลของกระแสเพิ่มมากขึ้นในส่วนที่
 เซาะร่องรูปลูกศรแสดงดังรูปที่ 3.28 ดังกล่าวนั้น พบว่าค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ตอบสนองย่านความถี่
 แลกกว้างตั้งแต่ 141.62% (2.70 – 15.15 GHz) ดังรูปที่ 3.29 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB) ของ
 สายอากาศโมโนโพลระยะนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมแสดงดังรูปที่ 3.30 ซึ่งมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันกับค่าแรงดัน
 อัตราส่วนคลื่นนิ่งแสดงดังรูปที่ 3.31 ในส่วนของผลการจำลองค่าหน่วงทางเวลา (Group Delay) จะ
 เห็นได้จากการเซาะร่องรูปลูกศรนั้นส่งผลต่อมีการแกว่งของค่าไม่เกิน ± 2 ns ตลอดช่วงความถี่ 2.70
 – 15.15 GHz จจริงแสดงดังรูปที่ 3.32 และในส่วนของผลจำลองค่าอัตราขยายที่ความถี่ตั้งแต่ 3 – 16
 GHz มีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.34 dBi เป็นไปตามมาตรฐานที่ต้องการ แสดงดังรูปที่ 3.33



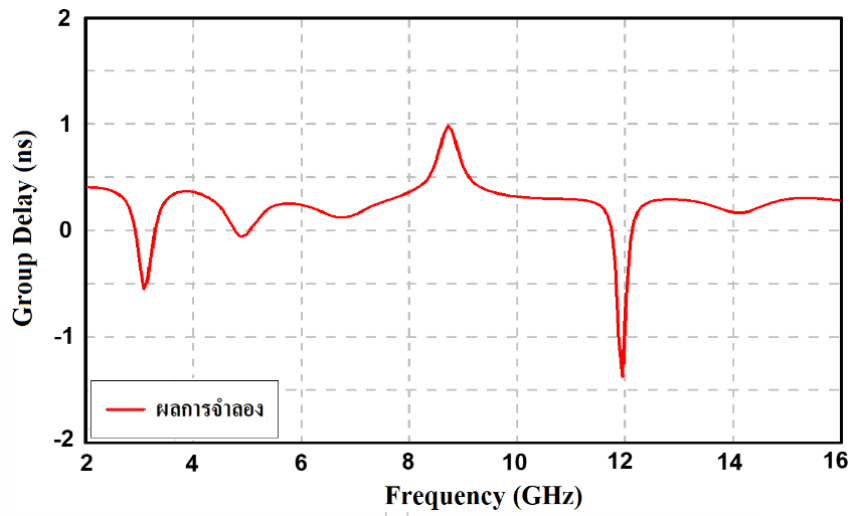
รูปที่ 3.29 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมพื้นผ้าต้นแบบตัวเดียว



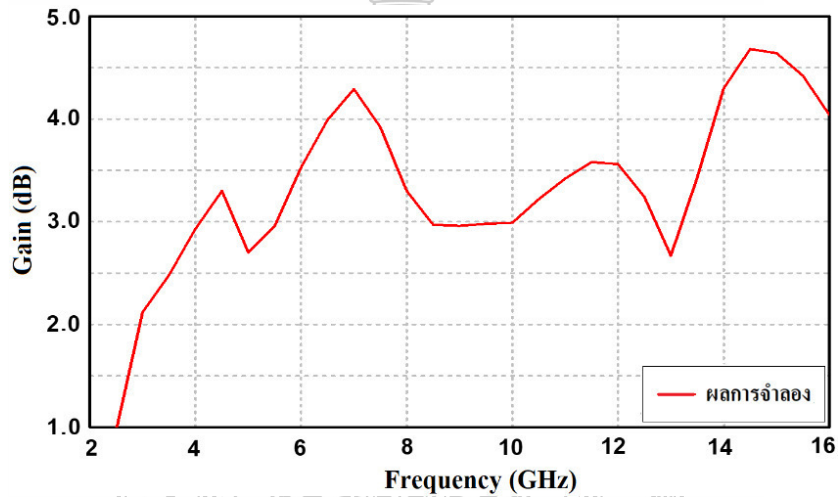
รูปที่ 3.30 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB)



รูปที่ 3.31 ผลการจำลองแบบค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง VSWR



รูปที่ 3.32 ผลการจำลองแบบค่าหน่วยเวลา



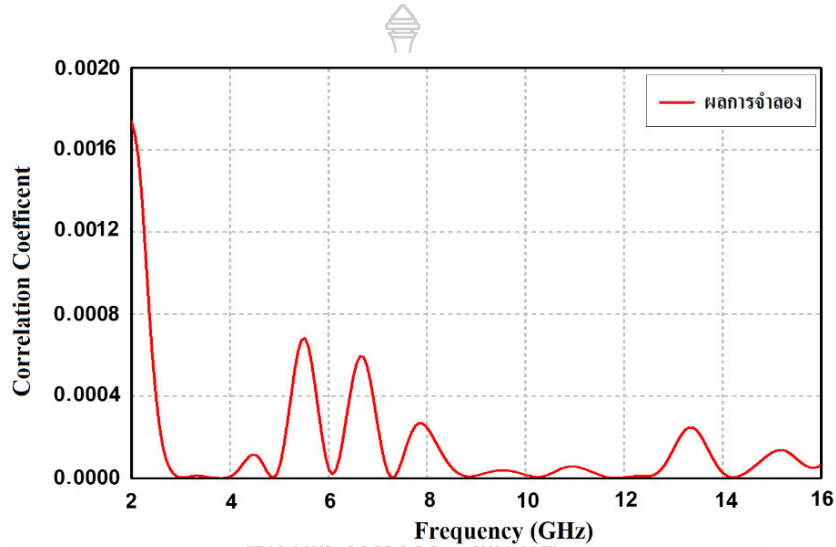
รูปที่ 3.33 ผลการจำลองแบบค่าอัตราขยาย

ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ ของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าแบบ แถวลำดับสามารถหาได้จากสมการที่ (3.18) นำมาจัดวางเชิงมุมแบบตั้งฉากมีค่าที่ต่ำกว่า 0.5 ตาม มาตรฐานคุณสมบัติที่กำหนดยิ่งไปกว่านั้นมีค่าต่ำกว่า 0.0020 ตลอดย่านความถี่ 2 – 16 GHz ทำให้ สายอากาศทั้งสองตัวทำงานได้อย่างเป็นอิสระต่อกันไม่ส่งผลกระทบต่อกันทำให้เกิดค่าประสิทธิภาพ สูงสุดเมื่อนำไปใช้งานแสดงดังรูปที่ 3.34 [31]

$$\rho_e(1,2,4) = |S_{11}^*S_{12} + S_{12}^*S_{22} + S_{13}^*S_{32} + S_{14}^*S_{42}|^2 \quad (3.18)$$

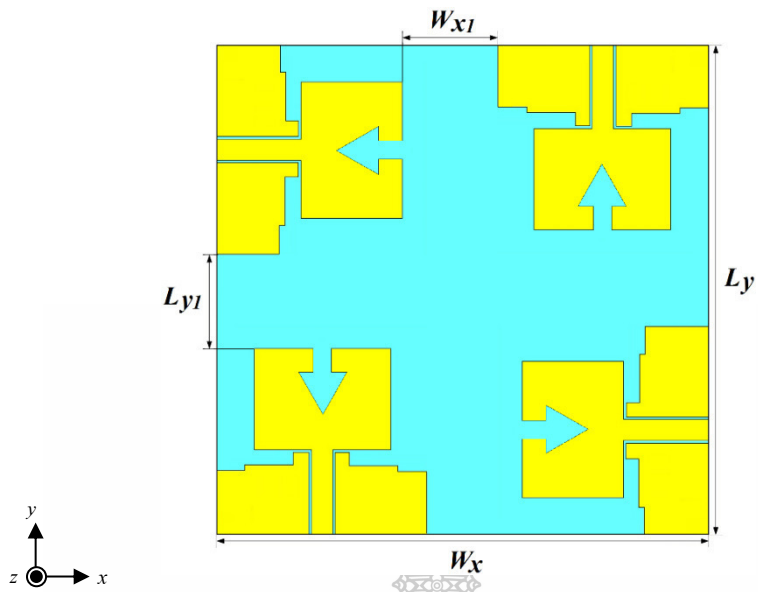
$$\times \left(\left[1 - (S_{11}^*S_{11} + S_{12}^*S_{21} + S_{13}^*S_{31} + S_{14}^*S_{41}) \right] \right)$$

$$\times \left[1 - (S_{11}^*S_{12} + S_{12}^*S_{22} + S_{13}^*S_{32} + S_{14}^*S_{42}) \right]^{-1}$$

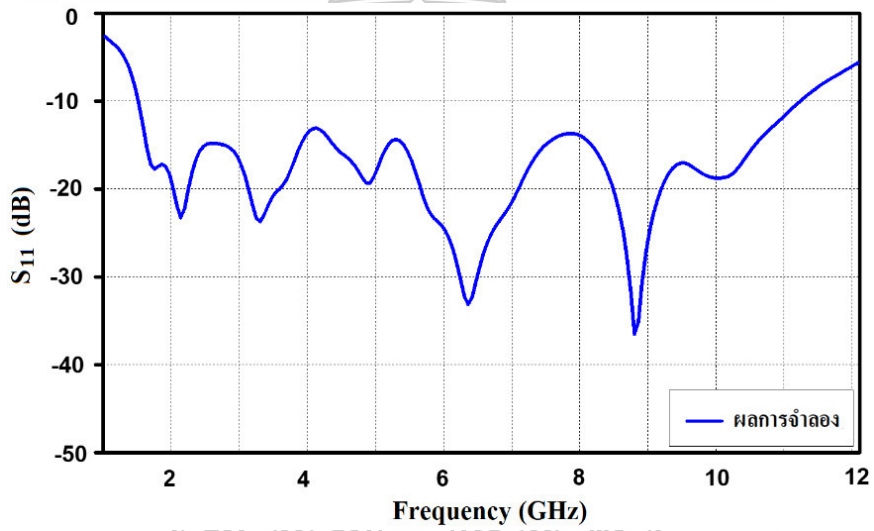


รูปที่ 3.34 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

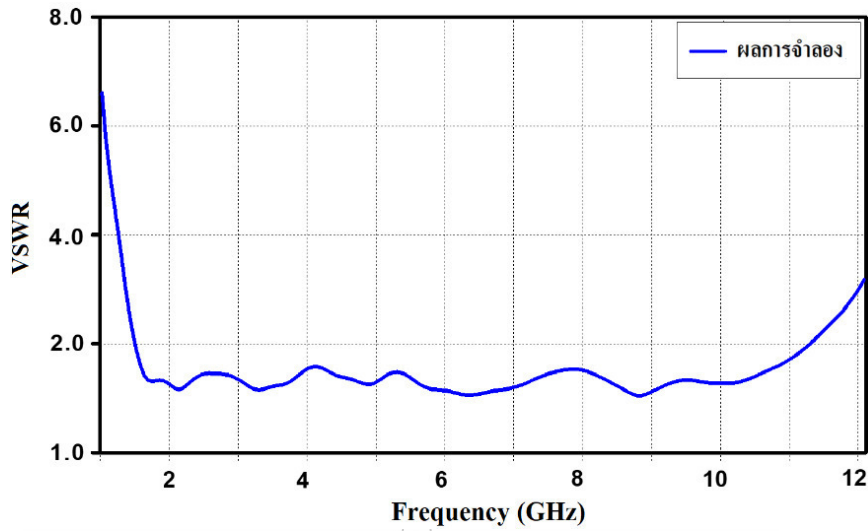
จากการศึกษารูปแบบการวางสายอากาศแถวลำดับแบบ 1x2 พบว่าการวางรูปแบบสายอากาศตามแนวตั้งฉาก 90° [30] มีคุณสมบัติที่ดีจึงนำแนวคิดนี้มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสายอากาศแบบแถวลำดับที่จัดแบบวางเชิงมุมแบบตั้งฉาก 2x2 ดังรูปที่ 3.35 รายละเอียดโครงสร้างสายอากาศคือมีขนาดค่าความกว้างและค่าความยาว (W_x เท่ากับ $L_y = 80$ มม.) และจัดเรียงแบบแถวลำดับด้วยการวางระยะห่างเท่ากับ (W_{x1} เท่ากับ $L_{y1} = 12$ มม.) พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ดังรูปที่ 3.36 ซึ่งมีแนวโน้มที่สอดคล้องกันกับค่าแรงดันอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) ดังรูปที่ 3.37 ซึ่งครอบคลุมตลอดย่านความถี่ใช้งาน 3.10 – 10.60 GHz



รูปที่ 3.35 สายอากาศไมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจัดวางเชิงมุมแบบตั้งฉาก 2x2

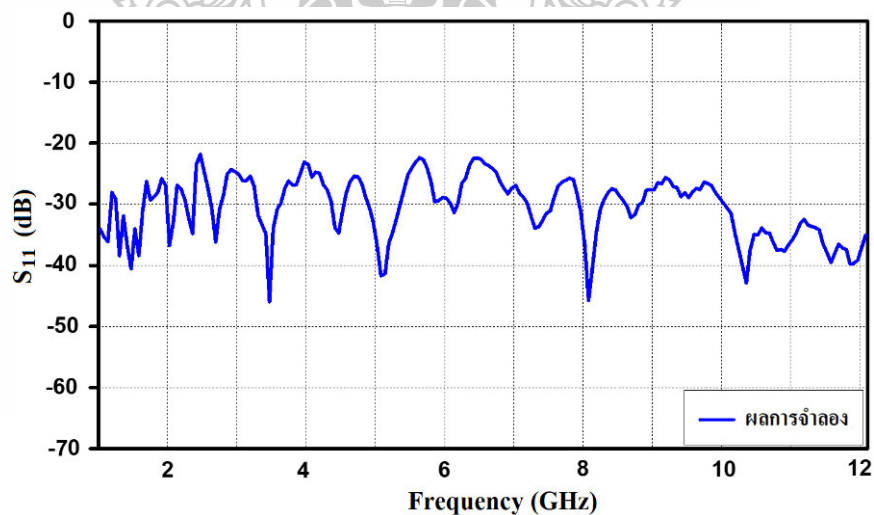


รูปที่ 3.36 ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB)

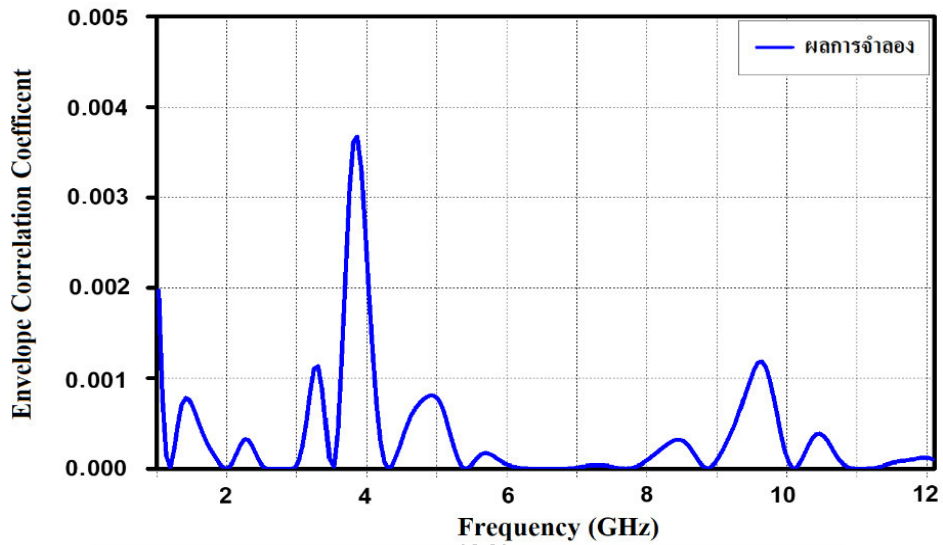


รูปที่ 3.37 ผลการจำลองแบบค่า VSWR

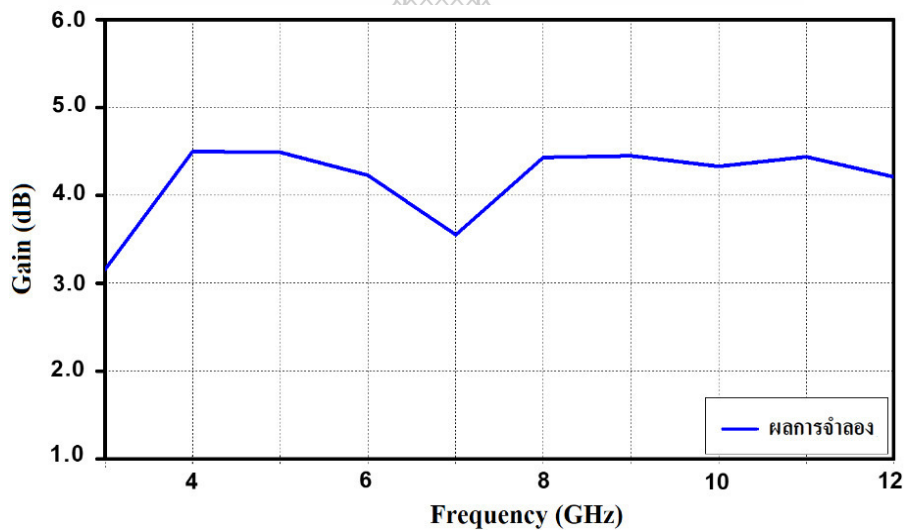
ในส่วนของการจัดวางสายอากาศที่ได้ทำการวิเคราะห์ผลมาแล้วจนได้ค่าที่เหมาะสมนั้นส่งผลทำให้ค่า Mutual coupling น้อยกว่า -20 dB ตลอดย่านความถี่ใช้งาน 3.10 – 10.60 GHz ดังรูปที่ 3.38 และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ envelope correlation coefficient มีผลตอบสนองน้อยกว่า 0.002 จากการคำนวณในสมการที่ 3.18 ที่กล่าวมานั้นถูกแสดงดังรูปที่ 3.39 ในส่วนของการวัดผลทดสอบค่าอัตราขยายตั้งแต่ความถี่ 3 – 12 GHz มีค่าเฉลี่ย 3.38 dBi เป็นไปตามมาตรฐานที่ต้องการแสดงดังรูปที่ 3.40



รูปที่ 3.38 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน $S_{21} - S_{24}$

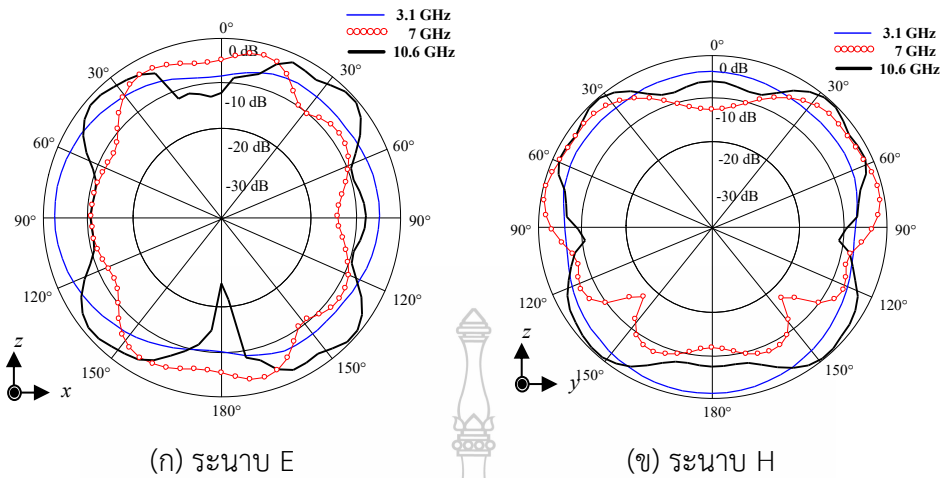


รูปที่ 3.39 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์



รูปที่ 3.40 ผลการจำลองแบบค่าอัตราขยาย

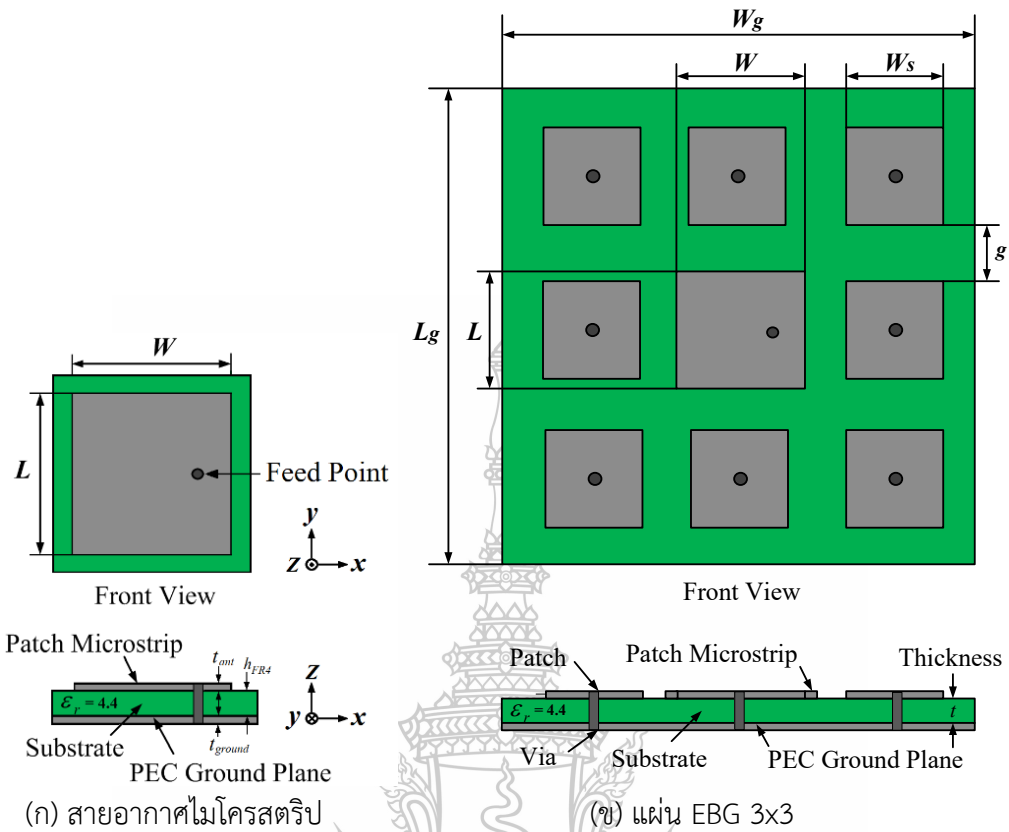
ส่วนสุดท้ายการผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) ของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมโดยเริ่มที่ความถี่ 3.10 GHz 7 GHz และ 10.6 GHz พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานในรูปแบบสนามไฟฟ้า (E-plane) โดยมีลักษณะรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ดังรูปที่ 3.41(ก) และรูปแบบสนามแม่เหล็ก (H-plane) รูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ดังรูปที่ 3.41(ข)



รูปที่ 3.41 ผลการจำลองการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

3.3 การออกแบบร่วมกับการปรับจูนโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับการออกแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปในรูปแบบสุดท้ายได้แนวคิดมาจากการวิเคราะห์การออกแบบและโครงสร้างสายอากาศรูปแบบที่ 1 และ 2 ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีตัวแผ่พลังงานเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็นหลัก มาใช้ประกอบรวม วัสดุประสงค์เพื่อนำสายอากาศที่ได้มาประยุกต์ใช้งานด้านการดักเก็บพลังงานไฟฟ้าแบบไร้สาย โดยนำรูปแบบโครงสร้างของตัวแผ่พลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้นมาปรับเปลี่ยนแบบรูปการแผ่พลังงานให้เป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวหรือเจาะจงทิศทางตามต้องการ สายอากาศต้นแบบที่ได้มีลักษณะแสดงได้ดังรูปที่ 3.42(ก) โดยโครงสร้างสายอากาศสร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีความหนาของแผ่นทองแดงของสายอากาศ (t_{ant}) และ (t_{ground}) เท่ากับ 0.035 มม. มีความหนาของวัสดุฐานรอง (h_{FR4}) เท่ากับ 1.60 มม. การออกแบบโครงสร้างสายอากาศสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.19 และ 3.20 [26] นำมาออกแบบร่วมกับการจัดโครงตามเทคนิคแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap : EBG) แบบดอกเห็ด [33] เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ลักษณะการจัดวางแผ่น EBG ซึ่งเป็นแผ่นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสวางล้อมรอบตัวสายอากาศแบบเมทริกซ์ 3×3 ดังรูปที่ 3.42(ข) และการหาค่าช่องว่าง g ระหว่างแผ่นแบบดอกเห็ดรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสสามารถคำนวณดังสมการที่ 3.21 [33]



รูปที่ 3.42 โครงสร้างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) แบบดอกเห็ด

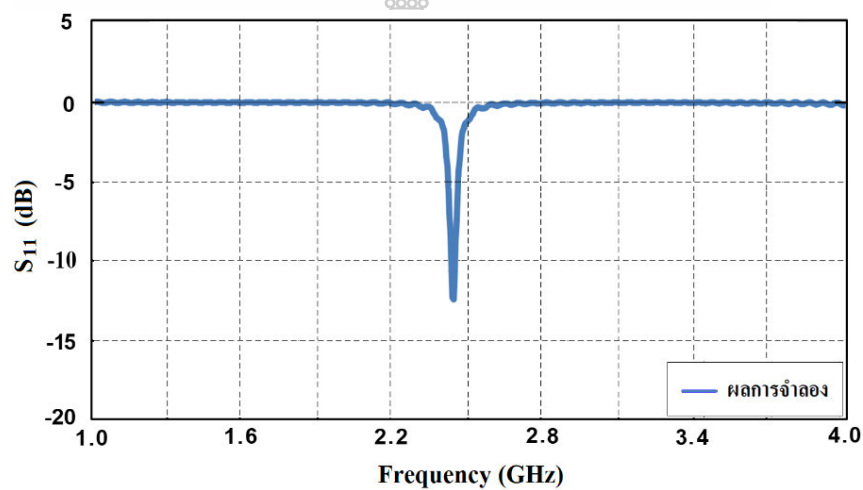
$$W = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (3.19)$$

$$L = 0.49 \left(\frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \right) \quad (3.20)$$

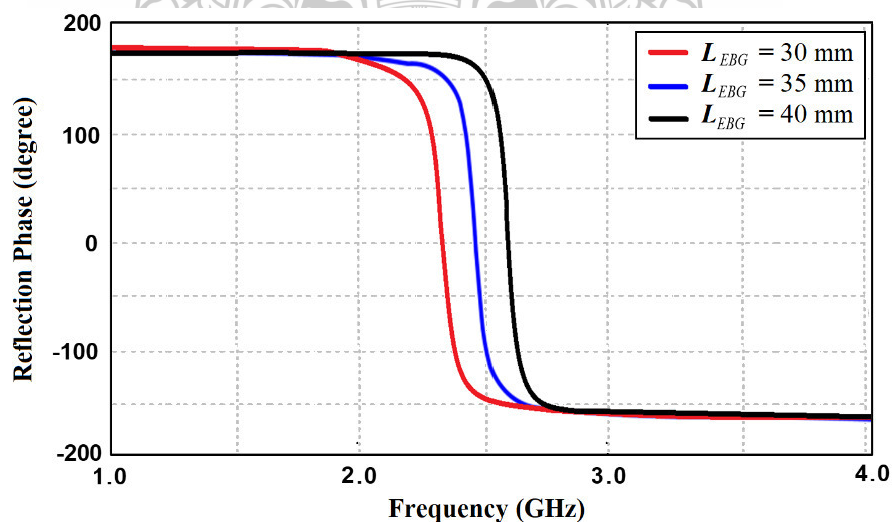
$$g = L_{EBG} - L_s \quad (3.21)$$

การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปต้นแบบ ดังรูปที่ 3.42 พบว่ามีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} (dB) เท่ากับ -12.65 dB ดังรูปที่ 3.43 (ก) ค่าอินพีแดนซ์เท่ากับ $49.85 - j20.93\Omega$ และอัตราขยายเท่ากับ 7.54 dB ซึ่งในส่วนของแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) แบบดอกเห็ด (3x3) สามารถคำนวณค่าความกว้างและค่าความยาวได้เท่ากับ $W_s = L_s = 28.46$ มม. (0.035λ) และสามารถคำนวณค่ารัศมี r ที่ลัดวงจรลงระนาบกราวด์ที่จุด Via เท่ากับ 1.46 มม. (0.012λ) ดังรูปที่ 3.43 (ก) ในส่วนของการปรับจูนหาระยะห่างในการจัดวางของแผ่น (EBG) เพื่อหาค่า Reflection Phase ที่ดี

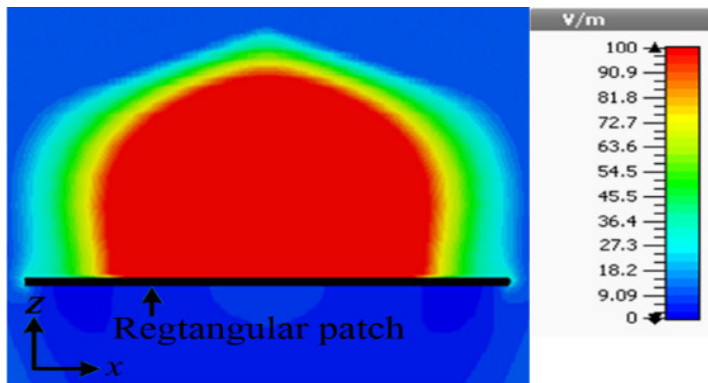
ที่สุดที่ตรงกับย่านความถี่ใช้งาน 2.45GHz ดังรูปที่ 3.43 (ก) โดยเริ่มจากการปรับจูนค่าความยาวคลื่น $0.245\lambda < L_{EBG} < 0.326\lambda$ คือ เริ่มต้นจากค่า 30 มม. 35 มม. และ 40 มม. ดังรูปที่ 3.43 (ข) ซึ่งจะส่งผลต่อค่าอัตราขยายตามไปด้วยคือ 7.86 dB, 7.91 dB และ 7.74 dB ลำดับ จากการปรับจูนพบว่าค่า Reflection Phase ที่ดีที่สุดในระยะห่างเท่ากับ L_{EBG} เท่ากับ 35 มม. ซึ่งนำไปคำนวณค่าช่องว่างระหว่างแผ่น g เท่ากับ 6.54 มม. และค่าอัตราการขยายเท่ากับ 7.91 dB ซึ่งเพิ่มขึ้นจากสายอากาศเพียงตัวเดียวคือ 7.54 dB คิดเป็นร้อยละ 4.67 เมื่อทำการจัดวางแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) จำนวน 8 แผ่น ทำให้มีขนาดความกว้างและความยาว 120×120 มม.² ดังรูปที่ 3.42 (ข) และในด้านการแผ่กระจายทิศทางของสายอากาศไมโครสตริบ สามารถสังเกตได้ดังรูปทิศทางความหนาแน่นของกระแส ดังรูปที่ 3.43 (ค)



(ก) ผลการจำลองแบบค่า S_{11} (dB)



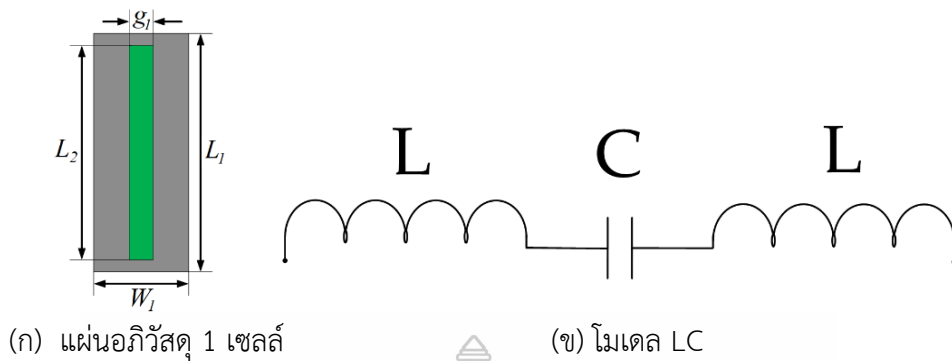
(ข) ผลการจำลองแบบระยะเวลาการสะท้อนของเฟส



(ค) ค่าความหนาแน่นของกระแส

รูปที่ 3.43 ผลการจำลองแบบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่า Reflection Phase และทิศทางความหนาแน่นของกระแส

การเพิ่มค่าอัตราขยายให้มากยิ่งขึ้นให้กับโครงสร้างสายอากาศหลังทำการปรับเพิ่มโครงสร้างแบบแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gab : EBG) แบบดอกเห็ด ในส่วนที่สองทางผู้วิจัยได้เลือกใช้การเทคนิคการปรับเพิ่มโครงสร้างด้วยแผ่นอภิวัดที่เซาะร่องรูปตัวไอ ดังรูปที่ 3.44 (ก) การออกแบบโครงสร้างแผ่นอภิวัดจะถูกสร้างบนแผ่นวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีความหนาของแผ่นทองแดงของสายอากาศ t เท่ากับ 0.035 มม. มีความหนาของวัสดุฐานรอง (h_{FR4}) เท่ากับ 1.60 มม. ออกแบบที่ความถี่ใช้งาน 2.45 GHz ในการปรับจูนโครงสร้างมีค่าพารามิเตอร์ค่าความกว้างของแผ่นอภิวัด W_1 เท่ากับ 15.30 มม. (0.0125λ) ค่าความกว้างของช่องว่าง g_1 เท่ากับ 3.67 มม. (0.031λ) ค่าความยาวของวัสดุ L_1 เท่ากับ 61.22 มม. (0.5λ) และทำการปรับค่าความยาวของช่องว่าง L_2 ที่ส่งผลต่อการเพิ่มประสิทธิภาพของค่าอัตราขยายมากที่สุด ซึ่งเริ่มจากการปรับค่าความยาวคลื่นตั้งแต่ $0.424\lambda < L_2 < 0.484\lambda$ ที่มีค่าเท่ากับ 51.91 มม. 55.71 มม. และ 59.26 มม. โดยการปรับจูนที่ส่งผลมากที่สุดคือ L_2 เท่ากับ 55.71 มม. โดยมุ่งเน้นการออกแบบที่ไม่ซับซ้อนปรับจูนง่ายและมีขนาดเล็กกะทัดรัดการออกแบบแผ่นอภิวัดขนาดความยาวคลื่นต้องมีขนาดไม่เกิน 0.5λ ซึ่งจะทำให้สามารถส่งผ่านพลังงานได้ดีที่สุด โครงสร้างแผ่นอภิวัดพื้นฐานจะมีรูปแบบวงจรอนุกรมแบบ LC ดังรูปที่ 3.43 (ข) สามารถคำนวณหาค่าความซาบซึมได้ (Permeability : μ) และสภาพยอมสัมพัทธ์ (Permittivity : ϵ) ได้ ดังสมการที่ 3.22 และ 3.23 [33] ซึ่งค่าดังกล่าวนั้นจะมีคุณสมบัติเข้าใกล้ศูนย์ MENZ (Mu-Epsilon Near Zero) แบ่งเป็น 2 ลักษณะ คือ แบบที่ 1 ค่าเป็นลบเข้าใกล้ศูนย์ซึ่งจะยอมให้คลื่นแพร่กระจายผ่านได้ และแบบที่ 2 ค่าเป็นบวกเข้าใกล้ศูนย์จะทำหน้าที่เป็นพื้นผิวที่สะท้อนโครงสร้างของแผ่นอภิวัดที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้เลือกตามแบบที่ 1



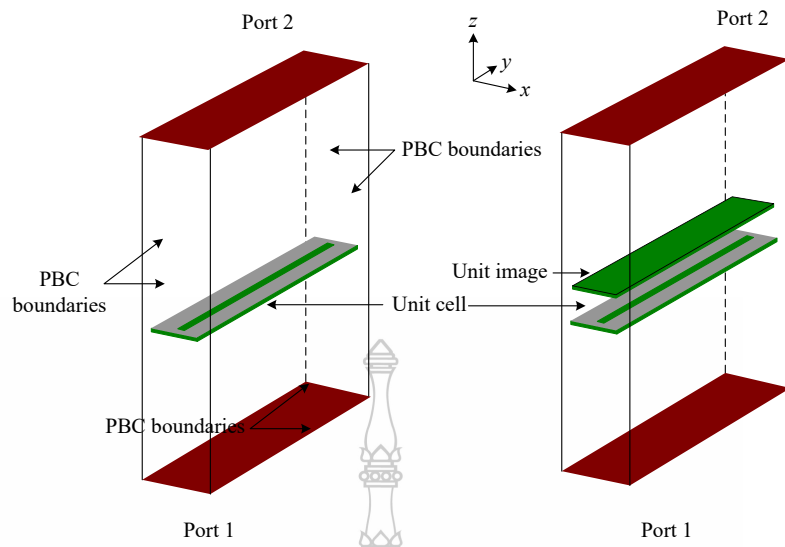
รูปที่ 3.44 โครงสร้างแผ่นอภิวัด 1 เซลล์ และรูปแบบโมเดล LC

$$\epsilon_r \approx \frac{2(1-v_1)}{jk_0 d(1+v_1)}, \quad (3.22)$$

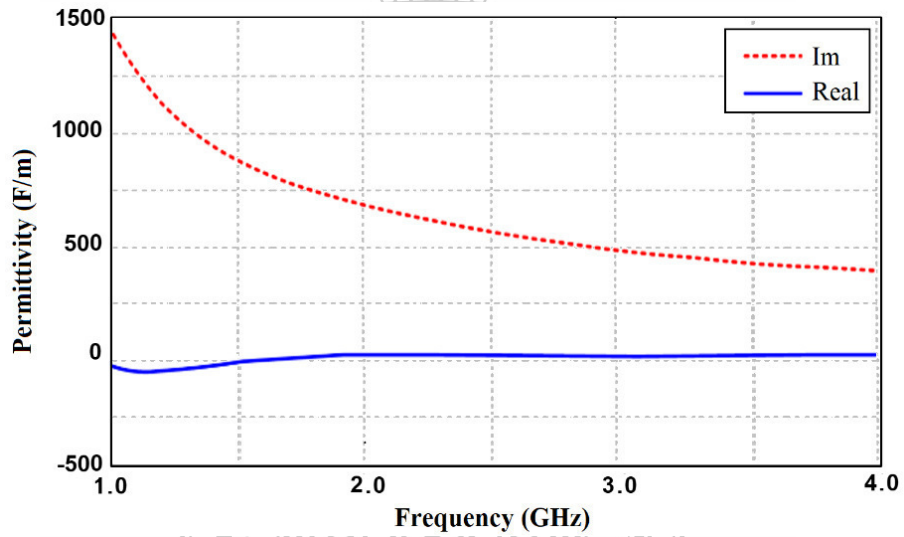
$$\mu_r \approx \frac{2(1-v_1)}{jk_0 d(1+v_1)}, \quad (3.23)$$

- เมื่อ
- v_1 คือ $S_{21} + S_{11}$
 - v_2 คือ $S_{21} - S_{11}$
 - k_0 คือ ω/c
 - S_{11} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ
 - S_{21} คือ ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน
 - ω คือ ค่ารังสีของความถี่
 - d คือ ค่าความหนาอิเล็กทรอนิกส์
 - c คือ ความเร็วของแสง 3×10^8

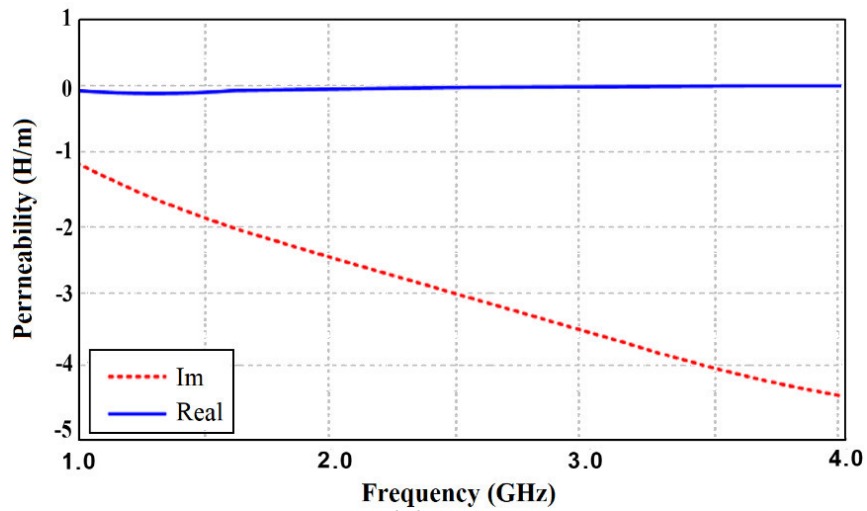
ในส่วนของการจำลองแผ่นอภิวัดแสดงดังรูปที่ 3.45 เพื่อหาค่าตัวกลางชนิดความซาบซึ่มและสภาพยอมที่เข้าใกล้ศูนย์ได้ ซึ่งมีคุณสมบัติแบบที่คลื่นสามารถแพร่กระจายผ่านไปได้ที่กล่าวมานั้น เนื่องจากค่าสภาพยอมและค่าความซาบซึ่มของค่า Permittivity ϵ และค่า Permeability μ เป็นบวกที่เข้าใกล้ศูนย์แสดงดังรูปที่ 3.46 จึงส่งผลให้วัสดุตัวกลางชนิดนี้ทำหน้าที่เป็นพื้นผิวที่สะท้อนคลื่นบางส่วนและส่งผ่านคลื่นบางส่วน จึงจัดได้ว่าวัสดุชนิดนี้เป็นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ [33]



รูปที่ 3.45 ผลการจำลองแบบของแผ่นอภิวัดดู 1 เซลล์



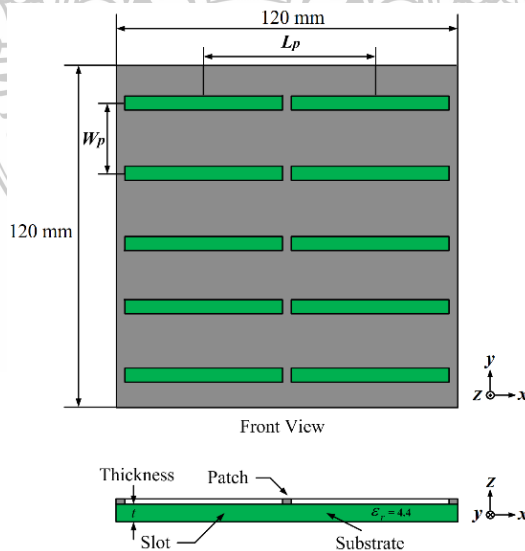
(ก) ผลการจำลองแบบค่า Permittivity ϵ



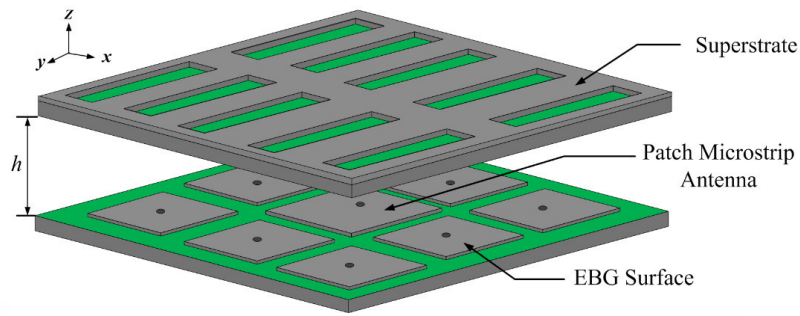
(ข) ผลการจำลองแบบค่า Permeability μ

รูปที่ 3.46 ผลการจำลองแบบของแผ่นอภิวัดดู (ก) ϵ และ (ข) μ

จากผลการจำลองแบบของแผ่นอภิวัดดู 1 เซลล์ ดังรูปที่ 3.5 พบว่าการจัดวางแบบ 2x5 ส่งผลต่อค่าอัตราขยายในการแผ่กระจายมากที่สุด โดยโครงสร้างแผ่นอภิวัดดูที่ได้จัดวางมีขนาดค่าความกว้างและค่าความยาวเท่ากับโครงสร้างสายอากาศคือ 120×120 มม.² ซึ่งมีระยะห่างของค่าความกว้าง W_p เท่ากับ 24 มม. (0.196λ) และค่าความยาว L_p เท่ากับ 60 มม. (0.49λ) ดังรูปที่ 3.47 จากการคำนวณและออกแบบทำให้ได้โครงสร้างรวมที่นำแผ่นอภิวัดดูมาจัดวางแสดงได้ดังรูปที่ 3.48 การจัดวางสามารถกำหนดค่าระยะห่างของสายอากาศระหว่างกับแผ่นอภิวัดดู h ได้จากการคำนวณดังสมการที่ 3.24



รูปที่ 3.47 โครงสร้างของแผ่นอภิวัดดู



รูปที่ 3.48 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปตันแบบที่มีการปรับเพิ่มโครงสร้าง

$$h = \frac{c}{2f} \left(\frac{\phi_{PRS} + \phi_{EBG}}{360^\circ} \right) \quad (3.24)$$

- เมื่อ
- h = ค่าระยะห่างของสายอากาศระหว่างกับแผ่นอภิวัดสุ
 - f = ความถี่ 2.45 GHz
 - c = ค่าความเร็วของแสง 3×10^8
 - ϕ_{PRS} = ค่าเฟสของการสะท้อน
 - ϕ_{EBG} = ค่าเฟสของแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

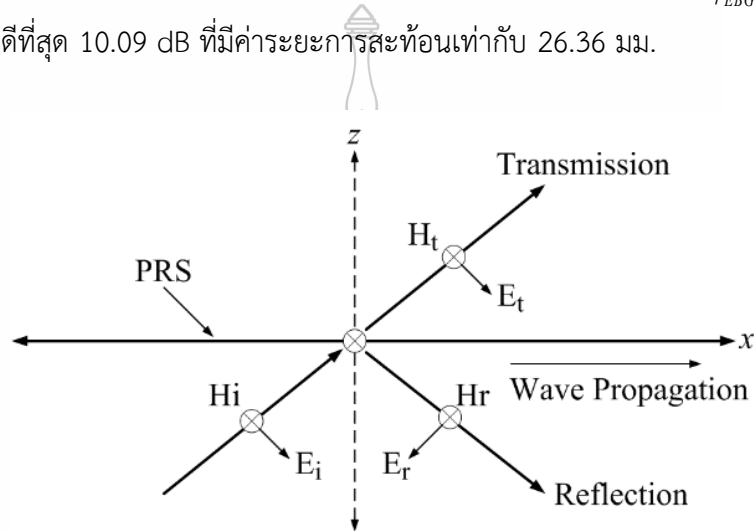
ในส่วนของการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อผ่านตัวกลาง โดยพิจารณาค่า permittivity ϵ และค่า permeability μ ดังกราฟรูปที่ 3.49 นำมาจำลองผลที่ความถี่ 2.45 GHz จากการจำลองผลนั้นพบว่าแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านตัวกลางจะเกิดคลื่นสะท้อนและหักเหของคลื่น ในกรณีนี้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแพร่กระจายไปตามทิศทาง x ที่เกี่ยวกับโหมดโพลาริซชันที่สามารถใช้ได้มีสองโหมดโพลาริซชันที่เป็นไปได้ดังนี้

โหมดโพลาริซชันระนาบไฟฟ้า TE ดังรูปที่ 3.50 (ก) แสดงโหมดโพลาริซชันไฟฟ้าแผ่นอภิวัดสุจะถูกตั้งค่าตามแกน y ดังนั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจึงแพร่กระจายในทิศทาง x สนามไฟฟ้าของสายอากาศไมโครสตริปกระจายไปตามแกน y ดังนั้น โหมดโพลาริซชัน TE จะมีเฉพาะสนามแม่เหล็กเท่านั้น จึงมีคุณลักษณะเป็นตัวคลื่นสะท้อน แสดงได้ดังรูปที่ 3.51 (ก)

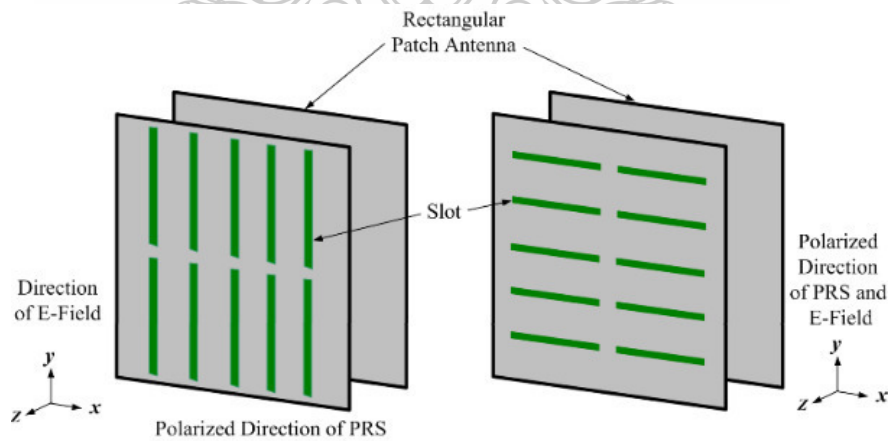
โหมดโพลาริซชันระนาบแม่เหล็ก TM ดังรูปที่ 3.50 (ข) โดยโครงสร้างของแผ่นอภิวัดสุจะถูกตั้งค่าตามแกน x เท่านั้น ดังนั้นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจึงแพร่กระจายไปในทิศทาง y ในสนามไฟฟ้าจะแพร่กระจายไปตามแกน y ดังนั้นทิศทางของโพลาริซชัน PRS จึงมีเฉพาะสนามไฟฟ้า ซึ่งในกรณีนี้การแพร่กระจายของคลื่นสามารถส่งออกไปจากแผ่นอภิวัดสุได้แต่จะมีคลื่นสะท้อนกลับที่น้อยกว่าโหมดโพลาริซชันระนาบไฟฟ้า TE แสดงได้ดังรูปที่ 3.51 (ข)

ในโหมด TE ของสายอากาศไมโครสตริปที่ใช้ในการทำให้การขยายอัตราขยายระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นเรโซเนเตอร์ที่ความยาวคลื่น $\lambda/4$ รูปที่ 3.51 (ก) แสดงให้เห็นถึงการกระจายสนามใกล้ของโหมด TE การแพร่กระจายคลื่นซึ่งจะมีค่าต่ำ โดยที่พื้นที่สีแดงแสดงถึงความเข้มของ

กำลังไฟฟ้าสูงสุดซึ่งกระแสไฟฟ้าสูงสุดจากสายอากาศสามารถส่งผ่านออกไปด้านบนของแผ่นโลหะได้เพียงเล็กน้อยใกล้กับพื้นผิวของแผ่นโลหะซึ่งส่งผลต่อค่าอัตราขยายที่ต่ำมีค่าเท่ากับ 6.83 dB และในส่วนของโหมด TM รูปที่ 3.51 (ข) การแพร่กระจายคลื่นแผ่ออกมาได้ดีมาก ซึ่งจะสังเกตว่าความเข้มของกระแสไฟฟ้าสูงสุดสามารถส่งออกจากสายอากาศผ่านไปยังด้านบนของแผ่นอภิวัดดูในทิศทางเดียวกันโดยจากโหมด TM ดังกล่าว นำมาวิเคราะห์ผลด้วยการจำลองค่าความเร็วของคลื่นความถี่เรโซแนนซ์เฟสการสะท้อนค่า ϕ_{PRS} และ ϕ_{EBG} พบว่าค่าของเฟสการสะท้อนของ ϕ_{PRS} มีค่ามุมเป็น 155° และ ϕ_{EBG} มีค่ามุมเป็น 0° ดังรูปที่ 3.52 ที่มีค่าความยาวคลื่นจากการวางระยะการสะท้อนของ ϕ_{EBG} ค่าอัตราขยายในการแผ่กระจายที่ดีที่สุด 10.09 dB ที่มีค่าระยะการสะท้อนเท่ากับ 26.36 มม.



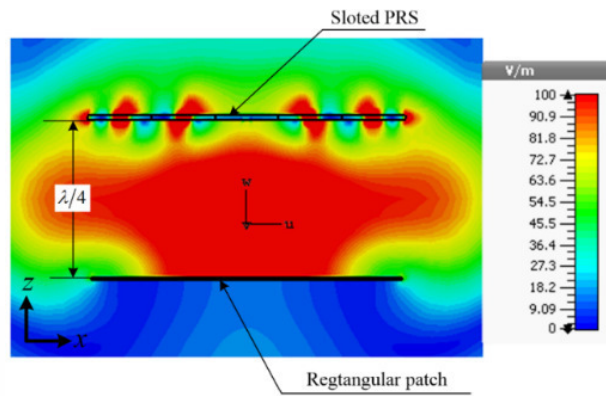
รูปที่ 3.49 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อผ่านตัวกลาง



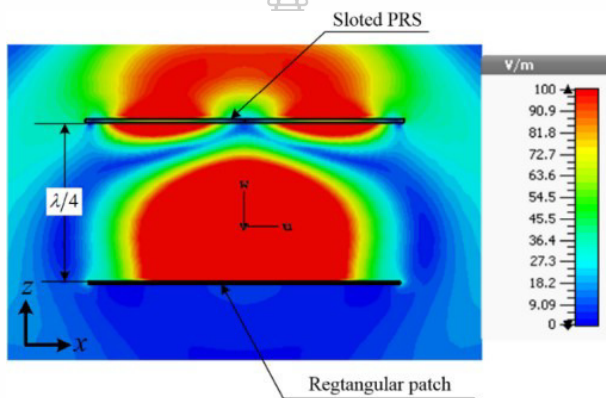
(ก) โหมดโพลาไรเซชันระนาบไฟฟ้า TE

(ข) โหมดโพลาไรเซชันระนาบแม่เหล็ก TM

รูปที่ 3.50 การจัดวางสายอากาศกับแผ่นเรโซเนเตอร์

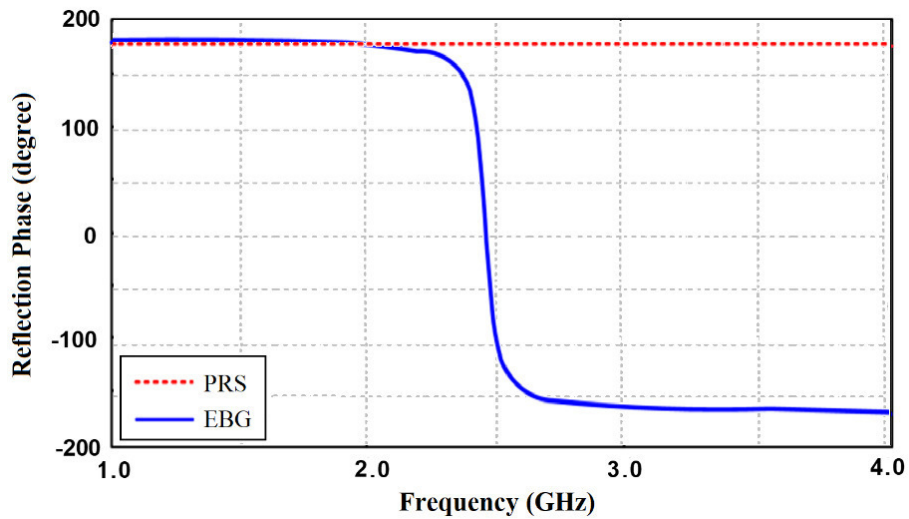


(ก) โหมดโพลาไรเซชันระนาบไฟฟ้า (TE)



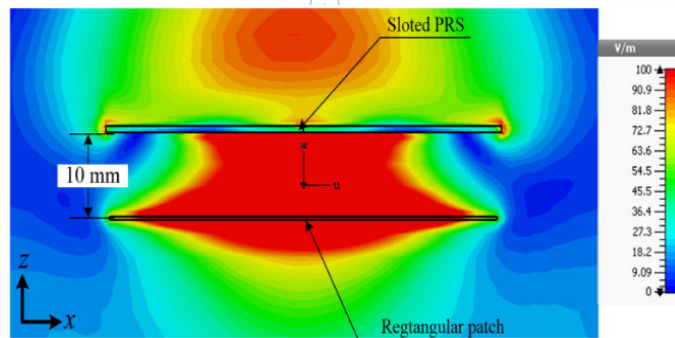
(ข) โหมดโพลาไรเซชันระนาบแม่เหล็ก (TM)

รูปที่ 3.51 ผลการจำลองแบบทิศทางความหนาแน่นของกระแสโหมดโพลาไรเซชันระนาบไฟฟ้า TE และโหมดโพลาไรเซชันระนาบแม่เหล็ก TM



รูปที่ 3.52 ผลการจำลองแบบค่าระยะการสะท้อนของแผ่นอภิวัด EBG และ PRS

จากการจำลองผลของค่าอัตราขยายในการแผ่กระจายที่ดีที่สุด 10.09 dB ที่มีค่าระยะการสะท้อนเท่ากับ 26.36 มม. จากระยะดังกล่าว นำมาวิเคราะห์ระยะห่างอีกครั้งเพื่อหาระยะห่างที่ดีที่สุด เพื่อให้ครอบคลุมการใช้งานจริงจึงทำการศึกษาในระยะปรับจูนตามค่าความยาวคลื่น $0.04\lambda < h < 0.8\lambda$ คือเริ่มต้นจาก 5 มม. จนไปถึง 100 มม. โดยปรับค่าความยาวคลื่นเพิ่มทีละ 10 มม. เนื่องจากระยะค่าความยาวคลื่นดังกล่าวนั้นจะส่งผลต่อค่าอัตราขยายชัดเจนมากที่สุด จากการปรับระยะพบว่าระยะห่างที่ดีที่สุดคือ 10 มม. ซึ่งมีค่าอัตราการขยายสูงสุดเท่ากับ 11.97 dB ๆ ค่าอัตราขยาย ที่ดีที่สุดดังตารางที่ 3.7 เนื่องจากระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นอภิวัดุมมีมุมที่หักล้างกันเท่ากับ 0° มากที่สุด ซึ่งสามารถแสดงทิศทางความหนาแน่นของการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปพร้อมกับแผ่น EBG และแผ่นอภิวัดุมที่สมบูรณ์ที่สุด แสดงดังรูปที่ 3.53 ค่าอัตราขยายและค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดจากการปรับจูนแสดงดังตารางที่ 3.8



รูปที่ 3.53 ผลการจำลองแบบทิศทางความหนาแน่นของกระแส

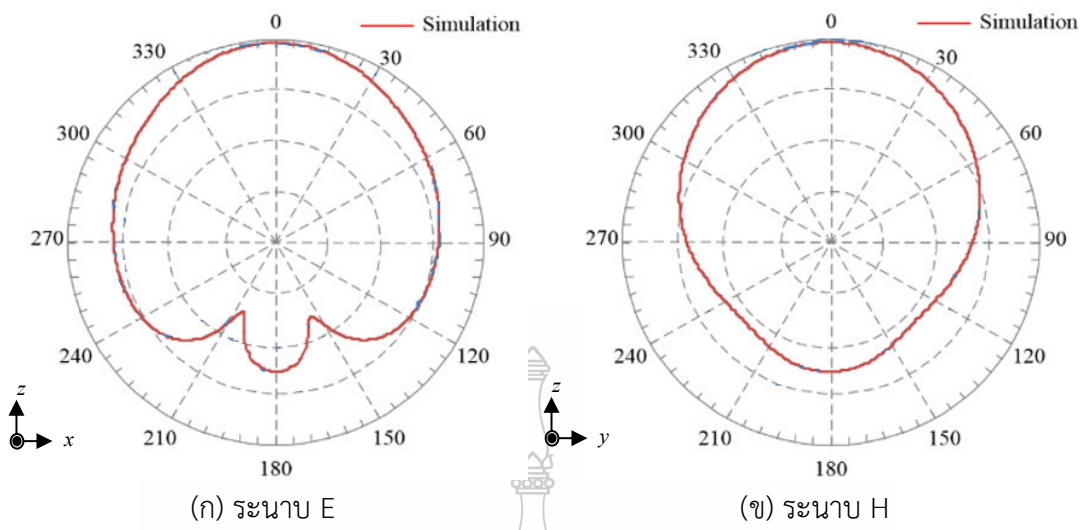
ตารางที่ 3.7 ค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปพร้อมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) และอภิวัดุมปรับระยะห่าง

ระยะห่างระหว่างไมโครสตริปกับอภิวัดุม	ค่าอัตราขยาย
5 มม.	11.70 dB
10 มม.	11.97 dB
20 มม.	10.83 dB
30 มม.	9.88 dB
40 มม.	9.72 dB
50 มม.	9.79 dB
60 มม.	10.36 dB
70 มม.	10.34 dB
80 มม.	10.31 dB
90 มม.	10.29 dB
100 มม.	10.28 dB

ตารางที่ 3.8 ค่าขนาดตัวแปรต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบ

ตัวแปร	ความหมาย	ขนาด
W	ค่าความกว้างของสายอากาศไมโครสตริป	37.54 มม.
W_g	ค่าความกว้างของพื้นฐานรองรับระนาบกราวด์สายอากาศไมโครสตริป	120 มม.
W_s	ค่าความกว้างของแผ่น EBG	28.46 มม.
W_p	ระยะห่างจุด width of slot PRS	24 มม.
W_1	ค่าความกว้างของแผ่นอภิวัดดู	15.30 มม.
L	ค่าความกว้างของสายอากาศไมโครสตริป	28.93 มม.
L_g	ค่าความกว้างของ	120 มม.
L_s	ค่าความยาวของแผ่น EBG	28.46 มม.
L_p	ระยะห่างร่องแผ่น PRS ถึงแผ่น PRS	60 มม.
L_1	ค่าความยาวของแผ่นอภิวัดดู	61.22 มม.
L_2	ค่าความยาวของร่องแผ่นอภิวัดดู	55.71 มม.
L_{EBG}	ค่าความกว้างของ Via แผ่น EBG	35 มม.
g	ค่าความกว้างระหว่างแผ่น EBG ถึงแผ่น EBG	6.54 มม.
g_1	ค่าความกว้างของร่องแผ่นอภิวัดดู	3.67 มม.
t_{ant}	ค่าความหนาของสายอากาศไมโครสตริป	0.035 มม.
t_{ground}	ค่าความหนาของระนาบกราวด์	0.035 มม.
h_{FR4}	ค่าความหนาของแผ่น FR4	1.6 มม.
h	ค่าความกว้างระหว่างสายอากาศถึงแผ่น PRS	10 มม.

เนื้อหาส่วนสุดท้ายของบทที่ 3 เป็นการพิจารณาผลการจำลองแบบแบบรูปการแผ่พลังงานของ โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานช่วงย่านความถี่ที่ใช้งาน 2.45GHz พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานในรูปแบบสนามไฟฟ้า (E-plane) โดยมีลักษณะการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทาง ดังรูปที่ 3.54(ก) และรูปแบบสนามแม่เหล็ก (H-plane) โดยมีลักษณะการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทางดังรูปที่ 3.54(ข)



รูปที่ 3.54 ผลการจำลองแบบการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



บทที่ 4

การทดสอบสายอากาศ

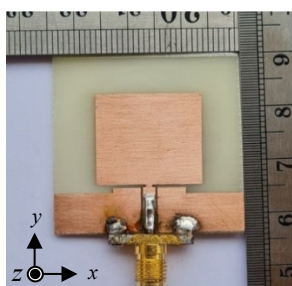
4.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอการทดสอบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ถูกสร้างขึ้นตามพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 การทดสอบจะกำหนดตามขอบเขตของงานวิจัยคือ ช่วงความถี่ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 – 2.48 GHz) มาตรฐาน IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) และความถี่ 5.80 GHz (5.7 – 5.9 GHz) ตามมาตรฐาน WiMAX IEEE 802.16e 3.50 GHz (3.49 – 3.69 GHz) และตามมาตรฐาน UWB IEEE 802.15.3a (3.1 – 10.6 GHz) รวมถึงได้ทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient : S_{11} (dB)) ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) ค่าอิมพีแดนซ์อินพุตที่มีค่าสัมพันธ์กัน ค่าอัตราขยายที่ได้จากการเพิ่มประสิทธิภาพเมื่อมีการใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน และแบบรูปการแผ่พลังงานตามลำดับ

4.2 การทดสอบสายอากาศ

4.2.1 การทดสอบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

การทดสอบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังรูปที่ 4.1(ก) จะเลือกใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E5071C ดังรูปที่ 4.1(ข) โดยลำดับแรกทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient : S_{11} (dB)) ดังรูปที่ 4.2 และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) ดังรูปที่ 4.3 เพื่อนำมาเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง ซึ่งพบว่าสายอากาศมีช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 144.27 (2.14 – 13.22 GHz) ครอบคลุมตามมาตรฐาน WLAN/WiMAX และ UWB โดยเมื่อทำการเปรียบเทียบผลที่วัดได้นั้นมีค่าใกล้เคียงผลการจำลองแบบตามที่ต้องการ ดังรูปที่ 4.2 และผลที่ชัดเจนแสดงเป็นค่าตัวเลขดังตารางที่ 4.1

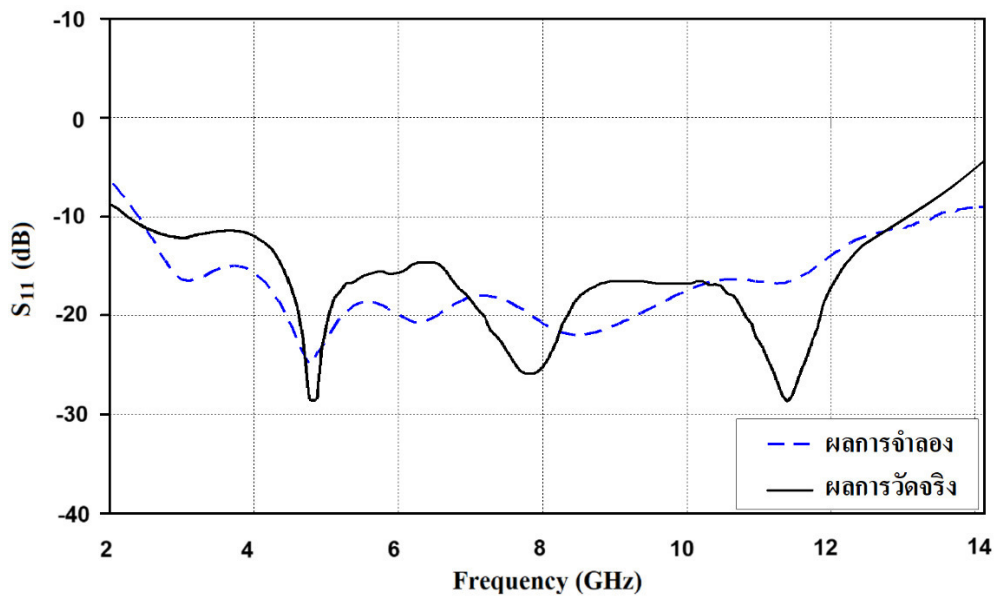


(ก) สายอากาศ

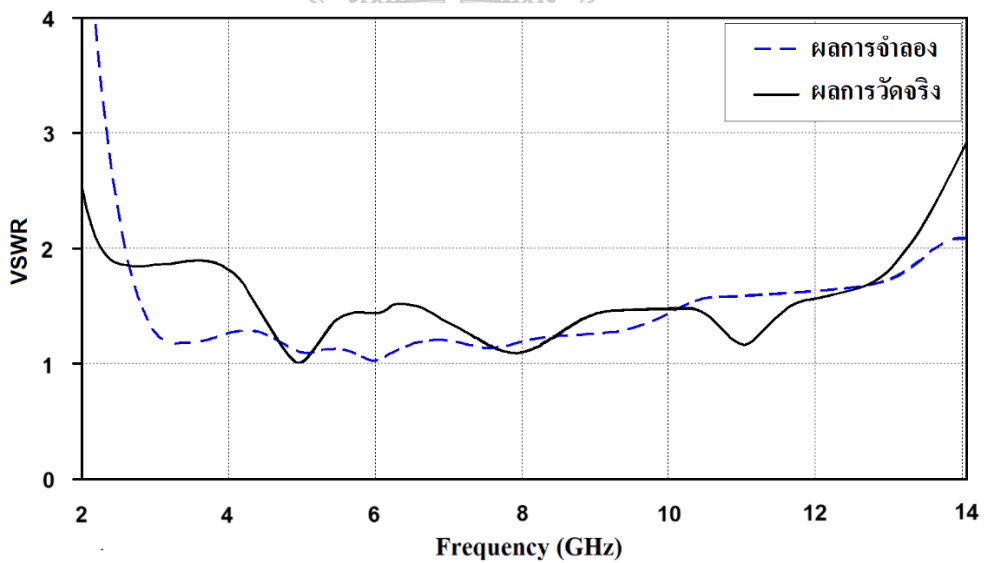


(ข) เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

รูปที่ 4.1 สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย



รูปที่ 4.2 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า S_{11} (dB)

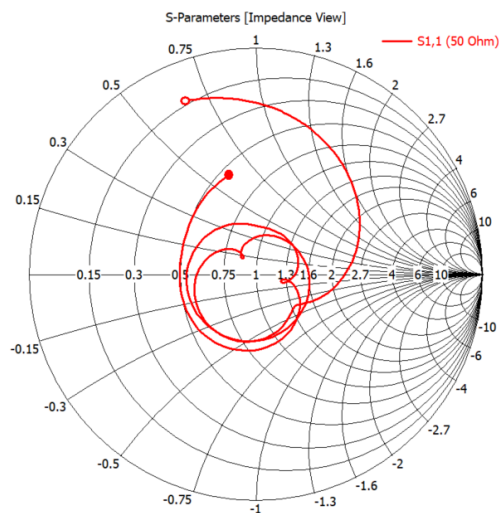


รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า VSWR

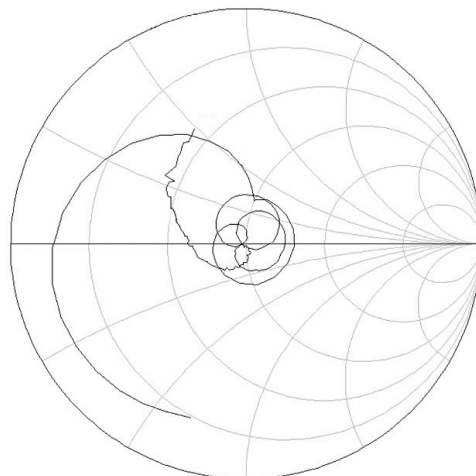
ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

สายอากาศ	ความถี่กลาง (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	แบนด์วิดท์ ร้อยละ
ผลการจำลองแบบ	8.05	2.25 – 13.86	144.22
ผลการวัดจริง	7.68	2.14 – 13.22	144.27

จากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} (dB) และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ดังตารางที่ 4.1 พบว่าช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 2 – 13 GHz ผลลัพธ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน เนื่องจากการสร้างสายอากาศต้นแบบใช้เครื่องกัดแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีคุณภาพสูงจึงทำให้การสร้างสายอากาศจริงมีขนาดโครงสร้างสายอากาศตรงตามทีออกแบบไว้ หลังจากนั้นนำสายอากาศที่สร้างมาทดสอบเพื่อพิจารณาการตอบสนองความถี่ช่วง 2 – 13 GHz ในกรณีแรกพิจารณาและวิเคราะห์ค่าอิมพีแดนซ์อินพุต โดยเปรียบเทียบผลการวัดจริงและผลจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 4.4 (ก) กับผลการวัดจริงดังรูปที่ 4.4 (ข) รวมถึงอธิบายผลการเปรียบเทียบในแต่ละความถี่ดังตารางที่ 4.2



(ก) ผลการจำลองแบบค่าอิมพีแดนซ์อินพุต



(ข) ผลการวัดจริงค่าอิมพีแดนซ์อินพุต

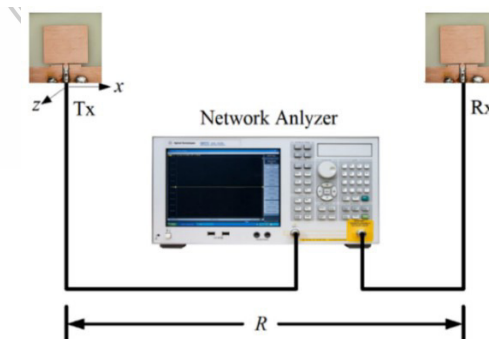
รูปที่ 4.4 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอิมพีแดนซ์อินพุต

ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ (Ω)	ผลการวัดจริง (Ω)
2	6.85 +j33.16	21.36 -j18.95
3	82.02 -j19.99	92.18 -j11.14
4	35.93 -j23.07	30.25 +j2.30
5	40.22 +j9.01	51.73 -j16.55
6	49.66 +j17.53	41.92 +j14.45
7	49.20 -j29.29	49.86 -j6.56
8	47.06 +j21.02	48.84 +j10.17
9	51.92 +j12.54	53.64 +j2.65
10	52.23 +j6.33	43.31 -j12.87
11	65.36 -j3.07	55.84 +j11.68
12	42.30 -j30.99	47.34 -j13.61
13	35.21 +j27.32	38.98 +j6.24

จากการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์อินพุตระหว่างผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 2 – 13 GHz แสดงผลดังตารางที่ 4.2 สังเกตได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์อินพุตมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ เมื่อพิจารณาในรายละเอียดพบว่าค่าอิมพีแดนซ์มีความต่างอยู่ในช่วงประมาณ 5 – 10 Ω ซึ่งค่าความแตกต่างที่พบ เป็นผลมาจากเกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าความเหนี่ยวนำและความจุไฟฟ้แฝงที่ปรากฏบนแผ่นตัวสายอากาศเมื่อความถี่เปลี่ยนไป

สำหรับการทดสอบการวัดค่าอัตรารายของสายอากาศเริ่มจากการติดตั้งสายอากาศสองตัวเพื่อทำการทดสอบ กำหนดให้สายอากาศตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรับและสายอากาศอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวส่ง ดังรูปที่ 4.5 ผลการทดสอบที่ได้จากการวัดถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลจากการคำนวณค่าอัตรารายด้วยสมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis Transmission Equation) แสดงได้ดังสมการที่ (4.1 – 4.5) [26]



รูปที่ 4.5 การทดสอบวัดค่าอัตรารายของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

$$(G_{0t})_{dB} = (G_{0r})_{dB} = \frac{1}{2} \left[20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + P_t(dB) - P_r(dB) \right] \quad (4.1)$$

$$R = \frac{2(D)^2}{\lambda} \quad (4.2)$$

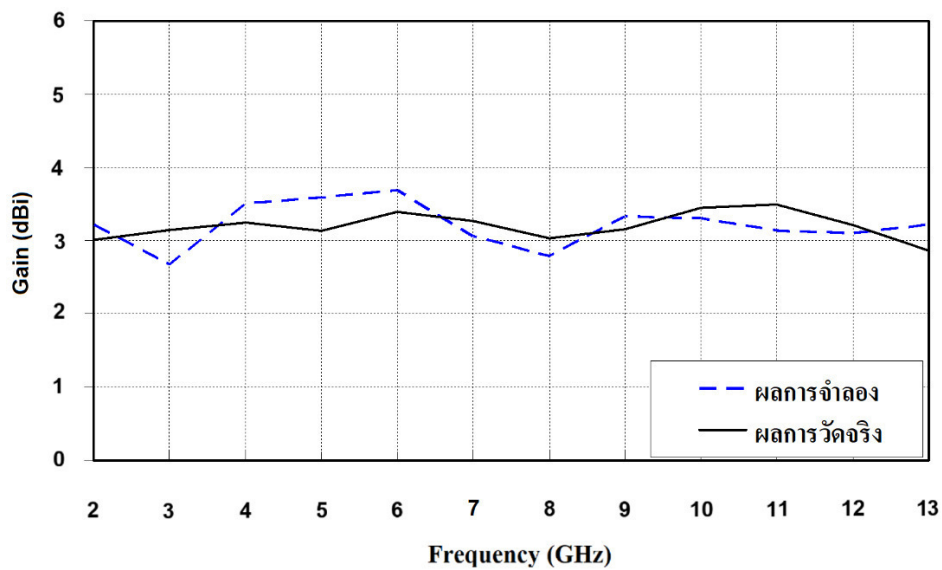
$$loss = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad (4.3)$$

$$P_r = P_t + G_r + G_t - loss \quad (4.4)$$

$$G = \frac{loss + P_r - P_t}{2} \quad (4.5)$$

โดยที่	$(G_{0t})_{dB}$	คือ ค่าอัตราขยายของสายอากาศด้านส่ง (dBi)
	$(G_{0r})_{dB}$	คือ ค่าอัตราขยายของสายอากาศด้านรับ (dBi)
	P_r	คือ ค่ากำลังงานที่รับ (W)
	P_t	คือ ค่ากำลังงานที่ส่ง (W)
	R	คือ ค่าระยะห่าง (ซม.)
	λ	คือ ค่าความยาวคลื่น (ซม.)
	D	คือ ค่าความกว้างสูงสุดของสายอากาศ (ซม.)
	$loss$	คือ ค่าอัตราขยายสูญเสียของสายอากาศ (dBm)

การเปรียบเทียบค่าอัตราขยาย (gain) ระหว่างผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงที่ช่วงความถี่ใช้งาน 2 – 13 GHz ซึ่งความกว้างสูงสุดของสายอากาศ D เท่ากับ 3.4 ซม. ค่ากำลังงานที่ส่ง (P_t) เท่ากับ 0 dBm ระยะห่าง R เท่ากับ 100 ซม. ซึ่งผลการทดสอบดังรูปที่ 4.6 และดังตารางที่ 4.3



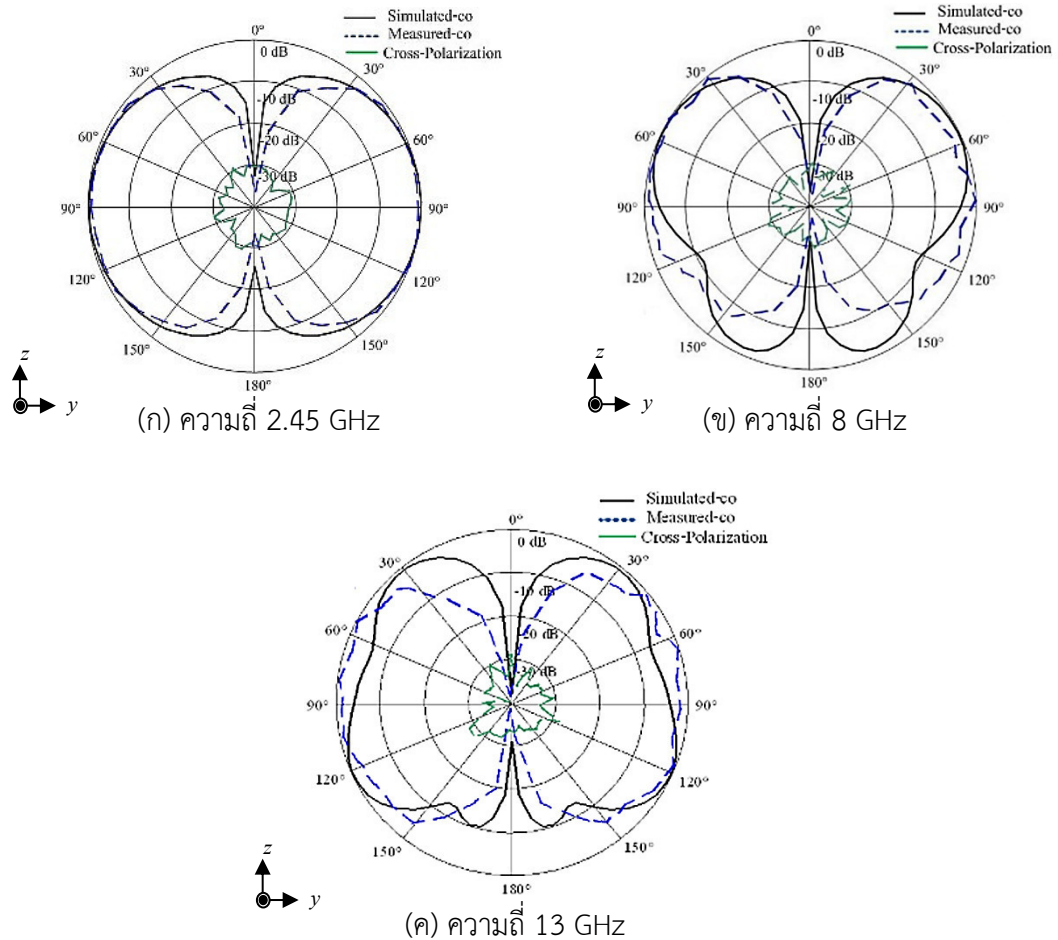
รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย

ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ (dBi)	ผลการวัดจริง (dBi)
2	3.21	3.01
3	2.67	3.14
4	3.56	3.24
5	4.08	3.13
6	3.68	3.39
7	3.05	3.27
8	2.78	3.03
9	3.32	3.15
10	3.30	3.45
11	3.19	3.49
12	3.09	3.21
13	3.22	2.86
ค่าเฉลี่ย	3.21	3.19

จากผลการเปรียบเทียบดังรูปที่ 4.6 และดังตารางที่ 4.3 พบว่าผลตอบสนองช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 2 – 13 GHz ของอัตราขยายของสายอากาศทั้งสองกรณีมีผลใกล้เคียงกันคือ ผลการจำลองแบบมีค่าอัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 3.21 dBi และผลการวัดจริงมีค่าอัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 3.19 dBi

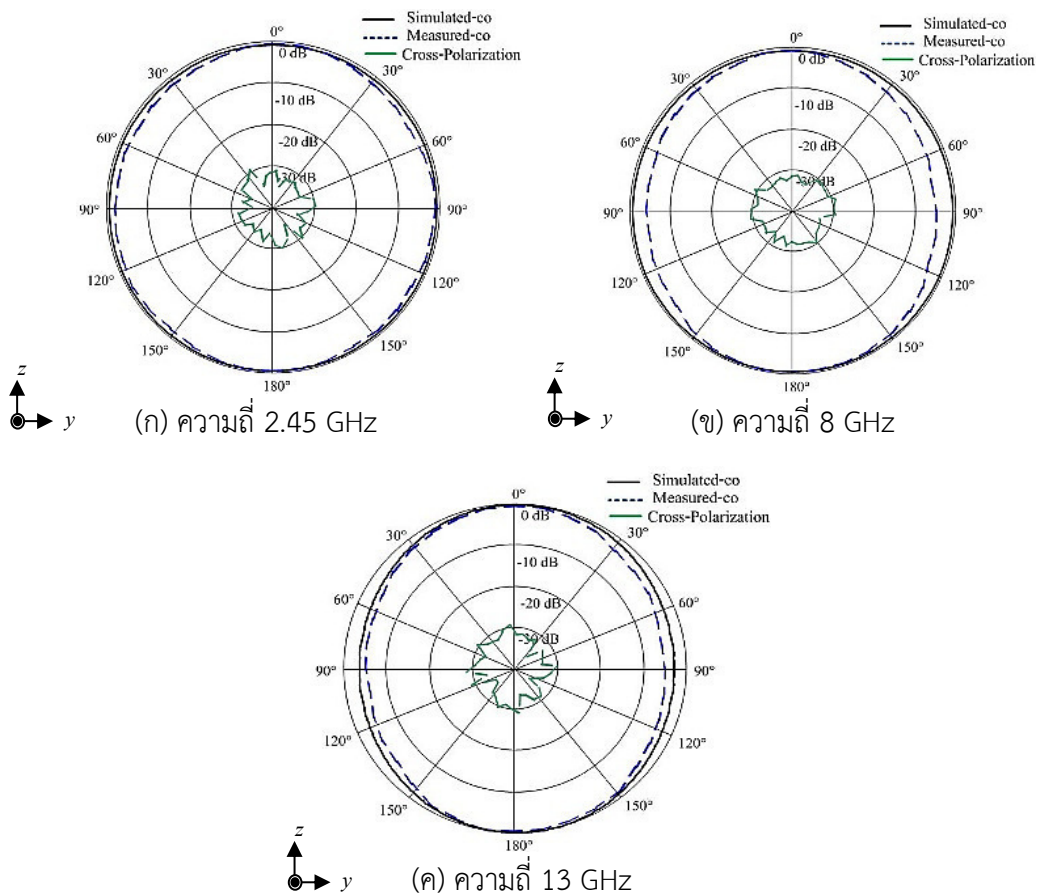
จากนั้นทำการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในช่วงย่านความถี่ใช้งาน 2.45 GHz, 8 GHz และ 13 GHz ที่ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 - 4.8 และสำหรับข้อมูลของลำคลื่นหลักแสดงรายละเอียดดังตารางที่ 4.4 - 4.5



รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

ตารางที่ 4.4 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า		
ค่าสูงสุดของสัญญาณที่ความถี่ (GHz)	ลำคลื่นหลัก (องศา)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)
2.45	114	120
8	53	100
13	119	94



รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

ตารางที่ 4.5 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

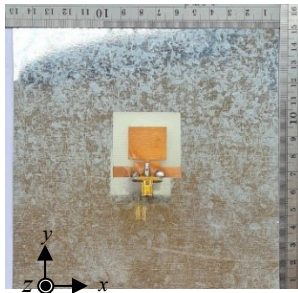
แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก		
ความถี่ (GHz)	ลำคลื่นหลัก(องศา)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)
2.45	0	360
8	0	315
13	0	355

เมื่อพิจารณาผลการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานระหว่างการจำลองแบบและการวัดจริง ช่วงย่านความถี่ที่ใช้งาน 2.45 GHz, 8 GHz และ 13 GHz พบว่าที่ระนาบสนามไฟฟ้ามีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง และระนาบสนามแม่เหล็กมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ส่วนของลำคลื่นหลักและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังจะมีค่าใกล้เคียงกันทั้ง 3 ย่าน รวมถึงโครงสร้างสายอากาศต้นแบบนั้นก็มีแบบรูปการแผ่พลังงานตามมาตรฐานที่ต้องการ แต่ยังพบ

ปัญหาด้านย่าน 8 GHz และ 13 GHz เนื่องจากปัญหาของการวัดที่ห้องป้องกันคลื่นไม่ครอบคลุมย่านความถี่สูง 6 – 13 GHz

4.2.2 การทดสอบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน

ผลการวัดทดสอบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อนแสดงดังรูปที่ 4.9 (ก) ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E5071C ดังรูปที่ 4.9 (ข) เมื่อพิจารณาผลการวัดจริงและผลการจำลองแบบของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient : S_{11} (dB)) ดังรูปที่ 4.10 และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) ดังรูปที่ 4.11 พบว่าสายอากาศมีช่วงความถี่ใช้งานเท่ากับร้อยละ 136.74 (2.35 – 12.51 GHz) ครอบคลุมตามมาตรฐานที่ต้องการเช่นเดียวกับสายอากาศต้นแบบที่ยังไม่ได้รับเพิ่มโครงสร้างด้วยแผ่นสะท้อน รายละเอียดผลการวัดจริงและผลการจำลองแบบแสดงได้ดังตารางที่ 4.6

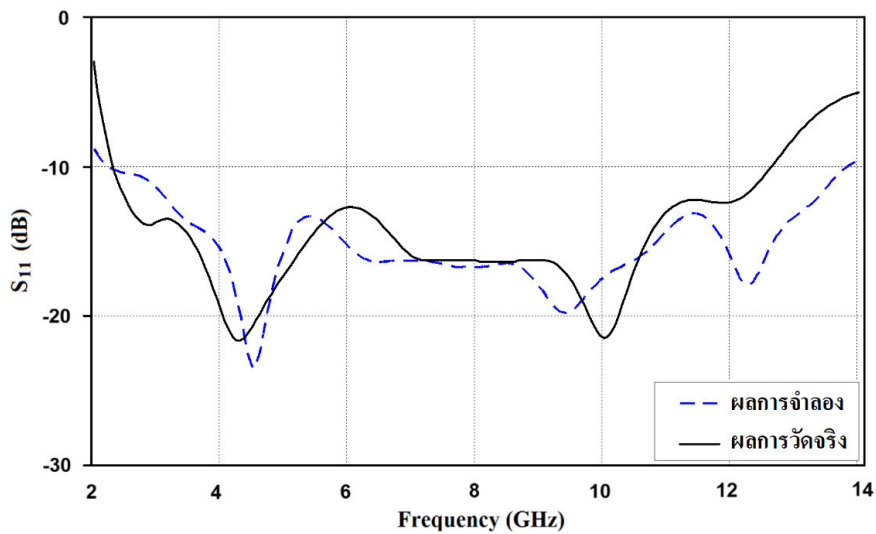


(ก) สายอากาศ

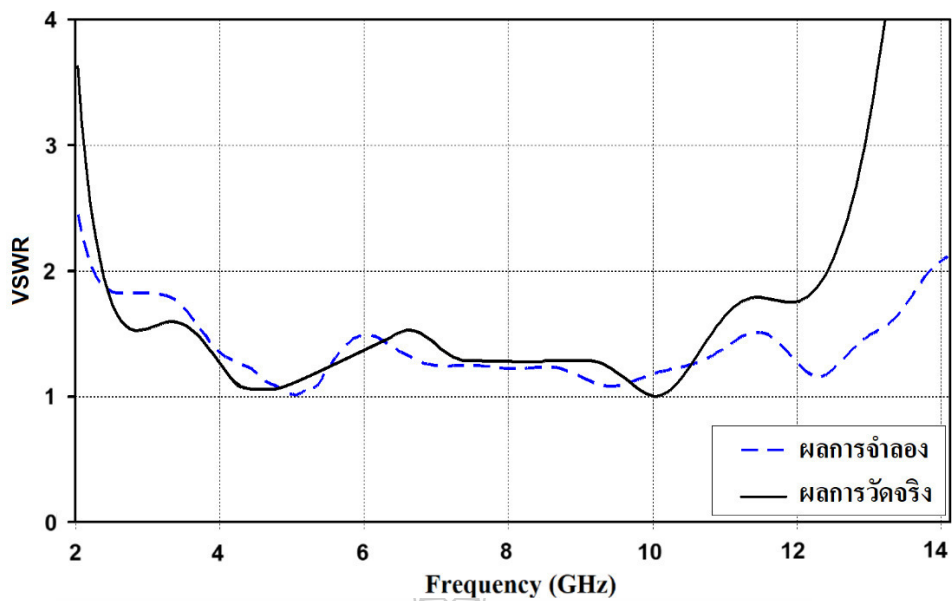


(ข) เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

รูปที่ 4.9 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน



รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า S_{11} (dB)

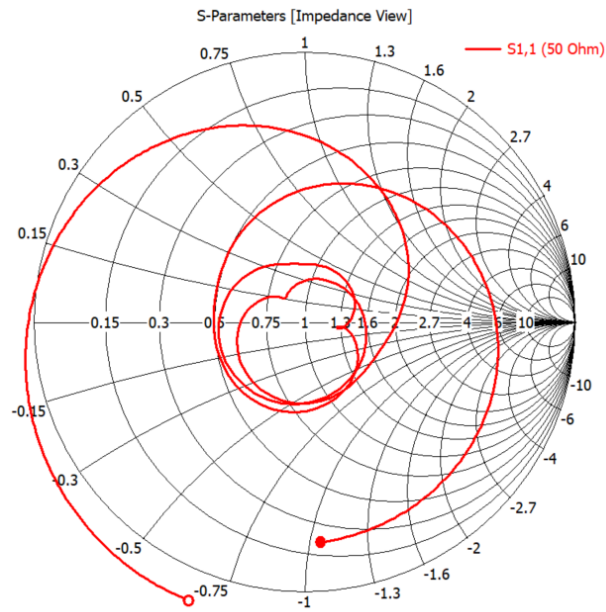


รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า VSWR

ตารางที่ 4.6 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

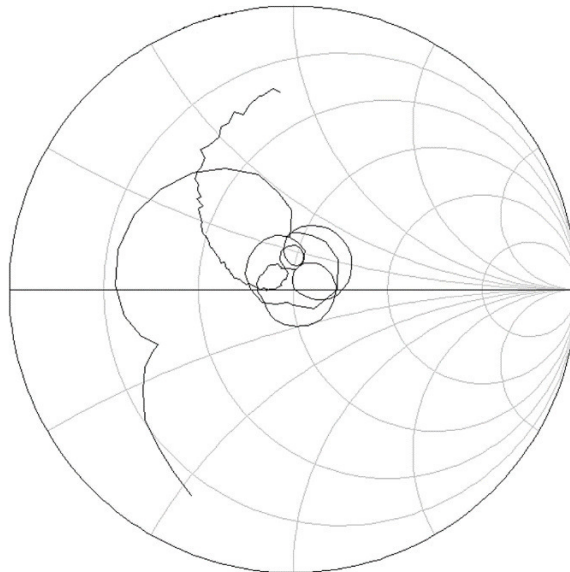
รายละเอียด	ความถี่กลาง (GHz)	แบนด์วิดท์ (GHz)	แบนด์วิดท์ ร้อยละ
ผลการจำลองแบบ	8.05	2.25 – 13.86	144.22
ผลการวัดจริง	7.43	2.35 – 12.51	136.74

เมื่อทำการพิจารณาผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} (dB) และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ดังตารางที่ 4.6 พบว่าช่วงความถี่ใช้งานของสายอากาศสามารถรองรับการใช้งานในระบบสื่อสารไร้สาย WLAN/WiMAX และ UWB ได้แต่ผลการวัดจริงมีค่าต่างจากผลจำลองแบบประมาณร้อยละ 5.47 เนื่องจากการออกแบบระยะห่างของแผ่นสะท้อนกับสายอากาศได้เลือกค่านวณระยะที่ความถี่กลาง 7 GHz จึงส่งผลให้ในช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงเกิดมีผลแตกต่างกันเกิดขึ้นซึ่งผลต่างที่เกิดขึ้นยังคงอยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ โดยรองรับช่วงความถี่ใช้งานตามมาตรฐานที่กำหนด แสดงดังรูปที่ 4.11 จากนั้นในขั้นตอนถัดไปทำการวิเคราะห์ผลของค่าอิมพีแดนซ์อินพุตในช่วงความถี่ 2 – 12 GHz ผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 4.12 (ก) และผลการวัดจริงแสดงดังรูปที่ 4.12 (ข) สำหรับข้อมูลรายละเอียดของค่าทั้งสองสามารถแสดงได้ในตารางที่ 4.7



(ก) ผลการจำลองแบบค่าอิมพีแดนซ์อินพุต

► S11 Smith (R+jX) scale 1.0000 [F1]



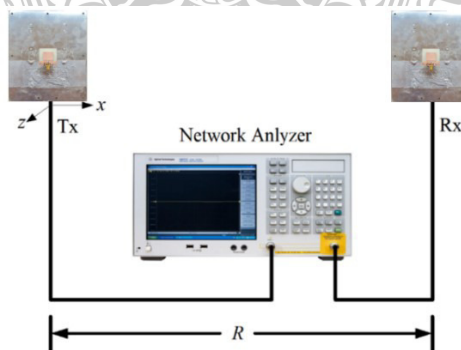
(ข) ผลการวัดจริงค่าอิมพีแดนซ์อินพุต

รูปที่ 4.12 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับการวัดจริงของค่าอิมพีแดนซ์อินพุต

ตารางที่ 4.7 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์อินพุตของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

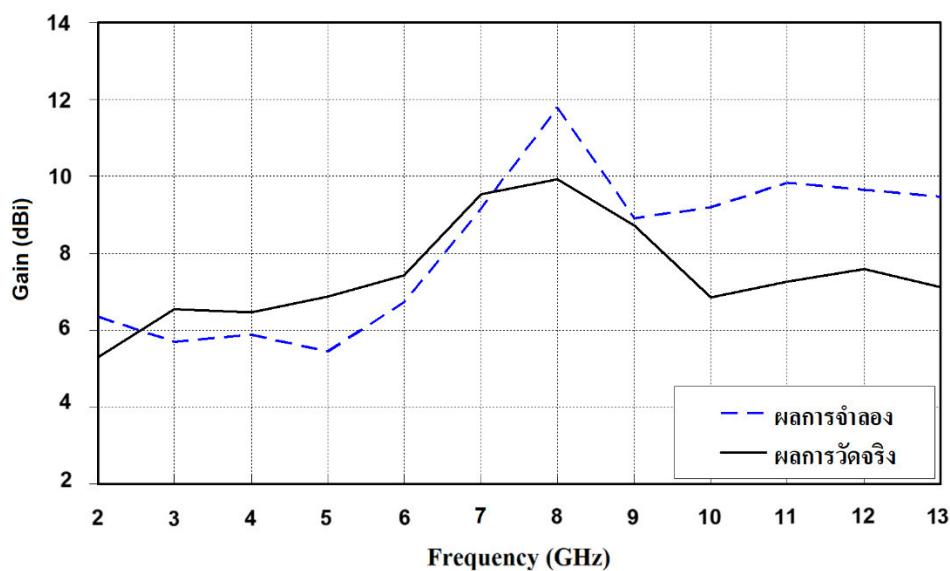
ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ (Ω)	ผลการวัดจริง (Ω)
2	20.50 +j51.56	11.01 -j37.04
3	100.27 +10.27	91.86 -13.28
4	44.31 -j34.56	34.63 -j21.17
5	41.24 +0.72	38.07 +j7.31
6	36.32 +j37.77	45.98 +j16.38
7	65.14 -j18.48	58.03 -j29.94
8	36.46 +j6.42	26.77 -j4.29
9	51.92 +j12.54	48.44 +j20.21
10	60.62 -j14.60	55.65 +j9.74
11	31.04 +j2.04	66.05 -j2.36
12	67.29 +j10.96	44.46 -j31.42

เมื่อพิจารณาผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของค่าอิมพีแดนซ์อินพุตดังตารางที่ 4.7 พบว่ามีความแตกต่างของค่าอิมพีแดนซ์ช่วงความถี่ 2 – 10 GHz เฉลี่ยประมาณ 10 Ω และช่วงความถี่สูง 11 – 12 GHz เกิดความแตกต่างเพิ่มขึ้นประมาณ 20 Ω การเกิดการไม่แมตช์กันระหว่างตัวสายอากาศและสายส่งที่ช่วงความถี่สูงเป็นสาเหตุเนื่องจากค่าความยาวคลื่นที่สั้นในช่วงความถี่สูงเมื่อเกิดผิดพลาดทางกายภาพเพียงเล็กน้อยจะส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์อย่างมาก ในส่วนต่อเป็นการนำเสนอการวิเคราะห์ผลการวัดจริงและผลการจำลองแบบของค่าอัตราขยายที่ได้จากการทดสอบรับ-ส่งสัญญาณของสายอากาศสองตัว (Two-Antenna Method) ที่ทำหน้าที่เป็นตัวรับและตัวส่ง แสดงได้ดังรูปที่ 4.13 โดยได้นำสมการการส่งสัญญาณของฟรีส (Friis Transmission Equation) มาคำนวณค่าเพื่อใช้เปรียบเทียบดังสมการที่ (4.1 – 4.5) [26]



รูปที่ 4.13 การทดสอบวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน

การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย ได้ทำการพิจารณา ช่วงความถี่ใช้งาน 2 – 13 GHz ดังรูปที่ 4.14 โดยมีค่าความกว้างสูงสุดของสายอากาศ D เท่ากับ 20.5 ซม. ค่ากำลังงานที่ส่ง (P_t) เท่ากับ 0 dBm ระยะห่าง R เท่ากับ 100 ซม. พบว่าอัตราขยายจาก ผลการวัดจริงมีค่าเฉลี่ยที่ 7.46 dBi ซึ่งแสดงผลได้ชัดเจนเป็นค่าตัวเลขดังตารางที่ 4.4



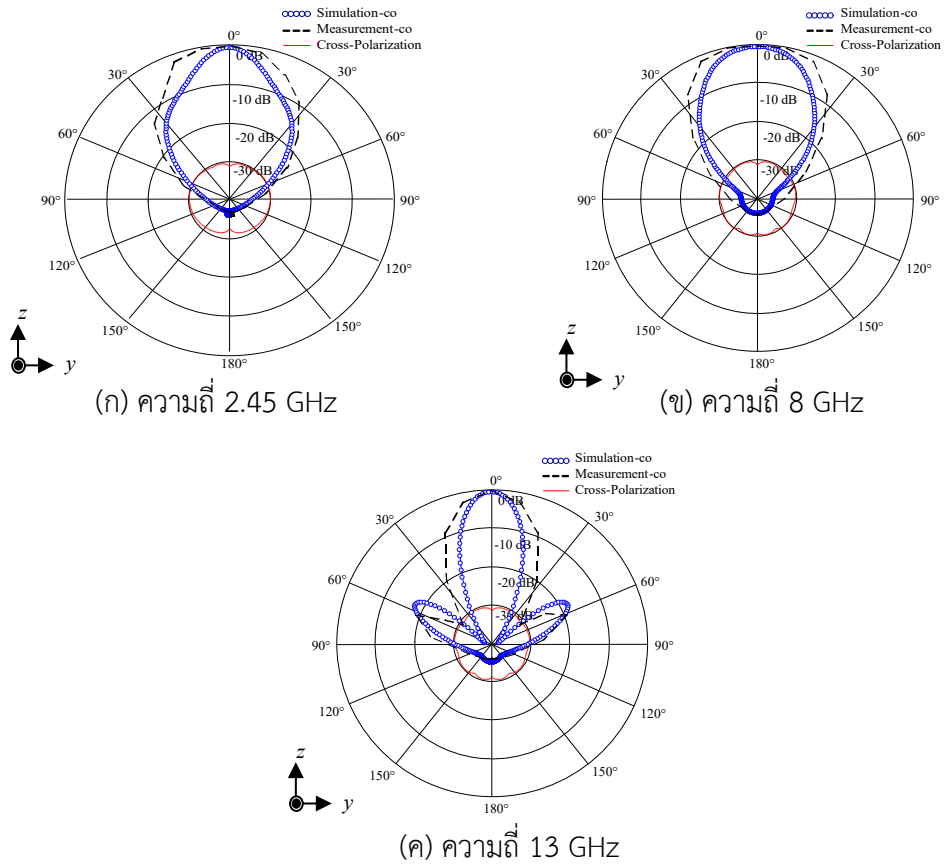
รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย

ตารางที่ 4.8 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลองแบบ (dBi)	ผลการวัดจริง (dBi)
2	6.34	5.3
3	4.69	6.55
4	5.87	6.47
5	5.44	6.87
6	6.73	7.43
7	9.16	9.54
8	11.78	9.92
9	8.9	8.71
10	9.19	6.86
11	9.82	7.26
12	9.64	7.59
13	9.45	7.12
ค่าเฉลี่ย	8.16	7.46

จากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย (gain) ช่วงความถี่ใช้งานตั้งแต่ 2 – 12 GHz ดังตารางที่ 4.4 พบว่า ผลทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกันในช่วงความถี่ 2 – 9 GHz แต่ช่วงความถี่ 10 – 12 GHz มีค่าอัตราขยายที่แตกต่างกันประมาณ 2 – 2.5 dBi เนื่องจากวัสดุที่ทำโครงสร้างสายอากาศมีการตอบสนองความถี่ในช่วงดังกล่าวลดลง จึงทำให้มีค่าอัตราขยายจากการวัดจริงมีค่าน้อยกว่าผลจากการจำลองแบบในช่วงความถี่ดังกล่าว

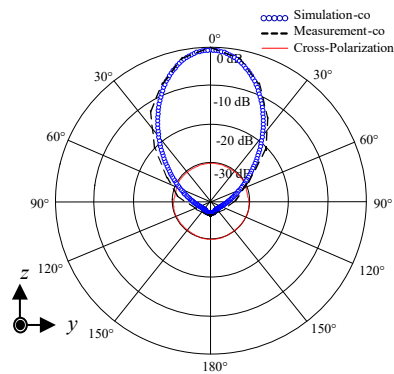
สำหรับผลการวิเคราะห์การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในช่วงความถี่ที่ใช้งาน 2.45 GHz, 8 GHz และ 13 GHz ในสองระนาบคือบนระนาบสนามไฟฟ้าสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 4.15 และตารางที่ 4.9 บนระนาบสนามแม่เหล็กสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 4.16 และตารางที่ 4.10



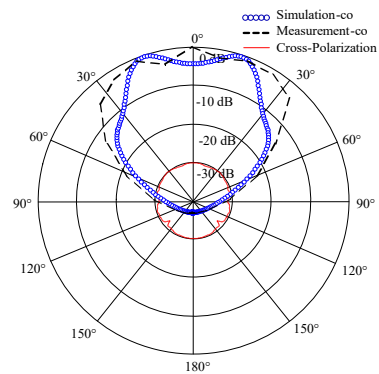
รูปที่ 4.15 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

ตารางที่ 4.9 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

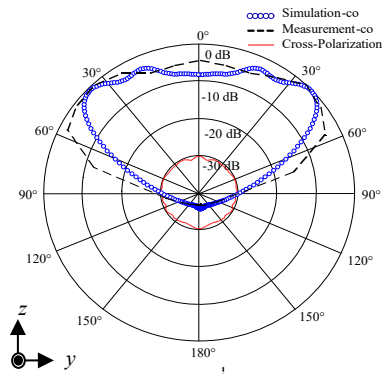
แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า		
ความถี่ (GHz)	ลำคลื่นหลัก (องศา)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)
2.45	3	26
8	0	37
13	0	16



(ก) ความถี่ 2.45 GHz



(ข) ความถี่ 8 GHz



(ค) ความถี่ 13 GHz

รูปที่ 4.16 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานใน ระนาบสนามแม่เหล็ก

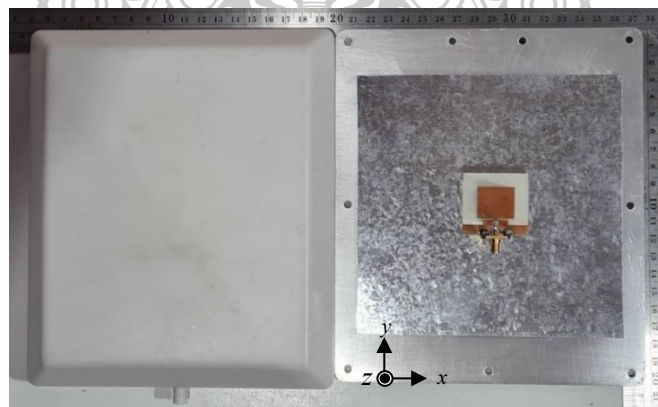
ตารางที่ 4.10 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก		
ความถี่ (GHz)	ลำคลื่นหลัก (องศา)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)
2.45	0	22
8	0	51
13	34	74

จากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานย่านความถี่ 2.45 GHz, 8 GHz และ 13 GHz พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งสามย่านความถี่เป็นแบบเจาะจงทิศทางทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ดังรูปที่ 4.15 และ 4.16 เมื่อพิจารณาลำคลื่นหลักและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังจะมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันทั้ง 3 ย่านความถี่ แต่ยังพบปัญหาด้านย่าน 8 GHz และ 13 GHz เนื่องจากปัญหาของการวัดที่ห้องป้องกันคลื่นไม่ครอบคลุมย่านความถี่สูง 6 – 13 GHz

4.2.3 การประยุกต์ใช้งานจริงของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน

จากการทดสอบคุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศที่กล่าวมานั้นทำให้ได้ทราบคุณสมบัติของสายอากาศที่สร้างสามารถรองรับช่วงความถี่ใช้งานของระบบสื่อสารไร้สาย WLAN/WiMAX และ UWB ผู้วิจัยจึงได้นำโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าปรับโครงสร้างด้วยการเพิ่มแผ่นสะท้อนมาติดตั้งลงในกล่องพลาสติก PVC ที่มีขนาด 215 x 180 x 5.4 มม.³ ดังรูปที่ 4.17 จากนั้นนำกล่องที่มีสายอากาศภายในนำไปติดตั้งใช้งานจริงทั้งในอาคารและนอกอาคาร



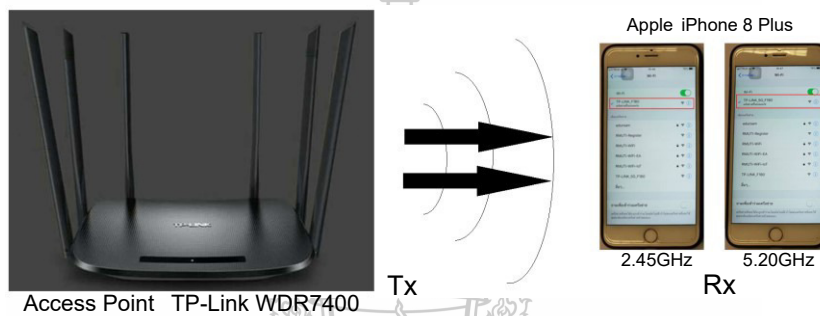
รูปที่ 4.17 การติดตั้งสายอากาศร่วมกับกล่องพลาสติก PVC

การประยุกต์ใช้งานสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อนที่บรรจุในกล่องพลาสติก PVC เพื่อป้องกันตัวสายอากาศ ร่วมกับอุปกรณ์ Access Point รุ่น TP-Link WDR7400 ที่ได้รับรองตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 –

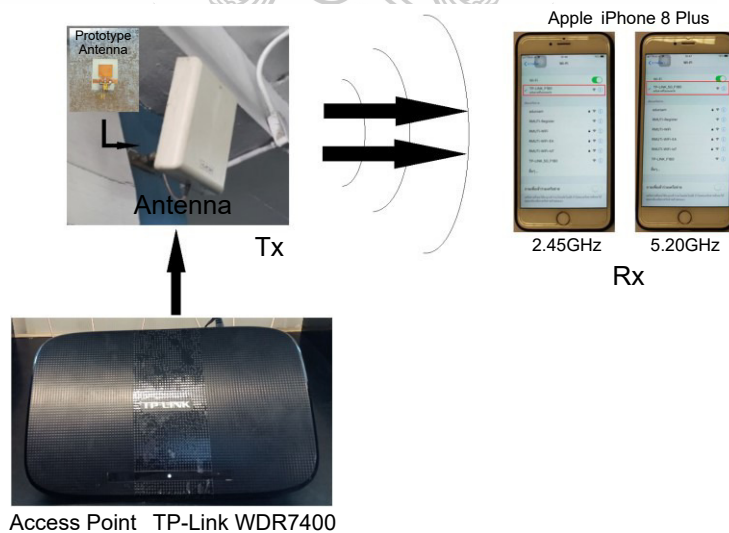
2.48 GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) ทำหน้าที่เป็นตัวส่งสัญญาณ Wi-Fi ไปยัง สมาร์ทโฟนยี่ห้อ Apple รุ่น iPhone 8 Plus ทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณ จากนั้นทำการวิเคราะห์การ วัดผลของสัญญาณโดยโปรแกรม test speed Wi-Fi ที่บริษัทผู้ให้บริการสัญญาณอินเทอร์เน็ตใช้งานจริง ในปัจจุบัน ดังรูปที่ 4.18 โดยการทดสอบจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ดังนี้

ส่วนที่ 1 การวัดผลของสัญญาณโดยสายอากาศโมโนโพลที่ติดมากับอุปกรณ์ Access Point ซึ่งวัดในย่านความถี่ต่ำ 2.45 GHz และย่านความถี่สูง 5.20 GHz ดังรูปที่ 4.18 (ก)

ส่วนที่ 2 การวัดผลของสัญญาณโดยสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อน ดังรูปที่ 4.17 นำมาติดตั้งแทนสายอากาศที่ติดมากับอุปกรณ์ Access Point ทำการวัดในย่านความถี่ต่ำ 2.45 GHz และย่านความถี่สูง 5.20 GHz ดังรูปที่ 4.18 (ข)



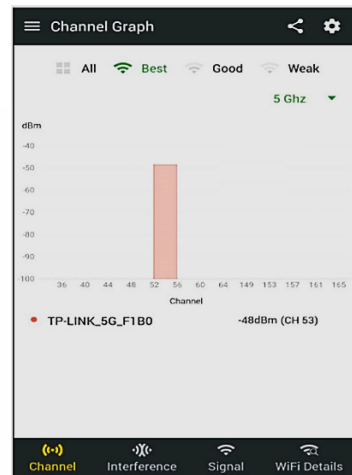
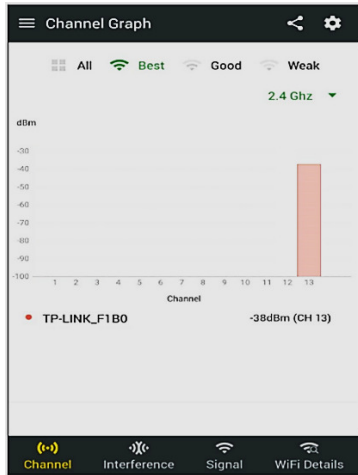
(ก) การทดสอบใช้งานจริงของสายอากาศโมโนโพลที่ติดกับอุปกรณ์ Access Point รุ่น TP-Link WDR7400



(ข) การทดสอบใช้งานจริงของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อนติดตั้งร่วมกับอุปกรณ์ Access Point รุ่น TP-Link WDR7400

รูปที่ 4.18 การทดสอบประยุกต์ใช้งานสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อน

การวัดผลคุณภาพการเชื่อมต่อสัญญาณของอุปกรณ์ Access Point ผ่านสายอากาศทั้งสองรูปแบบที่ได้กล่าวถึงไปยังสมาร์ทโฟนยี่ห้อ Apple รุ่น iPhone 8 Plus ทั้งสองย่านความถี่ต่ำคือ 2.45 GHz แสดงดังรูปที่ 4.19 (ก) และย่านความถี่สูง 5.2 GHz แสดงดังรูปที่ 4.19 (ข) ตามลำดับ



(ก) หน้าจอแสดงผลทดสอบที่ความถี่ 2.45 GHz (ข) หน้าจอแสดงผลทดสอบที่ความถี่ 5.20 GHz

รูปที่ 4.19 แอปพลิเคชันสำหรับการทดสอบสัญญาณ Wi-Fi ที่ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ 5.20 GHz

ลักษณะสภาพแวดล้อมสำหรับการทดสอบแบ่งบริเวณพื้นที่เป็น 2 ลักษณะคือ ไม่มีสิ่งกีดขวาง เป็นการทดสอบบริเวณที่โล่งกว้างและแบบมีสิ่งกีดขวาง เป็นการทดสอบในตัวอาคารที่มีผนังกันตามการใช้งานจริง เริ่มทำการทดสอบส่วนแรกคือทำการวัดผลของสัญญาณโดยใช้สายอากาศโมโนโพลที่ติดมากับอุปกรณ์ Access Point ดังรูปที่ 4.18 (ก) ผลการวัดสัญญาณแบบมีสิ่งกีดขวาง พบว่าการรับสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 60 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณเท่ากับ -75 dBm และที่ความถี่ 5.20 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 40 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณเท่ากับ -87 dBm สำหรับการวัดทดสอบวัดสัญญาณแบบไม่มีสิ่งกีดขวาง พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 200 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณเท่ากับ -87 dBm และความถี่ 5.20 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 80 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณเท่ากับ -81 dBm

สำหรับการทดสอบส่วนที่ 2 ทำการวัดผลของสัญญาณด้วยสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการปรับเพิ่มแผ่นสะท้อนร่วมกับอุปกรณ์ Access Point ดังรูปที่ 4.18 (ข) ลักษณะการวัดสัญญาณแบบมีสิ่งกีดขวาง พบว่าการรับสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 60 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณเท่ากับ -72 dBm และที่ความถี่ 5.20 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 60 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณเท่ากับ -82 dBm สำหรับการวัดทดสอบสัญญาณลักษณะไม่มีสิ่งกีดขวางพบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 400 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณเท่ากับ -82 dBm และที่ความถี่ 5.20 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 100 เมตร มีค่ากำลังของสัญญาณ

เท่ากับ -73 dBm เมื่อทำการเปรียบเทียบผลการวัดพบว่าในกรณีมีสิ่งกีดขวางระยะรับ-ส่งสัญญาณและค่ากำลังสัญญาณที่วัดได้จากสายอากาศทั้งสองที่ ความถี่ 2.45 GHz และ 5.2 GHz มีค่าใกล้เคียงกันแต่มีความแตกต่างกันในกรณีไม่มีสิ่งกีดขวางที่ ความถี่ 2.45 GHz สายอากาศที่สร้างขึ้น มีระยะรับ-ส่งสัญญาณได้ไกลกว่าถึง 200 เมตร ส่วนที่ ความถี่ 5.2 GHz มีค่าระยะและค่ากำลังสัญญาณใกล้เคียงกันค่าต่าง ๆ ซึ่งสามารถแสดงค่าได้ดังตารางที่ 4.11

ตารางที่ 4.11 การวัดกำลังงานของสัญญาณมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 b/g/n

ระยะทาง รับส่ง สัญญาณ	สายอากาศโมโนโพลติดตั้งกับ อุปกรณ์ Access Point				สายอากาศโมโนโพล ที่ปรับเพิ่มแผ่นสะท้อน			
	2.45	5.20	2.45	5.20	2.45	5.20	2.45	5.20
	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)	(GHz)
	มีสิ่งกีดขวาง		ไม่มีสิ่งกีดขวาง		มีสิ่งกีดขวาง		ไม่มีสิ่งกีดขวาง	
	(dBm)		(dBm)		(dBm)		(dBm)	
10 m	-29	-43	-24	-22	-29	-27	-20	-17
20 m	-55	-56	-35	-30	-32	-29	-24	-22
40 m	-72	-87	-43	-53	-60	-59	-33	-29
60 m	-75	-	-53	-67	-72	-82	-39	-35
80 m	-	-	-69	-81	-	-	-59	-56
100 m	-	-	-81	-	-	-	-64	-73
200 m	-	-	-87	-	-	-	-72	-
300 m	-	-	-	-	-	-	-79	-
400 m	-	-	-	-	-	-	-82	-

จากการจำลองแบบเพื่อทำการปรับปรุงโครงสร้างด้วยการเจาะรูรูปตัวโอบนระนาบกราวด์จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดนำมาสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และนำไปเปรียบเทียบกับโครงสร้างสายอากาศในงานวิจัยที่ [7 - 20] และ [37 - 41] สำหรับประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra-Wideband : UWB) ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ที่ช่วงความถี่ 3.1 – 10.6 GHz แบ่งการเปรียบเทียบได้เป็น 2 กลุ่ม คือ กลุ่มงานวิจัยเน้นในส่วนของ การเจาะรูและการเพิ่มสัดที่ตัวแผ่พลังงานรวมทั้งระนาบกราวด์ทั้งสองด้านที่ใช้รูปทรงสามเหลี่ยมและรูปทรงครึ่งวงกลม [7 - 14] เป็นส่วนมากแต่ยังพบปัญหาในด้านของการปรับปรุงที่มีขั้นตอนซับซ้อนและส่วนของงานวิจัยกลุ่มที่ 2 ซึ่งเป็นการเจาะรูและการเพิ่มสัดที่ตัวแผ่พลังงานและระนาบกราวด์ทั้งสองด้านที่ใช้รูปขั้นบันได [15 - 20] และ [37 - 41] ซึ่งส่งผลต่อโครงสร้างสายอากาศเกิดความซับซ้อนและรูปแบบบางโครงสร้างของสายอากาศเกิดความยุ่งยากในการนำไปสร้างจริงแสดง จากที่กล่าวมาสายอากาศโมโนโพลต้นแบบที่นำเสนอ นั้น มีข้อดีกว่างานวิจัยที่ [7-20] คือ มีโครงสร้างสายอากาศที่ขนาดเล็กกว่า

มีการปรับจูนที่น้อยกว่าเพียง 3 ขั้นตอนและมีข้อดีในด้านค่าแบนด์วิดท์อิมพีแดนซ์กว้างมากกว่างานวิจัยที่ [37-41] ซึ่งข้อมูลดังกล่าวสามารถได้ดังตารางที่ 4.12

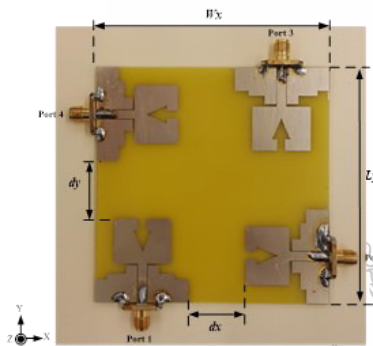
ตารางที่ 4.12 การเปรียบเทียบงานวิจัยกับสายอากาศโมนิโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน

งานวิจัย	ขนาดของโครงสร้างสายอากาศ (กว้างxยาวxสูง) (มม ³)	แบนด์วิดท์ ร้อยละ	ความถี่ (GHz)
[7]	32x22.5x0.8	130.90	3.80 – 18.20
[8]	30x30x0.764	136.19	2.71 – 14.28
[9]	19.22x36x1.6	136.13	2.85 – 15
[10]	20x18x1.6	71.18	3.80 – 8
[11]	30x30x0.764	110.56	3.09 – 10.73
[12]	30x32x1.6	111.11	2.60 – 9.10
[13]	14x18x1	125.12	2.95 – 12.81
[14]	16x24x1.6	3.14	3.50 – 10.90
[15]	34x40x0.764	89.4	3.09 – 12
	34x36x0.764	121.99	2.97 – 12.26
[16]	34x36x0.764	4.03	2.79 – 11.25
	34x36x0.764	68.62	2.58 – 5.27
		21.07	7.64 – 9.44
[17]	34x34x0.764	4.81	2.78 – 13.38
[18]	20x24x1.6	4.87	2.40 – 2.52
		111.76	3 – 10.60
[19]	43.9x50.13x1.58	101.96	2.50 – 7.70
[20]	24x32.4x1.6	145.60	1.70 – 10.80
[37]	34x34x0.764	121.99	2.97 – 12.26
[38]	40x40x0.8	146.91	2.28 – 14.90
[39]	28x34x1.6	5.76	2.36 – 2.50
		59.89	3.45 – 6.40
[40]	38x45x0.764	162.52	2.49 – 24.09
[41]	12x30x1.6	112.97	2.90 – 11.50
งานวิจัยนี้	34x34x0.764	144.27	2.14 – 13.22

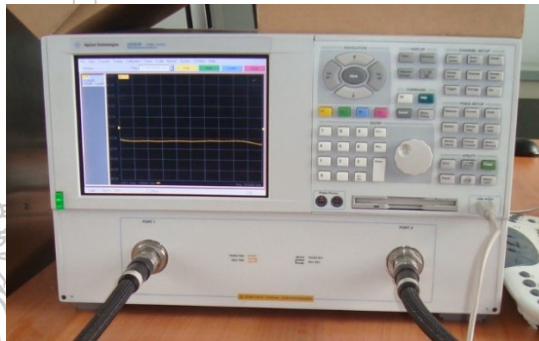
4.3 สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานในระบบ MIMO

4.3.1 การทดสอบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานในระบบ MIMO

การทดสอบสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าดังรูปที่ 4.20 (ก) จะเลือกใช้เครื่องวิเคราะห์หีครองข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ดังรูปที่ 4.20 (ข) โดยลำดับแรกทำการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient : S_{11} (dB)) เพื่อนำมาการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบการวัดผลพบว่าสายอากาศมีช่วงความถี่ใช้งานครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (3.10 – 10.60 GHz) แสดงดังรูปที่ 4.21 และการวัดผลของค่าอัตราขยายมีผลเท่ากับ ทั้ง 4 ตัว แสดงดังรูปที่ 4.22 ผลที่ชัดเจนแสดงเป็นค่าตัวเลขดังตารางที่ 4.13

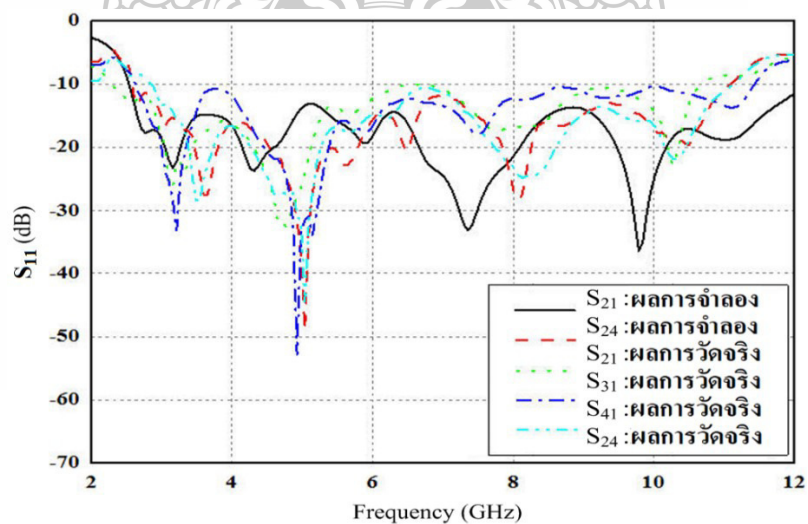


(ก) สายอากาศโมโนโพลต้นแบบ

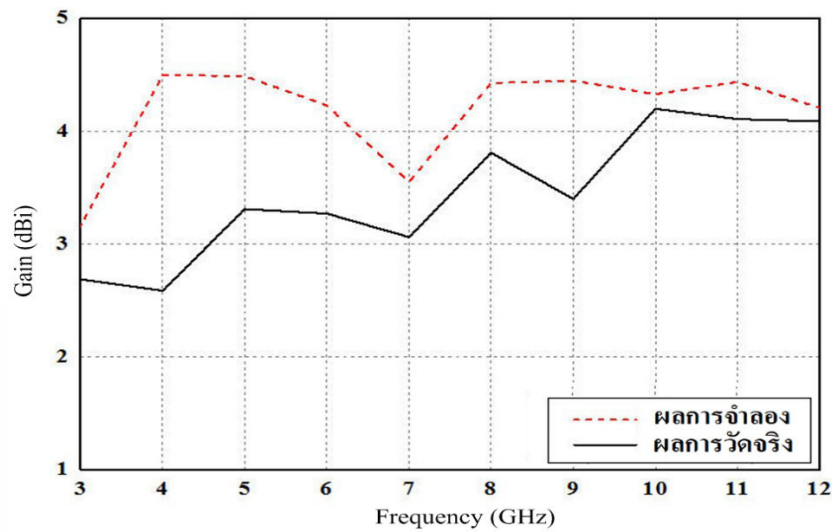


(ข) เครื่องวิเคราะห์หีครองข่าย

รูปที่ 4.19 เครื่องวิเคราะห์หีครองข่ายและสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า



รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า S_{11} (dB)

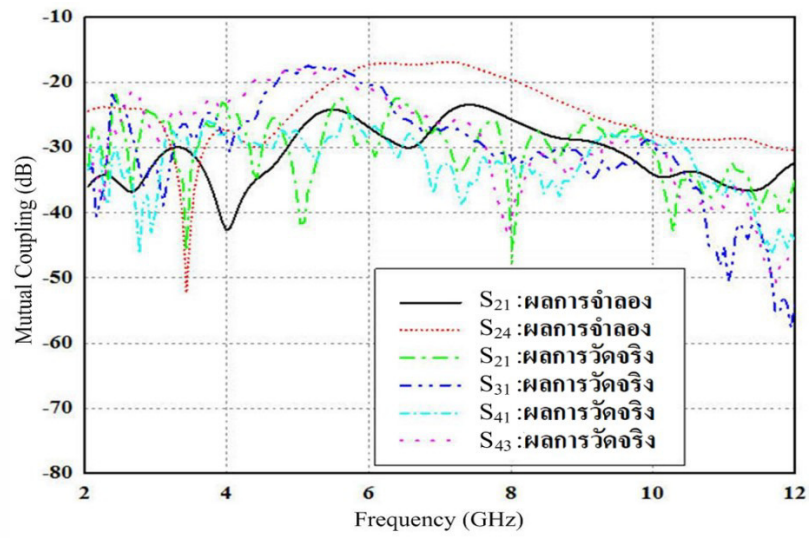


รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าอัตราขยาย

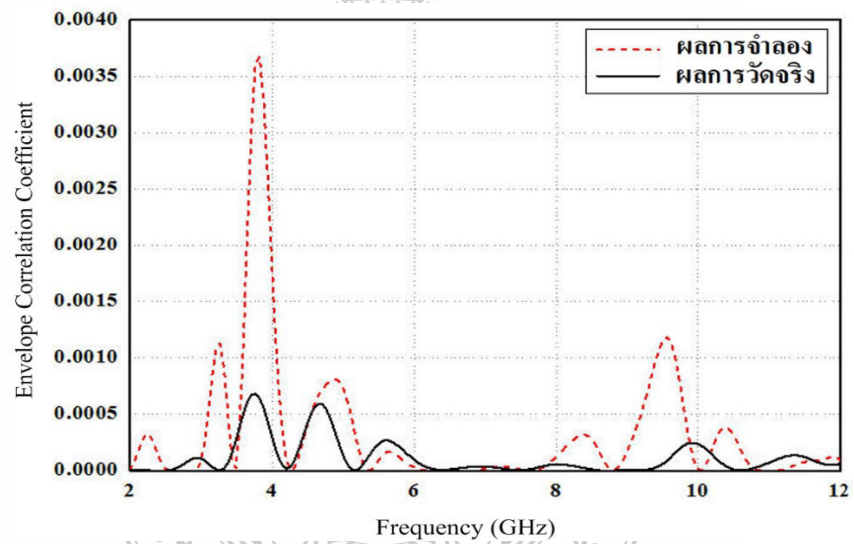
ตารางที่ 4.13 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

สายอากาศ	ความถี่กลาง (GHz)	อัตราขยาย (dBi)	แบนด์วิดท์ (GHz)
ผลการจำลองแบบ	7.35	3.99	2.70-12.00
สายอากาศตัวที่ 1	6.83	3.38	2.60-11.06
สายอากาศตัวที่ 2	6.58	3.38	2.49-10.67
สายอากาศตัวที่ 3	6.92	3.38	2.65-11.20
สายอากาศตัวที่ 4	6.98	3.38	2.87-11.10

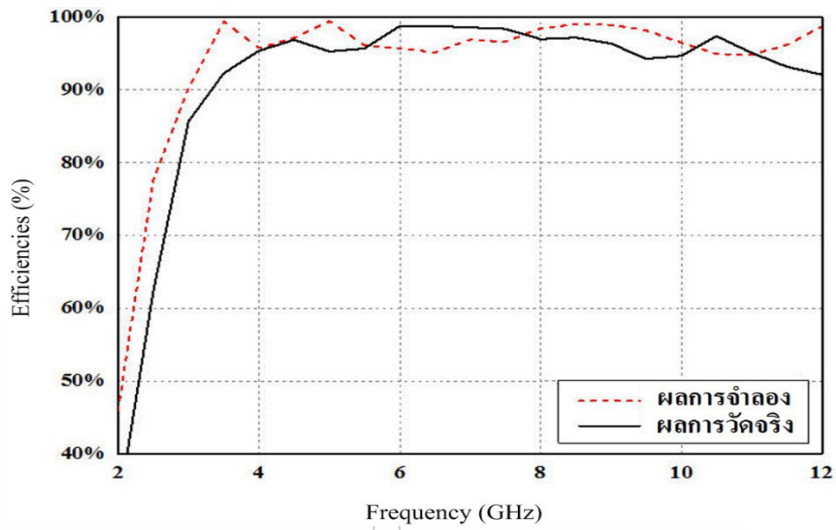
ในส่วนของโครงสร้างสายอากาศที่ทำการปรับการจัดวางเป็นแบบตั้งฉากในรูปแบบเมทริกซ์ 3x3 ทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์ Mutual Coupling พบว่าจากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบการวัดผล มีค่าสัมประสิทธิ์ Mutual Coupling ของค่า S_{24} , S_{21} , S_{31} , S_{41} และ S_{43} มีค่าต่ำกว่า -15dB ตลอดช่วงความถี่ใช้งาน 3.10 – 10.60 GHz รูปที่ 4.23 ซึ่งส่งผลต่อค่า Envelope Correlation Coefficient (ECC) มีค่าเฉลี่ยไม่เกิน 0.001 รูปที่ 4.24 สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.18 และในส่วนค่าอัตราขยายเฉลี่ยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 3.38 dBi ที่ความถี่ 3 – 12 GHz นำมาหาค่าประสิทธิภาพ โดยที่ภาคส่งสัญญาณมีกำลัง 0 dB (P_t) และสายอากาศพอร์ตหนึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรับกำลัง (P_r) จากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าประสิทธิภาพของสายอากาศไมโนโพล พบว่ามีค่าประสิทธิภาพมากกว่าร้อยละ 85.70 ซึ่งปัญหาของค่าประสิทธิภาพของสายอากาศต่ำกว่าร้อยละ 100 เนื่องจากปัญหาของการวัดที่ห้องป้องกันคลื่นไม่ครอบคลุมย่านความถี่สูงในช่วงความถี่ 6 – 12 GHz



รูปที่ 4.20 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า Mutual Coupling

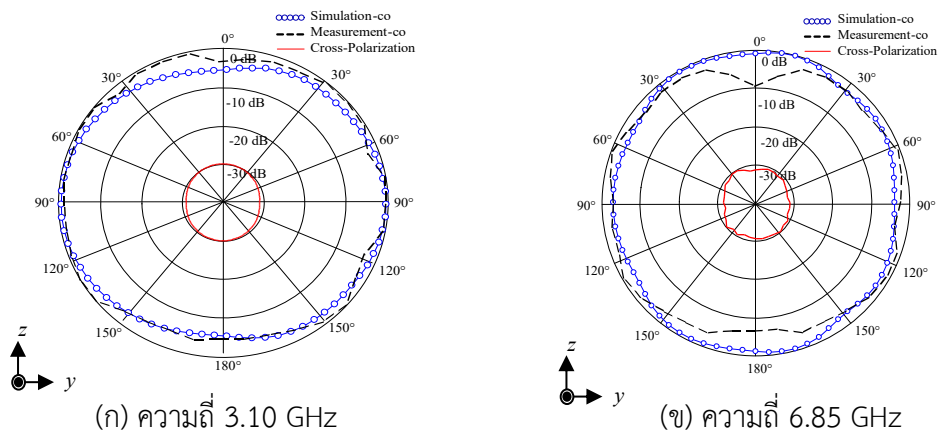


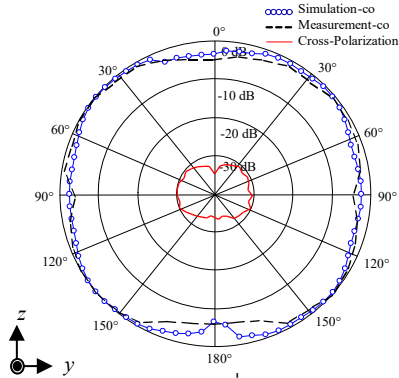
รูปที่ 4.21 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่า EEC



รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของค่าประสิทธิภาพ

สำหรับผลการวิเคราะห์การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานช่วงความถี่ที่ใช้งาน 3.10 GHz, 6.85 GHz และ 10.60 GHz ในสองระนาบคือบนระนาบสนามไฟฟ้าสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 4.26 และตารางที่ 4.14 บนระนาบสนามแม่เหล็กสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 4.27 และตารางที่ 4.15



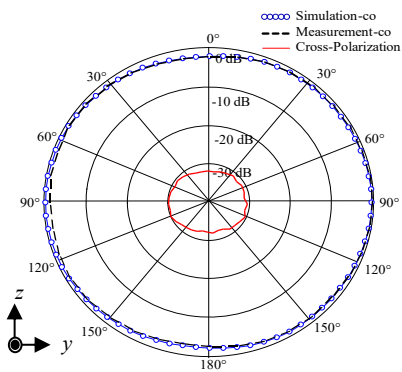


(ค) ความถี่ 10.6 GHz

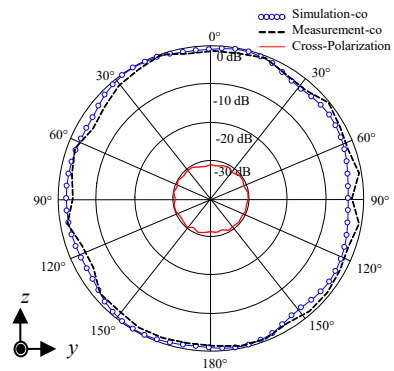
รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

ตารางที่ 4.14 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

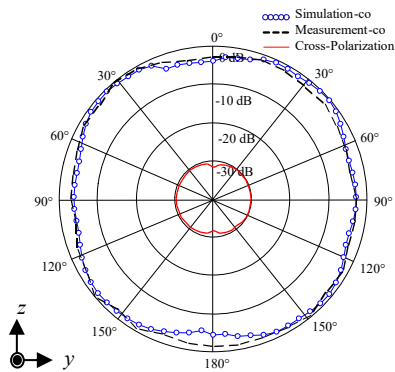
แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก		
ความแรงสูงสุดของสัญญาณที่ ความถี่ (GHz)	ลำคลื่นหลัก (องศา)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)
3.10	115	90
6.85	24	63
10.60	57	134



(ก) ความถี่ 3.10 GHz



(ข) ความถี่ 6.85 GHz



(ค) ความถี่ 10.6 GHz

รูปที่ 4.24 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานในสนามแม่เหล็ก

ตารางที่ 4.15 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก		
ความแรงสูงสุดของสัญญาณที่ ความถี่ (GHz)	ลำคลื่นหลัก (องศา)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)
3.10	0	90
6.85	21	43
10.60	62	148

จากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานย่านความถี่ 3.10 GHz, 6.85 GHz และ 10.60 GHz พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งสามย่านความถี่เป็นแบบรอบทิศทางทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ดังรูปที่ 4.26 และ 4.27 เมื่อพิจารณาลำคลื่นหลักและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังจะมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันทั้ง 3 ย่านความถี่

จากการจำลองแบบและนำมาสร้างจริงพบว่า โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างสายอากาศในงานวิจัยที่ [42-50] สำหรับประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra-Wideband: UWB) ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ในระบบ MIMO ซึ่งมีช่วงความถี่ 3.10 – 10.60 GHz โดยงานวิจัยที่กล่าวมานั้นมีข้อดีในด้านของโครงสร้างของสายอากาศมีขนาดเล็ก แต่ยังมีปัญหาในด้านของการปรับจูนที่ซับซ้อนหลายขั้นตอนและค่า Envelope Correlation Coefficient (ECC) มีค่าเฉลี่ยมากกว่า 0.001 แสดงดังตารางที่ 4.16 โดยสายอากาศที่นำเสนอจะมีค่า ECC เฉลี่ยไม่เกิน 0.001 ซึ่งน้อยกว่าทุกงานวิจัยที่ผ่านมา [42-50]

ตารางที่ 4.16 การเปรียบเทียบงานวิจัยกับสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

งานวิจัย	ความถี่ (GHz)	โครงสร้างขนาดของสายอากาศ (กว้าง×ยาว) (mm ²)	ECC	อัตราขยาย (dBi)	ประสิทธิภาพร้อยละ
[42]	2-10.60	44×45	<0.005	3.50	-
[43]	3-16.20	60×60	<0.30	8.00	91.20
[44]	3.1-10.60	32×36	<0.0025	-	60
[45]	3-15	38×38	<0.15	0.5-5.00	-
[46]	3.1-10.60	50×28	<0.12	-	-
[47]	3-1-11	40×40	<0.01	1.30-4.00	-
[48]	2.3-13.75	39×39	<0.02	1.4-4.61	-
[49]	3.1-10.60	40×43	<0.20	4.00	92
[50]	2.5-12	37×46	<0.005	4.00	80
ต้นแบบ	2.6-11	80×80	<0.001	3.38	85.70

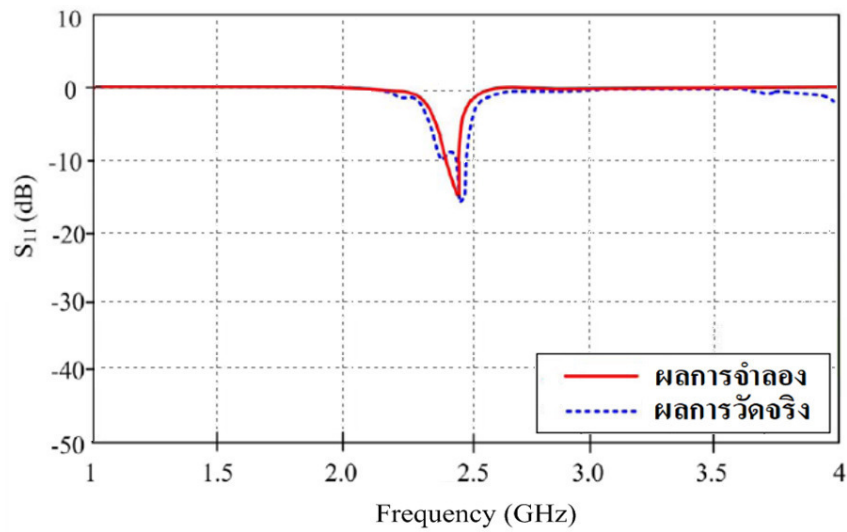
4.4 สายอากาศโมโครสตริป

4.4.1 การทดสอบสายอากาศโมโครสตริป EBG ต่อร่วมกับแผ่น PRS

การวัดทดสอบสายอากาศโมโครสตริป EBG ต่อร่วมกับแผ่น PRS ดังรูปที่ 4.28 เมื่อพิจารณาผลการวัดจริงและผลการจำลองแบบของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection Coefficient : S_{11} (dB)) ดังรูปที่ 4.29 พบว่าสายอากาศมีช่วงความถี่ใช้งานเท่ากับร้อยละ 2.86 (2.41 – 2.48 GHz) ครอบคลุมตามมาตรฐานที่ต้องการเช่นเดียวกับสายอากาศต้นแบบ รายละเอียดผลการวัดจริงและผลการจำลองแบบแสดงได้ดังตารางที่ 4.17



รูปที่ 4.25 โครงสร้างสายอากาศโมโครสตริป EBG ต่อร่วมกับแผ่น PRS

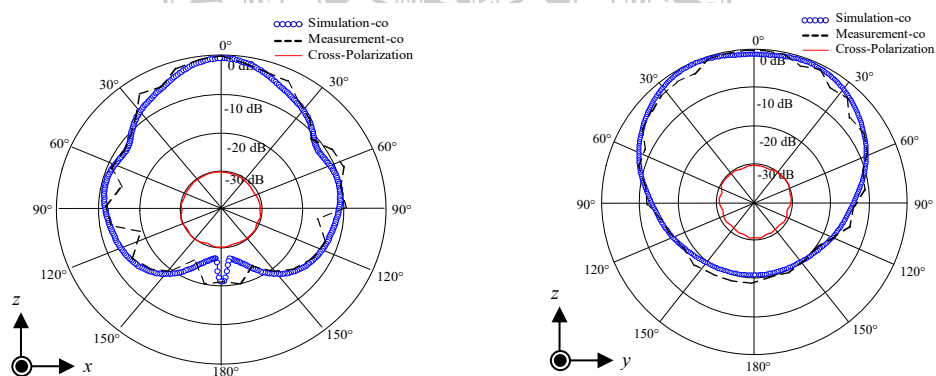


รูปที่ 4.26 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและการวัดผลของค่า S_{11} (dB)

ตารางที่ 4.17 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริง

สายอากาศ	ความถี่กลาง (GHz)	อัตราขยาย (dBi)	แบนด์วิดท์ (GHz)
จำลองผล	2.45	11.66	2.39 – 2.51
ผลการวัดจริง	2.45	11.97	2.41 – 2.48

สำหรับผลการวิเคราะห์การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบกับผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานช่วงความถี่ที่ใช้งาน 2.45 GHz ในสองระนาบคือบนระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 4.30 และตารางที่ 4.18



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

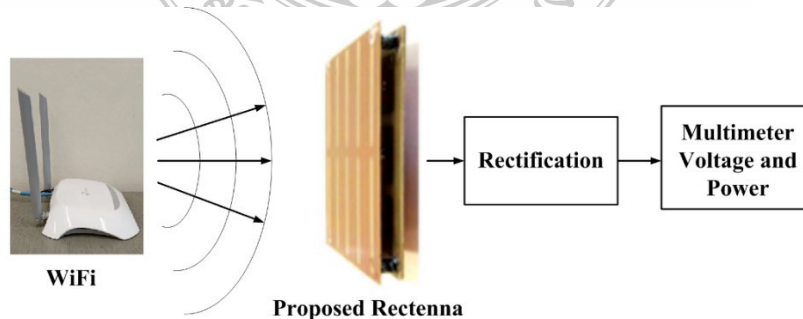
รูปที่ 4.30 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กความถี่ 2.45 GHz

ตารางที่ 4.18 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก

ความถี่ 2.45 GHz		
ความแรงสูงสุดของสัญญาณที่ความถี่ (GHz)	ลำคลื่นหลัก (องศา)	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)
ระนาบสนามไฟฟ้า	0	26
ระนาบสนามแม่เหล็ก	0	55

จากผลการจำลองแบบและผลการวัดจริงของแบบรูปการแผ่พลังงานย่านความถี่ 2.45 GHz พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ดังรูปที่ 4.30 เมื่อพิจารณาลำคลื่นหลักและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังจะมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันทั้ง 2 ย่านความถี่

ในส่วนของการวัดผลด้านการเก็บเกี่ยวพลังงานกระแสตรงที่ได้จากการต่อสายอากาศต้นแบบกับวงจรเรียงกระแส (Rectifier) และวงจรมضاعจแรงดัน (Voltage Multiplier Circuits) ดังบล็อกไดอะแกรมจากรูปที่ 4.31 ทำการทดสอบด้วยวงจรมضاعจแรงดัน 6, 8, 10 และ 12 เท่า ทดสอบที่ระยะ 0.6 เมตร ส่งผลต่อการรับแรงดันไฟฟ้ามากที่สุด จากการทดสอบพบว่าวงจรมضاعจแรงดัน 8 เท่า มีค่าแรงดัน 2.71 mV ให้แรงดันไฟฟ้ามากกว่า คือ 6 เท่า มีค่าแรงดัน 2.23 mV 10 เท่า มีค่าแรงดัน 2.63 mV และ 12 เท่า มีค่าแรงดัน 2.59 mV นำมาทดสอบวัดแรงดันและกระแสไฟฟ้าในระบบ Rectenna จะใช้วิธีการนำสายอากาศมาต่อร่วมกับวงจรแปลงสัญญาณความถี่ 2.45GHz เป็นแรงดันไฟตรง โดยการปรับระยะการวัดตั้งแต่ระยะห่าง 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5 และ 3 เมตร และทิศทางการวัดตั้งแต่มุม 0°, 30°, 60° และ 90° พบว่าระยะห่างที่ดีที่สุดในการวัดคือ 1 เมตร ที่มุม 45° ซึ่งจะมีค่าแรงดันที่รับได้ 2.82 mV กระแส 0.34 mA และพลังงาน 0.95uW แสดงดังตารางที่ 4.19 และในกรณีที่ทำให้การวัดผลที่ระยะห่างมากกว่า 3 เมตร และทิศทางของมุมมากกว่า 90° จะส่งผลให้การวัดสัญญาณแรงดันและกระแสไฟฟ้า ได้ผลที่ต่ำกว่า 0.05 mV/mA ทำให้เครื่องวัดสัญญาณไม่สามารถแสดงผลหน้าจอสวยงามได้ โดยภาคส่งสัญญาณ WiFi ใช้อุปกรณ์ TP-Link รุ่น TL-WRB840N ที่นิยมใช้งานทั่วไปในประเทศไทยต่อร่วมกับสายอากาศแบบเจาะจงทิศทางโดยมีกำลังส่งสัญญาณที่ -30.04 dB



รูปที่ 4.27 บล็อกไดอะแกรมระบบการเก็บพลังงานไฟฟ้า

ตารางที่ 4.19 การเปรียบเทียบคุณสมบัติจากการเก็บพลังงานของผลการวัดจริง

มุม	ผลของค่าการดักเก็บพลังงาน	ระยะในการวัด (m)					
		0.5	1	1.5	2	2.5	3
0°	แรงดัน (mV)	1.64	1.85	1.72	1.56	1.12	0.09
	กระแส (mA)	0.19	0.21	0.19	0.17	0.10	0.08
	พลังงาน (uW)	0.31	0.39	0.32	0.26	0.11	0.007
±30°	แรงดัน (mV)	2.53	2.80	2.28	1.82	1.34	1.12
	กระแส (mA)	0.21	0.32	0.21	0.12	0.09	0.08
	พลังงาน (uW)	0.53	0.89	0.47	0.21	0.12	0.08
±60°	แรงดัน (mV)	2.14	2.52	2.23	1.75	1.27	1.16
	กระแส (mA)	0.20	0.24	0.22	0.18	0.10	0.08
	พลังงาน (uW)	0.42	0.60	0.49	0.31	0.12	0.09
±90°	แรงดัน (mV)	2.01	2.12	1.92	1.68	1.08	1.04
	กระแส (mA)	0.13	0.18	0.14	0.09	0.07	0.05
	พลังงาน (uW)	0.26	0.38	0.26	0.15	0.07	0.05

จากการศึกษาการนำโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปต้นแบบ นำมาเปรียบเทียบกับโครงสร้างสายอากาศกับงานวิจัยที่ [51 - 56] พบว่างานวิจัยที่ [51 - 54] มีขนาดโครงสร้างสายอากาศที่เล็กกว่าสายอากาศต้นแบบแต่ยังมีข้อเสียด้านอัตราขยายที่น้อยกว่าสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอประมาณ 2 dB คือสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอมีอัตราขยายเท่ากับ 11.97 dBm และงานวิจัย [51-56] ยังมีข้อเสียอีกประการหนึ่งในด้านพลังงานจากภาคส่งที่มีค่าสูงกว่า -30.04 dB ที่ระยะการ 1 เมตร และในส่วนงานวิจัยที่ [56] ซึ่งมีอัตราขยายสูงสุดที่ 13.40 dB แต่ก็จะมีข้อเสียด้านโครงสร้างสายอากาศมีขนาดที่ใหญ่กว่างานวิจัยทั้งหมดรวมถึงใหญ่กว่าสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอด้วย โดยการเปรียบเทียบสายอากาศต้นแบบกับโครงสร้างสายอากาศจากงานวิจัย [51 - 56] พบว่าสายอากาศต้นแบบยังมีข้อดีอีกด้านหนึ่งคือ มีประสิทธิภาพที่สูงกว่าร้อยละ 95.88 ซึ่งเป็นค่าประสิทธิภาพที่สูงมากกว่างานวิจัยที่ [51-56] สามารถแสดงผลดังตารางที่ 4.20

ตารางที่ 4.20 การเปรียบเทียบงานวิจัยกับสายอากาศไมโครสตริป EBG ต่อร่วมกับแผ่น PRS

งานวิจัย	ความถี่ (GHz)	ขนาดสายอากาศ (mm ²)	ระยะ (m)	พลังงาน (dBm)	อัตราขยาย (dB)	ประสิทธิภาพร้อยละ
[51]	2.45	87×80×1.52	-	-15	8.60	83
[52]	2.45	85×100×1.60	-	20	7.13	78.70
[53]	2.45	18×30×1.60	1	5	5.60	68
[54]	2.45	100×100×1.60	1	0	8.36	40
[55]	2.45	228×304.80×1.52	1	15	9.40	61
[56]	2.45	200×200×3	-	21	13.40	77.20
ต้นแบบ	2.45	120×120×1.60	1	-30	11.97	95.88

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลงานวิจัย

ส่วนสรุปผลการพัฒนาโครงสร้างสายอากาศของงานวิจัยนี้ เริ่มจากการเลือกโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมที่มีตัวแผ่พลังงานรูปแบบไม่ซับซ้อนคือรูปร่างเรขาคณิต 3 แบบคือ รูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปร่างกลม และรูปร่างสามเหลี่ยม จากทำการปรับโครงสร้างใช้เทคนิคการเซาะผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์และสายนำสัญญาณ ผลการจำลองแบบและทดสอบโครงสร้างสายอากาศทั้ง 3 รูปร่างพบว่าสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้าตอบสนองต่อความถี่ในช่วง 2.36 – 13.42 GHz สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างกลมตอบสนองต่อความถี่ในช่วง 2.61 – 13.82 GHz และสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสามเหลี่ยมตอบสนองต่อความถี่ในช่วง 3.58 – 8.63 GHz ตามลำดับ โดยสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีผลการตอบสนองที่ดีที่สุดโดยครอบคลุมย่านความถี่ตามมาตรฐานที่ต้องการคือ WLAN IEEE 802.11 b/g/n 2.45 GHz (2.40 – 2.48 GHz) IEEE.802.16a 5.20 GHz (5.13 – 5.35 GHz) และความถี่ 5.80 GHz (5.70 – 5.90 GHz) ตามมาตรฐาน WiMAX IEEE 802.16e 3.50 GHz (3.49 – 3.69 GHz) และ UWB IEEE 802.15.3a (3.10 – 10.60 GHz) จากนั้นนำสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสี่เหลี่ยมที่ปรับโครงสร้างมาดำเนินการปรับเปลี่ยนแบบรูปการแผ่พลังงานและการเพิ่มค่าอัตราขยาย ด้วยเทคนิคการเพิ่มแผ่นสะท้อนที่ด้านหลังของตัวแผ่พลังงาน ผลทำให้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศจากแบบรอบทิศทางไปเป็นแบบเจาะจงทิศทางแปรผันตามการปรับเปลี่ยนแผ่นสะท้อน ผลจากการทดสอบพบว่าสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้ามีค่าการตอบสนองต่อความถี่ร้อยละ 144.27 (2.14 – 13.22 GHz) มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยจาก 3.19 dBi และสำหรับสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน พบว่ามีช่วงความถี่ใช้งานร้อยละ 136.74 (2.35 – 12.51 GHz) มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยเพิ่มขึ้นเป็น 7.46 dBi ครอบคลุมตามมาตรฐานทั้ง 2 ส่วน จากประสิทธิภาพที่ดีของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่กล่าวมานั้น ผู้วิจัยจึงได้ทำการศึกษาพัฒนาต่อยอดเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพทางด้านการลดการตอบสนองค่าหน่วงเวลาและค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านโดยมีวัตถุประสงค์นำโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบร่วมรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับการใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน เพื่อรองรับการใช้งานในระบบ MIMO เป็นสายอากาศรูปแบบที่ 2 มีลักษณะเป็นสายอากาศแบบแถวลำดับจัดวางในรูปแบบ 2x2 รองรับช่วงความถี่ UWB ด้วยเทคนิคการเซาะร่องรูปลูกศรที่ตัวแผ่พลังงาน ส่งผลให้ช่วยลดการตอบสนองค่าหน่วงเวลาทำให้มีค่าน้อยกว่า ± 2 ns และการใช้เทคนิคการจัดวางแบบตั้งฉากทำให้ลดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -22 dB ตลอดย่านความถี่ใช้งานที่ 3.1 – 10.6 GHz สำหรับสายอากาศรูปแบบสุดท้ายได้แนวคิดมาจากผลการวิเคราะห์การออกแบบและสร้างสายอากาศรูปแบบที่ 1 และ 2 มาใช้ประกอบรวมโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อเพื่อมาประยุกต์ใช้งานด้านการดักเก็บพลังงาน สายอากาศรูปแบบที่ 3 ออกแบบให้ตอบสนองกับย่านความถี่ 2.45 GHz การออกแบบได้นำเทคนิคการปรับเพิ่มโครงสร้างแบบช่องว่างแถบแถบความถี่

แม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ดเป็นแผ่นทองแดงรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาจัดวางรอบตัวสายอากาศแบบเมตริกซ์ 3×3 และใช้เทคนิคการเพิ่มแผ่นอภิวัดรูปแบบใหม่ที่มีการเจาะรูตรงรูปตัวโอจัดวางในระนาบสนามแม่เหล็ก ผลการทดสอบพบว่าประสิทธิภาพของสายอากาศด้านอัตราขยายมีค่าเพิ่มขึ้นและดีกว่าแบบการใช้แผ่นสะท้อนทั่วไป โดยค่าอัตราขยายของสายอากาศมีค่าเพิ่มขึ้นจาก 3.38 dBi (กรณียังไม่มี การปรับเพิ่มโครงสร้าง) เป็น 11.97dBi คิดเป็นร้อยละ 71.76 เมื่อพิจารณาคูณลักษณะด้านการเก็บพลังงานพบว่าที่ระยะห่าง 1 เมตร และตัวสายอากาศทำมุม 45° กับแหล่งกำเนิดพลังงานจะมีประสิทธิภาพ ดีที่สุดคือมีค่าแรงดันที่รับได้ 2.82 mV กระแส 0.34 mA และค่าพลังงานรวมเท่ากับ 0.95 uW



บรรณานุกรม

- [1] Prasanna, K. L., Rao, B. R., & Sridevi, P. V. (2014). Design of CPW-Fed Monopole Antenna with L-shape and T-shape for WLAN/Wi-MAX Application. *International Journal of Scientific & Engineering Research*, 5(12).
- [2] Saleh, A. M., Sayidmarie, K. H., Abd-Alhameed, R. A., Jones, S. M. R., Noras, J. M., & Excell, P. S. (November 2016). Compact tri-band MIMO antenna with high port isolation for WLAN and WiMAX applications. In 2016 Loughborough antennas & propagation conference (LAPC), (pp. 1-4).
- [3] Ban, Y. L., Li, C., Wu, G., & Wong, K. L. (2016). 4G/5G multiple antennas for future multi-mode smartphone applications. *IEEE access*, 4, (pp. 2981-2988).
- [4] Sarkar, D., & Srivastava, K. V. (2017). Compact four-element SRR-loaded dual-band MIMO antenna for WLAN/WiMAX/WiFi/4G-LTE and 5G applications. *Electronics Letters*, 5(25), (pp. 1623-1624).
- [5] Masoodi, I. S., Ishteyaq, I., Muzaffar, K., & Idrees Magray, M. (2020). Low cost substrate based compact antennas for 4g/5g side-edge panel smartphone applications. *Progress In Electromagnetics Research*, 91, (pp. 145-152).
- [6] Ojaroudi Parchin, N., Basherlou, H. J., & Abd-Alhameed, R. A. (2020). A design of crossed exponentially tapered slot antenna with multi-resonance function for 3G/ 4G /5G applications. *Progress In Electromagnetics Research*, 92, (pp. 1-8).
- [7] Chang, D. C., Liu, M. Y., & Lin, C. H. (3-8 July 2005). A CPW-fed U type monopole antenna for UWB applications. In 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, USA, (pp. 512-515).
- [8] Kaewchan, B., & Ruengwaree, A. (26-27 July 2011). Stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna for UWB application. 3rd International Forum for Sustainable Asia and the Pacific (ISAP2011), Yokohama, Japan.
- [9] Moeikham, P., & Akkaraekthalin, P. (17-19 May 2011). A compact ultrawideband monopole Antenna with tapered CPW feed and slot stubs. In The 8th Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand-Conference 2011, Khon Kaen, Thailand, (pp. 180-183).

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [10] Naji, D. K. (2013). Compact Broadband CPW-fed Taper-shaped Monopole Antenna with L-slots for C-band Applications. *Int. J. Electromagn and Applications*, 3, (pp. 136-143).
- [11] Ruengwaree, A., Naktong, W., & Namsang, A. (2013). A TE-shaped monopole antenna with semicircle etching technique on ground plane for UWB applications. In 2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation, Nanjing, China, (pp. 95-98).
- [12] Vyas, K., & Singhal, P. K. (2014). Bandwidth Enhancement in CPW Fed Rectangular Patch Antenna by Modified Ground Structure. *International Journal of Modern Communication Technologies and Research*, 2(2), (pp. 25-28).
- [13] Jalali, M., & Sedghi, T. (2014). Very compact UWB CPW-fed fractal antenna using modified ground plane and unit cells. *Microwave and Optical Technology Letters*, 56(4), (pp. 851-854).
- [14] Bhaskar, S., Brar, R. S., & Singh, A. K. (2016). Compact planar rectangular monopole antenna for Bluetooth and UWB applications. In 2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON), Varanasi, India, (pp. 138-141).
- [15] Naktong, W., Apinya, I., Korning, S., & Ruengwaree, A. (2016). Mushroom Shaped Monopole Antenna which has Tuning on Ground Plane with Slot Etching Technique is Two Layers of Stair for Applying Ultra Wideband (UWB) Technology. 10th South East Asian Technical University Consortium (SEATUC) Symposium, at Shibaura Institute of Technology, Tokyo, Japan.
- [16] Naktong, W., Korning, S., Boonmaitree, P., Dabbling, P., & Ruengwaree, A. (28 June-1 July 2016). Study of geometry-shaped monopole antenna with step-shaped etching technique on ground plane. In 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, Thailand.
- [17] Thongbor, P., Ruengwaree, A., Pirajanchai, V., Naktong, W., & Fhaffiem, N. (28 June-1 July 2016). Rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching for UWB-MIMO application. In 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, Thailand.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [18] Naidu, P. V., & Malhotra, A. (2016). A compact stair case shaped monopole dual band antenna for bluetooth/WLAN and UWB applications. *Int. J. Microw. Opt. Technol*, 11(1), (pp. 64-71).
- [19] Edalati, A., Shao, W., Mccollough, T., & Mccollough, W. (2017). A novel cavity backed monopole antenna with UWB unidirectional radiation. *Progress In Electromagnetics Research*, 72, (pp. 1-13).
- [20] Madanan, G., Krishna, D. D., & Aanandan, C. K. (2018). A Compact Rectangular Monopole Antenna Design with a Novel Feed for an Improved UWB Performance. *Radioengineering*, 27(1), (pp. 63-69).
- [21] Artner, G., Kowalewski, J., Mecklenbräuer, C. F., & Zwick, T. (March 2017). Pattern reconfigurable antenna with four directions hidden in the vehicle roof. In 2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT), (pp. 82-85).
- [22] Chatterjee, A., & Parui, S. K. (2016). Performance enhancement of a dual-band monopole antenna by using a frequency-selective surface-based corner reflector. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(6), (pp 2165-2171).
- [23] Serhir, M., & Lesselier, D. (2017). Wideband reflector-backed folded bowtie antenna for ground penetrating radar. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 66(3), (pp. 1056-1063).
- [24] พลอยไพลิน พรหมพันธุ์กรณีย์ สิทธิชัย เคนตรี และ ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์, (ธันวาคม 2563). สายอากาศโมโนโพลเชิงพื้นผิวบนตัวสะท้อนสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่กว้างยิ่งยวด, *วิศวกรรมลาดกระบัง ปี ที่ 37, ฉบับที่ 4, (น 18-25).*
- [25] Shah, S. I. H., & Lim, S. (2019). Thermally beam-direction-and beamwidth-switchable monopole antenna using origami reflectors with smart shape memory polymer hinges. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 18(8), (pp. 1696-1700).
- [26] Balanis C. A. (1982). *Antenna Theory*, 2nd Edition, New York, John Wiley & Son, Inc.
- [27] Chanramrd, S., Naktong, W., Thongbor, P., Sakulchat, S., Ruengwaree, A., & Namsang, A. (2017). The structure tuning of plugs-shaped monopole antenna for wireless communication applications. In 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), (pp. 1-2).

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [28] Ruengwaree, A., Innok, A., & Naktong, W. (June 2015). The bandwidth enhancement of rectangular slot antenna with L-shaped and double I-shaped stub tuning for WLAN/WiMAX applications. In 2015 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), (pp. 1-4).
- [29] Thongbor, P., Ruengwaree, A., Pirajanchai, V., Naktong, W., & Fhafhiem, N. (June 2016). Rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching for UWB-MIMO application. In 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (Ecti-Con), (pp. 1-4).
- [30] นายदनัย อัสสานีก, (2553). “การออกแบบที่เหมาะสมที่สุดของตำแหน่งสายอากาศโมโนแบนด์โพลาไรซ์เคลื่อนที่,” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- [31] Masoumeh, D. & Hamid Reza H., (March 2012). “Quad Band CPW-Fed Monopole Antenna for MIMO Applications,” European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), (pp. 1-4),
- [32] ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์, (2557). “สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลม” งานวิจัยวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- [33] นุชนาฏ ฝาเพ็ญ, (2553). “การออกแบบสายอากาศอัตราขยายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง” วิทยานิพนธ์ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- [34] กัญชวลี สุตกระโทก, บุญลือ เนียมฝอย และ ภูษิต ปิ่นโพธิ์, (2552). “ระบบแปลงพลังงานจากคลื่นวิทยุแบบหลายย่านความถี่” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.
- [35] Vishwakarma, R. K., Ansari, J. A., & Meshram, M. K. (2006). Equilateral triangular microstrip antenna for circular polarization dual-band operation, 35, (pp. 293-296).
- [36] Sharma, P., Koul, S. K., & Chandra, S. (2008). Ka-band triangular patch antenna on micromachined high-k substrate. IEICE transactions on communications, 91(6), (pp. 2073-2076).

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [37] วัชรพล นาคทอง อำนวย เรืองวาริ และ ชัชชัย พุ่มพวง, (มกราคม - มิถุนายน 2563). การศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐานที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่น ระบายร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแถบความถี่กว้างยิ่งยวด, Naresuan University Engineering Journal (NUEJ), ฉบับที่ 15, (น. 17-32).
- [38] Jan, J. Y., Kao, J. C., Cheng, Y. T., Chen, W. S., & Chen, H. M. (9-14 July 2006). CPW-fed wideband printed planar monopole antenna for ultra-wideband operation. In 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, Mexico, (pp. 1697-1700).
- [39] Song, Y., Jiao, Y. C., Zhao, G., & Zhang, F. S. (2007). Multiband CPW-fed triangle-shaped monopole antenna for wireless applications. Progress In Electromagnetics Research, 70, (pp. 329-336).
- [40] Naktong, W., & Ruengwaree, A. (2011). Increasing bandwidth of flambeau-shape monopole antenna for UWB application. In The 8th Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand-Conference 2011, Khon Kaen, Thailand, 17-19 May 2011 (pp. 172-175).
- [41] Bikram, B., Amit, K., Basant, P., Tejraj, G., & Dharti R. S., (2017) Design of CPW-Fed Triangular Shaped UWB Antenna for Multiband Applications. International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), 4(7), (pp. 2123-2128).
- [42] Tripathi, S., Mohan, A., & Yadav, S. (2015). "A compact Koch fractal UWB MIMO antenna with WLAN band-rejection," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 14, (pp. 1565-1568).
- [43] Wu, W., B. Yuan, & Wu, A. (2018). "A quad-element UWB-MIMO antenna with band-notch and reduced mutual coupling based on EBG structures," International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2018, Article ID 8490740.
- [44] Bilal, M., Saleem, R., Abbasi, H. H., Shafique, M. F., & Brown, A. K. (2016). "An FSS-based nonplanar quad-element UWB-MIMO antenna system," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 16, (pp. 987-990).
- [45] Sipal, D., Abegaonkar, M. P., & Koul, S. K. (2017). "Easily extendable compact planar UWB MIMO antenna array," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 16, (pp 2328-2331).

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [46] Ali, W. A., & Ibrahim, A. A. (2017). "A compact double-sided MIMO antenna with an improved isolation for UWB applications," *AEU — International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 82, (pp. 7–13)
- [47] Tang, Z., Wu, X., Zhan, J., Hu S., Xi, Z., & Liu, Y., (2019). "Compact UWB-MIMO antenna with high isolation and triple band-notched characteristics," *Applied Sciences*, Vol. 7, (pp. 19856–19865),
- [48] Amin, F., Saleem, R., Shabbir, T., Bilal, M., & Shafique, M. F. (2019). "A compact quad-element UWB MIMO antenna system with parasitic decoupling mechanism," *Applied Sciences*, Vol. 9, No. 11.
- [49] Srivastava, K., Kumar, A., Kanaujia, B. K., Dwari, S., & Kumar, S. (2019). "A CPW-fed UWB MIMO antenna with integrated GSM band and dual band notches," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 29, No. 1, e21433,
- [50] Sultan, K. S. & Haythem Hussein A., (2019). "Planar UWB MIMO-diversity antenna with dual notch characteristics," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 93, (pp. 119–129).
- [51] Sun, H., Guo, Y. X., He, M., & Zhong, Z. (2012). "Design of a high-efficiency 2.45-GHz rectenna for low-input-power energy harvesting," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, (pp. 929 – 932).
- [52] Ahmed, S., Zakaria, Z., Husain, M. N., & Alhegazi, A., (2017). "Design of rectifying circuit and harmonic suppression antenna for RF energy harvesting," *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, vol. 9, no. 2–13, (pp. 63–67).
- [53] Awais, Q., Jin, Y., Chattha, H. T., Jamil, M., Qiang, H., & Khawaja, B. A. (2017). "A compact rectenna system with high conversion efficiency for wireless energy harvesting," *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, vol. 9, no. 2–13, (pp. 63–67).
- [54] Said, M. A. M., Zakaria, Z., Husain, M. N., Misran, M. H., & Noor, F. S. M. (2019). "2.45 GHz rectenna with high gain for RF energy harvesting," *Telkomnika*, vol. 17, no. 1, (pp. 384–391).
- [55] Li, X., Yang, L., & Huang, L. (2019). "Novel design of 2.45-GHz rectenna element and array for wireless power transmission," *IEEE Access*, vol. 7, (pp. 28356–28362).

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [56] Erkmen, F., Almoneef, T. S., & Ramahi, O. M. (2018). “Scalable electromagnetic energy harvesting using frequency-selective surfaces,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, no. 5, (pp. 2433–2441).





ผลงานวิจัยตีพิมพ์

วัชรพล นาคทอง อำนวย เรืองวารี และ ธัชชัย พุ่มพวง . “การศึกษาการปรับจูนสายอากาศ โมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐานที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแถบความถี่กว้างยิ่งยวด” Naresuan University Engineering Journal (NUEJ), ฉบับที่ 15, มกราคม - มิถุนายน 2563, หน้า17-32.

Watchaphon Naktong and Amnoiy Ruengwaree. “Four-Port Rectangular Monopole Antenna for UWB-MIMO Applications,” Progress in Electromagnetics Research, 87, 2020, pp19-38.

Watchaphon Naktong Amnoiy Ruengwaree Nuchanart Fhafhien and Piyaporn Krachodnok. “Resonator Rectenna Design Based on Metamaterials for Low-RF Energy Harvesting,” CMC-Computers, Materials & Continua, 2021.

วัชรพล นาคทอง อำนวย เรืองวารี และ อภิญญา ดีค่ายคำ “การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยเทคนิคการเซาะร่องและแผ่นสะท้อนสำหรับใช้งานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB” การประชุมวิชาการวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสถาปัตยกรรมศาสตร์ (ESTACON 2021) ครั้งที่ 12, ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน นครราชสีมา, ไทย, หน้าที่ 899-904, 20 สิงหาคม 2563.

NUEJ

NARESUAN UNIVERSITY ENGINEERING JOURNAL

January - June 2020 Vol.15, No.1
ISSN : 2651-1568



กองบรรณาธิการวิศวกรรมสาร มหาวิทยาลัยนเรศวร

ที่ปรึกษา		
ศาสตราจารย์ ดร.สมชาย	วงศ์วิเศษ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
รองศาสตราจารย์ ดร.สุชาติ	แย้มแมน	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองศาสตราจารย์ ดร.ศรินทร์ทิพย์	แทนธานี	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองศาสตราจารย์ ดร.อุรุยา	วีสกุล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์
บรรณาธิการ		
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุธินิตย์	พุทธพนม	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อุพงษ์	พงษ์เจริญ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองบรรณาธิการ		
รองศาสตราจารย์ ดร.สุวิทย์	ภิระวิทยา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ดร.พิสุทธิ์	อภิขยกุล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ดร.ศิลา	วีรพันธุ์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ผู้ช่วยบรรณาธิการ		
ดร.จิรวดี	ผลประเสริฐ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ดร.สุรพล	เจริญสุข	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
กองบรรณาธิการ		
ศาสตราจารย์ ดร.โกสินทร์	จำนงไทย	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ศาสตราจารย์ ดร.ไพศาล	มณีสว่าง	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ศาสตราจารย์ ดร.จันทพร	ผลากรกุล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ศาสตราจารย์ ดร.ประดิษฐ์	เทอดทูล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
ศาสตราจารย์ ดร.วนิดา	จินศาสตร์	คณะวิทยาศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
ศาสตราจารย์ ดร.วิโรจน์	บุญอำนวยการวิทยา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ศาสตราจารย์ ดร.วัฒน์วงศ์	รัตนวราห	สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ศาสตราจารย์ ดร.สมชาย	วงศ์วิเศษ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ศาสตราจารย์ ดร.สัมพันธ์	ฤทธิเดช	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม
ศาสตราจารย์ ดร.สำเร็จ	จักรใจ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

กองบรรณาธิการ		
ศาสตราจารย์ ดร.อภิรักษ์	ธนชยานนท์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ศาสตราจารย์ ดร.พวงรัตน์	ขจิตวิษยานุกุล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
ศาสตราจารย์ ดร.อิสระชัย	งามหรุ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
Professor Christian	Hicks	Deputy Director, Professor of Operations Management Newcastle University United Kingdom,
รองศาสตราจารย์ ดร.กำชัย	นัยธิติกุล	สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์และทรัพยากร มหาวิทยาลัยวลัยลักษณ์
รองศาสตราจารย์ ดร.กุลยา	กนกजारูจิจิตร	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองศาสตราจารย์ ดร.เฉลิมราช	วันทวิน	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
รองศาสตราจารย์ ดร.ทรงพล	กาญจนชูชัย	คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
รองศาสตราจารย์ ดร.นิพนธ์	ธีรอำพน	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
รองศาสตราจารย์ ดร.นิลวรรณ	ชุ่มฤทธิ์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ
รองศาสตราจารย์ ดร.นิวิท	เจริญใจ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
รองศาสตราจารย์ ดร.มัทนี	สงวนเสริมศรี	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองศาสตราจารย์ ดร.ยศชนัน	วงศ์สวัสดิ์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหิดล
รองศาสตราจารย์ ดร.ลัญจกร	วุฒิสถิตกุลกิจ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
รองศาสตราจารย์ ดร.วัชรินทร์	โพธิ์เงิน	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
รองศาสตราจารย์ ดร.วัสสนัย	วรรณัจฉริยา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่
รองศาสตราจารย์ ดร.วิระสิทธิ์	อัมถวิล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น
รองศาสตราจารย์ ดร.สงวน	ปัทมธรรมกุล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น
รองศาสตราจารย์ ดร.สถาพร	โกคา	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยอุบลราชธานี
รองศาสตราจารย์ ดร.สมบัติ	ชื่นชุกกลัน	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองศาสตราจารย์ ดร.สมร	หิรัญประดิษฐกุล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองศาสตราจารย์ ดร.สุชาติ	แย้มแมน	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
รองศาสตราจารย์ ดร.ธัญดา	พรรณเชษฐ์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น
รองศาสตราจารย์ ดร.อภิชัย	ฤตวิรุฬห์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
Assoc.Prof.Dr. Vo Ngoc	Dieu	Ho Chi Minh City University of Technology Vietnam
รองศาสตราจารย์ ดร.พนัส	นัถฤทธิ์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร

กองบรรณาธิการ		
รองศาสตราจารย์ เมธี	บุญพิเชฐวงศ์	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยขอนแก่น
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.แก้วกันยา	สุดประเสริฐ	คณะพลังงานสิ่งแวดล้อมและวัสดุ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พนมขวัญ	ริยะมงคล	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปาจรีย์	ทองสนิท	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ศุภวรรณ	พลพิทักษ์ชัย	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมลักษณ์	วรรณกุล ก็ยลาโรว่า	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สสิกรณณ์	เหลือวิชชเจริญ	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ดร.นฤมล	สีพลไกร	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
ดร.ธณิกานต์	ธงชัย	คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร
Dr. Sasidharan	Sreedharan	University of Hawaii USA
Dr. Ivan	Lee	School of Information Technology and Mathematical Sciences University of South Australia

สารบัญ

Research Articles

Effect of Dye and NaCl Concentrations on Methylene Blue Dye Removal by Electrocoagulation
Dang Trung Tri Trinh, Wilawan Khanitchaidecha, Thotsaphon Threrujirapapong, Auppatham Nakaruk.....1

การวิเคราะห์ปัจจัยและการจัดเส้นทางสำหรับการเดินรถสาธารณะในจังหวัดอุบลราชธานี
Analysis of Criteria and Public Transportation Routing in Ubonratchathani Province
ชาญณรงค์ ภูชงควาริน, กสิณ รังสิกรรพุม
Channarong Puchongkawarin, Kasin Ransikarbum6

การศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐานที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับ
แถบความถี่กว้างยิ่งยวด
A Study of Tuning the CPW Fed Basic Geometric Monopole Antenna for UWB Applications
วัชรพล นาคทอง, อำนวย เรืองวารี, อัชชัย ทุมพวง
Watcharaphon Nakton, Amnoiy Ruengwaree, Tajchai Pumpoung.....17

การประยุกต์ใช้วิธีเชิงพันธุกรรมสำหรับการจัดตารางการผลิตระบบการผลิตแบบไหลเลื่อนผสม
A Genetic Algorithm for Hybrid Flow Shop Scheduling
สุนิจิตา ทองเกิด, ชูศักดิ์ พรสิงห์
Sunjita Thongkerd, Choosak Pornsing.....33

การตรวจจับและแจ้งเตือนอัตโนมัติของการล้มในห้องน้ำโดยเซนเซอร์อินฟราเรด
Automatic Detection and Alert of Fall in a Restroom by Infrared Sensor
กรกนก สาระนัน, นันทิยา ชัยบุตร
Komkanok Saranan, Nuntiya Chaiyabut.....45

การประเมินความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพการเบรก คุณสมบัติผ้าเบรก และตัวแปรในกระบวนการอัดขึ้นรูปพิมพ์ร้อน ด้วยเทคนิค
การกระจายหน้าที่เชิงคุณภาพ
Evaluation of Relationship Between Brake Performances, Properties of Brake Pad and Hot-Pressing Process
Parameters by QFD Technique
อนุธิดา มากมี, ประจวบ กล่อมจิตร์
Anutida Makmee, Prachuab Klomjit.....54

สารบัญ

Research Articles

การประยุกต์ใช้เทคนิคการจำลองสถานการณ์แบบมอนติคาร์โลเพื่อการจัดการอะไหล่สำหรับการบำรุงรักษาในอุตสาหกรรมปิโตรเลียม
An Application of Monte Carlo Simulation Techniques to Spare Parts Managing Maintenance in Petroleum Industry

สุวรรณา พลภักดิ์, นิภาส สีนะธรรม

Suwanna Ponpakdee, Nipass Leenatham.....66

Characterization of Native and Oxidized Cassava Starch Prepared Using a Solution Plasma Process

Nattha Klanarong, Samorn Hirunpraditkoon, Nagahiro Saito, Isarawut Prasertsung.....81

Review Articles

อดีต ปัจจุบัน และอนาคตของปัญหาการจัดเส้นทางยานพาหนะที่พิจารณาประเด็นด้านสิ่งแวดล้อม

Green Vehicle Routing Problem: Past, Present and Future

ธนัทพร สมใส, ปุพงษ์ พงษ์เจริญ

Thanatporn Somsai, Ppong Pongcharoen.....89

การศึกษาการปรับสายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐานที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม
สำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแถบความถี่กว้างยิ่งยวด

A Study of Tuning the CPW Fed Basic Geometric Monopole Antenna for UWB
Applications

วัชรพล นาคทอง¹, อำนวย เรืองวารีย์^{1*}, ธัชชัย พุ่มพวง²
Watcharaphon Nakton¹, Amnoiy Ruengwaree^{1*}, Tajchai Pumpoung²

¹สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
²สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอิสาน
¹Department of Electronics Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi
²Department of Telecommunications Engineering, Rajamangala University of Technology Isan

*Corresponding author e-mail: amnoiy.r@en.rmutt.ac.th

(Received: 5 October 2019, Revised: 4 December 2019, Accepted: 28 February 2020)

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการศึกษาโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐาน 3 แบบ คือ สี่เหลี่ยมผืนผ้า วงกลม และ สามเหลี่ยม ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในแถบความถี่กว้างยิ่งยวดตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz ด้วยเทคนิคการเจาะบนระนาบกราวด์ สายอากาศทุกแบบจากการออกแบบในบทความฉบับนี้มีขนาดโดยรวม 34x34 มม² ถูกสร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์ บนวัสดุฐานรองชนิด FR-4 ที่มีความหนา 0.764 มม โดยการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศอาศัยการจำลองแบบทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST เพื่อวิเคราะห์หาโครงสร้างสายอากาศที่ดีที่สุดเพื่อนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบ ซึ่งจากการทดสอบพบว่าโครงสร้างสายอากาศที่ตอบสนองต่อช่วงความถี่ที่ใช้งานได้ดีที่สุด คือ สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ความถี่ 2.97-12.26 GHz มีค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ 4.53:1 มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทาง มีค่าอัตราขยายเฉลี่ยตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งาน 3.07 dBi และมีประสิทธิภาพของสายอากาศมากกว่าร้อยละ 99.63

คำสำคัญ: สายอากาศโมโนโพล, ท่อนำคลื่นระนาบร่วม, สายอากาศแบบเจาะร่อง, ความถี่กว้างยิ่งยวด

Abstract

This paper proposed the study of the tuning of 3 basic geometric structures of monopole antenna: rectangular, circular, and triangular shape. The coplanar waveguide fed input signals to these antennas for ultra-wideband (UWB) applications as the IEEE 802.15.3a standard, which covers the frequency band of 3.1-10.6 GHz. The frequency bandwidth enhancement technique exploited in this work which is the slotted on the ground plane. All types of designed antennas have an overall size of 34x34 mm². The fabricated antenna structures were on the FR-4 printed circuit board (PCB), whose thickness is 0.764 mm. The antennas are analyzed and designed by using the electromagnetic field simulation CST program to optimize to the best structure for antenna fabrication. In the measurement process, the results showed that the best response, $S_{11} < -10$ dB, cover the frequency band of 2.97-

12.26 GHz, was obtained from the rectangular monopole. The bandwidth ratio was 4.13:1. The radiation pattern was omnidirectional. The average gain over the frequency band was 3.07 dBi, and the antenna efficiency was over 99.63%.

Keywords: Monopole antenna, Co-planar waveguide, Slotted antenna, Ultra-wideband

1. บทนำ

ปัจจุบันในระบบสื่อสารแบบไร้สายในแถบความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra-Wideband: UWB) ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ที่ถูกกำหนดโดยคณะกรรมการกลางกำกับดูแลกิจการสื่อสาร (Federal Communications Commission: FCC) สามารถรองรับการใช้งานได้ 2 ช่วงความถี่ คือ ช่วงความถี่ใช้งานต่ำ 960 MHz และช่วงความถี่สูง 3.1-10.6 GHz ที่มีแบนด์วิดท์กว้าง 7.5 GHz และจะมีแบนด์วิดท์ในแต่ละสัดส่วนของการส่งสัญญาณมากกว่าร้อยละ 20 หรือมีการใช้แบนด์ความถี่มากกว่า 500MHz ใช้หลังงานต่ำระยะใกล้และค่าความล้มพันธ์ของเวลาหน่วงกลุ่ม (group delay time) มีค่าการหน่วงเวลาไม่เกิน ± 2 ns (Bustamante et al., 2017; US Federal Communications Commission, 2002; Coase, 2013) ซึ่งปัจจุบันเทคโนโลยีแถบความถี่กว้างยิ่งยวดมีบทบาทเป็นอย่างมากต่อการประยุกต์ใช้งานด้านการรับส่งข้อมูลที่ต้องการความเร็วสูงและการส่งข้อมูลข่าวสารเป็นจำนวนมาก เช่น ใช้สื่อสารโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์เพื่อหาความผิดปกติทางร่างกายหรือตรวจสอบโรคต่าง ๆ ภายในร่างกายหรือทางการแพทย์นำไปใช้งานในด้านเครื่องมือที่ต้องการความแม่นยำในการผ่าตัด ในด้านของอาคารสำนักงานจะถูกใช้งานด้านการสื่อสารความเร็วสูงเชื่อมต่ออุปกรณ์ประเภทโน้ตบุ๊ก โปรเจคเตอร์ ปริ้นเตอร์ กล้องถ่ายภาพหรือกล้องถ่ายภาพวิดีโอ แสดงผลภาพ ระบบเครื่องเสียง หรือระบบควบคุมอัตโนมัติต่าง ๆ ในตัวอาคาร และในด้านการค้นหาตำแหน่งวัตถุที่เคลื่อนที่ด้วยความแม่นยำสูงถึงระดับเซนติเมตร เป็นต้น จากประโยชน์ที่ได้กล่าวมานั้น ในการรับส่งสัญญาณข้อมูลแบบไร้สายสายอากาศจึงถือเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญ ทำหน้าที่ให้กับระบบสื่อสารแบบไร้สายสามารถส่งข้อมูลได้ถูกต้องตามที่ต้องการ จึงได้มีการวิจัยหลายคนที่ยพยายาม คิดค้นและพัฒนาสายอากาศในแถบความถี่กว้างยิ่งยวดให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยส่วนใหญ่จะพัฒนาด้านโครงสร้างสายอากาศเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ เช่น การเพิ่มอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้กว้างมากยิ่งขึ้นหรือการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ

ให้สามารถใช้งานเฉพาะย่านความถี่ที่ต้องการ ด้วยเทคนิคต่าง ๆ เช่น การเจาะรูหรือเจาะผิวทองแดงที่ตัวแม่พลังงาน (radiator) และระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน (Chang et al., 2005; Jan et al., 2006; Song et al., 2007) หรือเพิ่มสลับปรับที่ตัวแม่พลังงานระนาบกราวด์ (Song et al., 2007; Naktong & Ruengwaree, 2011; Kaewchan & Ruengwaree, 2011; Moeikham & Akkarakthalin, 2011; Naji, 2013; Ruengwaree et al., 2013; Vyas & Singhal, 2014; Jalali & Sedghi, 2014; Bhaskar et al., 2016) การปรับเปลี่ยนตัวแม่พลังงานในรูปทรงเรขาคณิตต่าง ๆ ร่วมกับการเจาะผิวทองแดงของระนาบกราวด์แบบรูปบันได (Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016) ดังที่กล่าวมา ซึ่งเทคนิคดังกล่าวจะส่งผลให้โครงสร้างสายอากาศสามารถมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์กว้างขึ้นทำให้รองรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่งยวด ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a แต่เมื่อค้นคว้าเพิ่มเติมพบว่ายังมีจุดด้อยคือ มีจุดปรับมีจำนวนมากซึ่งส่งผลให้โครงสร้างของสายอากาศเกิดความซับซ้อนยากต่อการนำไปสร้างจริง (Chang et al., 2005; Jan et al., 2006; Song et al., 2007; Naktong & Ruengwaree, 2011; Kaewchan & Ruengwaree, 2011; Moeikham & Akkarakthalin, 2011; Naji, 2013; Ruengwaree et al., 2013; Vyas & Singhal, 2014; Jalali & Sedghi, 2014; Bhaskar et al., 2016; Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016; Naidu & Malhotra, 2016; Edalati et al., 2017; Bikram et al., 2017; Madanan et al., 2018)

จากปัญหาที่กล่าวไปในข้างต้นงานวิจัยนี้จึงมีแนวคิดเพื่อศึกษาและพัฒนาโครงสร้างสายอากาศสำหรับประยุกต์ใช้ในแถบความถี่กว้างยิ่งยวด ที่มีการผลิตขั้นตอนการปรับโครงสร้างที่ซับซ้อนด้วยการเลือกใช้รูปร่างตัวแม่พลังงานของสายอากาศ โมโนโพล จากรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐานได้แก่ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปสามเหลี่ยม และรูปวงกลม จากงานวิจัยที่ (Naktong et al., 2016) ได้ทำการศึกษาเทคนิคการปรับโครงสร้างสายอากาศ 2

ส่วนคือ ในส่วนแรกทำการปรับโครงสร้างของตัวแม่พลังงาน และ ส่วนที่สองทำการปรับที่บริเวณระนาบกราวด์ด้วยการเจาะผิวทองแดงทั้งสองด้านแบบ 2 ชั้น ส่งผลทำให้เกิดสายอากาศที่ผ่านการปรับสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ครอบคลุมย่านความถี่ UWB ทั้งหมดที่ต้องการ แต่พบข้อเสียคือมีความซับซ้อนของโครงสร้างดังกล่าว งานวิจัยนี้จึงเกิดแนวคิดนำเสนอการลดความซับซ้อนของการปรับโครงสร้างด้วยการปรับเจาะผิวทองแดงเพียง 1 ครั้งเท่านั้นเพื่อให้สายอากาศมีค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์รองรับการใช้งานครอบคลุมย่านความถี่ UWB ได้เช่นเดียวกัน การเจาะผิวทองแดงเพียงครั้งเดียวมีข้อดีคือทำให้เกิดความซับซ้อนทางโครงสร้างสายอากาศลดน้อยลง หัวใจสำคัญของงานวิจัยนี้เน้นการปรับโครงสร้างแบบง่าย ด้วยการป้อนสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม (Coplanar Waveguide: CPW) เพื่อให้โครงสร้างสายอากาศอยู่ในระนาบเดียวกันตัวป้อนสัญญาณ จึงเลือกโครงสร้างสายอากาศโมโนโพล (Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016) ที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานลักษณะเป็นรอบทิศทาง (omnidirectional) หรือส่งสัญญาณได้ทุกทิศทาง โดยมีค่าอัตราขยายสูงสุดไม่ต่ำกว่า 3.28 dBi ที่ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half Power Beam Width: HPBW) เท่ากับ 80° (Balanis, 2005) และสามารถตอบสนองต่อการประยุกต์ใช้งานกับแถบความถี่กว้างยิ่งยวดได้เป็นอย่างดี เทคนิคการเจาะผิวทองแดงบนระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน (Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016; Naidu & Malhotra, 2016; Edalati et al., 2017; Bikram et al., 2017; Madanan et al., 2018) ถูกนำมาใช้ สำหรับการวิเคราะห์ผลของค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่มีการครอบคลุมแถบความถี่ UWB ใช้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $|S_{11}|$ (dB) มาประกอบการวิเคราะห์เนื่องจากผลของค่า $|S_{11}|$ (dB) เมื่อทำการแปลงผลกลับจะส่งผลต่อค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์โดยตรง (Balanis, 2005) งานวิจัยนี้ใช้การจำลองแบบมาช่วยสำหรับการปรับโครงสร้างสายอากาศโดยเลือกใช้โปรแกรม Computer Simulation Technology (CST)

โครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอถูกออกแบบบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีวัสดุฐานรองชนิด FR4 ที่มีคุณสมบัติในด้านของค่าความนำกระแสไฟฟ้าคงที่ เหมาะกับการใช้งานในย่านความถี่สูงได้เป็นอย่างดี (Naktong & Ruengwaree, 2011; Kaewchan & Ruengwaree, 2011; Moeikham & Akkarakethalin, 2011)

สำหรับขั้นตอนในนำเสนอการวิจัยนี้ประกอบไปด้วยการศึกษาพัฒนาโครงสร้างสายอากาศในส่วนที่ 2 การออกแบบและผลการจำลองส่วนที่ 3 การสร้างและทดสอบนำมาเปรียบเทียบผลสายอากาศกับงานวิจัยที่ผ่านมาส่วนที่ 4 และการสรุปผลส่วนสุดท้ายจะถูกนำเสนอในส่วนที่ 5

2. การศึกษาพัฒนาโครงสร้างสายอากาศ

การศึกษาพัฒนาโครงสร้างสายอากาศสำหรับรองรับการใช้งานแถบความถี่กว้างยิ่งที่มีการปรับเน้นความไม่ซับซ้อนเริ่มด้วยการเลือกรูปร่างของตัวแม่พลังงานของสายอากาศ บทความวิจัยนี้จึงนำเสนอรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐาน 3 รูปแบบได้แก่ รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า รูปวงกลม และรูปสามเหลี่ยม (Naktong et al., 2016) โดยการคำนวณพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแบ่งขั้นตอนออกได้เป็น 5 ขั้นตอน คือ

2.1 การกำหนดขนาดของสายอากาศโดยรวม

ขนาดของสายอากาศโดยรวมเบื้องต้นจะถูกพิจารณาและถูกกำหนดเป็นอันดับแรก เพื่อใช้ในการกำหนดและคำนวณพารามิเตอร์อื่น ๆ ของสายอากาศในลำดับถัดไป ขนาดสายอากาศโดยรวมสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (1) - (4) (Balanis, 2005; Prasanna & Sridevi, 2014) โดยพิจารณาจากพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 1 ในรูปที่ 1 เป็นโครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม โดยในการคำนวณเบื้องต้นนั้นจะพิจารณาช่วงความถี่ต่ำของระบบ UWB (3.1 GHz) ก่อนเนื่องจากจะส่งผลต่อระยะความยาวคลื่น (λ) ที่มากที่สุดเมื่อ

$$W_1 = \frac{0.57c}{f_r} \sqrt{\epsilon_r + 1} \quad (\text{มม.}) \quad (1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} (1 + 0.3h) \quad (\text{มม.}) \quad (2)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W_1}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W_1}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{มม.}) \quad (3)$$

$$L_1 = \frac{0.63\lambda}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (\text{มม.}) \quad (4)$$

โดยที่

c คือ ความเร็วแสง ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$)

f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์ (3.1 GHz)

h คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง FR4 (0.764 มม.)

W_1 คือ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ (34 มม.)

L_1 คือ ความยาวของแผ่นสายอากาศ (34 มม.)

λ คือ ความยาวคลื่น (96.77 มม.)

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (4.3)

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกประสิทธิผล (3.26)

ΔL คือ ความยาวการกระจายคลื่นในแนวเส้นสนามไฟฟ้า (0.37 มม.)

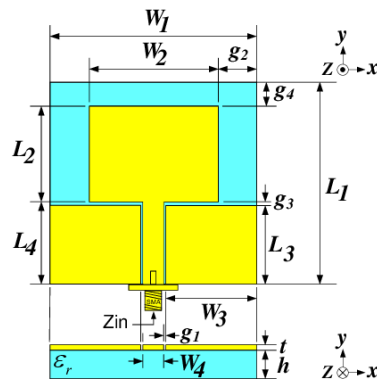
t คือ ความหนาของแผ่นทองแดง (0.017 มม.)

g_1 คือ ความกว้างระหว่างสายนำสัญญาณถึงระนาบกราวด์

g_2 คือ ความกว้างระหว่างตัวแผ่พลังงานถึงแผ่นฐานรอง FR4

g_3 คือ ความยาวระหว่างตัวแผ่พลังงานถึงระนาบกราวด์

g_4 คือ ความยาวระหว่างตัวแผ่พลังงานถึงแผ่นฐานรอง FR4



รูปที่ 1 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม

2.2 การกำหนดขนาดของตัวแผ่พลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

หากพิจารณาจากโครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้าป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมแสดงดังรูปที่ 1 สามารถคำนวณหาความกว้างและความยาวของตัวแผ่พลังงานได้จากสมการที่ (5) และ (6) (Balanis, 2005) คือ

$$W_2 = 0.35\lambda \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{1/2} \quad (\text{มม.}) \quad (5)$$

$$L_2 = \frac{0.35\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad (\text{มม.}) \quad (6)$$

โดยที่

W_2 คือ ความกว้างของตัวแผ่พลังงาน

L_2 คือ ความยาวของตัวแผ่พลังงาน

ซึ่งในส่วนการป้อนสัญญาณด้านอินพุต (Z_{in}) เข้าที่หัวเชื่อมต่อ SMA แสดงดังรูปที่ 1 ให้กับตัวสายอากาศ สำหรับงานวิจัยนี้ใช้วิธีการป้อนสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วม ลักษณะของสายนำสัญญาณรูปแบบนี้ตัวนำสัญญาณกับระนาบกราวด์จะอยู่ในระนาบเดียวกันโดยจะมีระนาบกราวด์ตัววางร่วมกันอยู่ทั้งสองข้างตัวนำสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 1 โดยอ้างอิงค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณตามตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จากการออกแบบสายอากาศเบื้องต้น

ขนาดความกว้าง		ขนาดความยาว	
ตัวแปร	ขนาด (มม.)	ตัวแปร	ขนาด (มม.)
W_1	34.00	L_1	34.00
W_2	21.00	L_2	16.00
W_3	3.10	L_3	13.40
W_4	15.15	L_4	12.00
g_1	0.30	g_3	1.40
g_2	6.50	g_4	4.60

ค่าพารามิเตอร์จากตารางที่ 1 ส่วนที่เหลือสามารถคำนวณได้ดังสมการต่อไปนี้

$$W_3 = \frac{0.057 \times c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{มม.}) \quad (7)$$

$$L_3 = \frac{0.25 \times c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{มม.}) \quad (8)$$

$$W_4 = \frac{0.283 \times c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{มม.}) \quad (9)$$

$$L_4 = \frac{0.224 \times c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{มม.}) \quad (10)$$

โดยที่

W_3 คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ

L_3 คือ ความยาวของสายนำสัญญาณ

W_4 คือ ความกว้างของระนาบกรวดพร้อม

L_4 คือ ความยาวของระนาบกรวดพร้อม

2.3 การกำหนดขนาดของตัวแม่พลังงานรูปวงกลม

การคำนวณหาค่ารัศมีของสายอากาศรูปวงกลมนั้นสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (10) และ (11) (Balanis, 2005) เมื่อ

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (10)$$

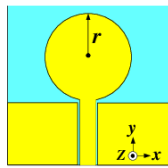
$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (11)$$

โดยที่

F คือ รัศมีประสิทธิภาพของตัวแม่พลังงานแบบวงกลม (13.68)

r คือ รัศมีของตัวแม่พลังงานแบบวงกลม (12.32 มม.)

เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนค่าพารามิเตอร์จากสมการที่ (10)-(11) สามารถแสดงดังโครงสร้างในรูปที่ 2



รูปที่ 2 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมพร้อมด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม

2.4 การกำหนดขนาดของตัวแม่พลังงานรูปสามเหลี่ยม

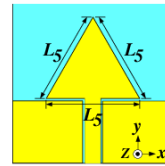
งานวิจัยนี้เลือกสายอากาศรูปสามเหลี่ยมเป็นลักษณะสามด้านเท่า การคำนวณหาค่าขนาดความยาวแต่ละด้านของสายอากาศใช้สมการที่ (12) (Vishwakarma et al., 2006; Sharma et al., 2008) และโครงสร้างสายอากาศแสดงดังรูปที่ 3

$$L_5 = \frac{2c}{3f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (12)$$

โดยที่

L_5 คือ ความยาวในหนึ่งด้านของสายอากาศรูปสามเหลี่ยม

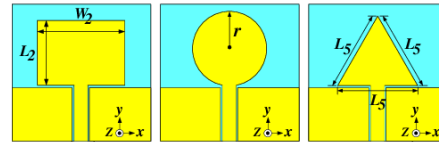
(31.11 มม.)



รูปที่ 3 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสามเหลี่ยมพร้อมด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วม

2.5 การเปรียบเทียบคุณสมบัติจากการจำลองแบบ

พารามิเตอร์ต่าง ๆ ในตารางที่ 1 เป็นค่าที่ได้จากการคำนวณโครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลที่มีตัวแม่พลังงานเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณด้านเข้าด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมสำหรับขนาดพารามิเตอร์ของตัวแม่พลังงานแบบสามเหลี่ยมและวงกลมแสดงค่าได้ดังรูปที่ 2 และ 3 แต่ยังไม่ใช้พารามิเตอร์ในส่วนระนาบกรวดเช่นเดียวกับในรูปที่ 1 สำหรับการปรับโครงสร้างสายอากาศของทั้ง 3 รูปแบบจะอธิบายให้ชัดเจนในส่วนต่อไป

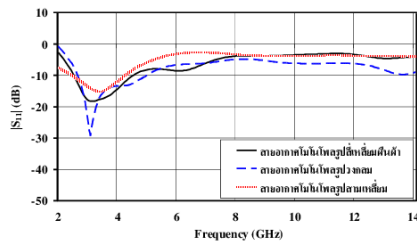


(ก) รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (ข) รูปวงกลม (ค) รูปสามเหลี่ยม

รูปที่ 4 การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบเริ่มต้น

เพื่อให้เห็นภาพรวมการออกแบบสายอากาศตามหัวข้อ 2.1 – 2.4 จึงทำการสรุปรวมลักษณะของโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมพื้นฐานทั้ง 3 รูปแบบไว้ในรูปภาพเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 4 และนำโครงสร้างของสายอากาศพร้อมพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้ทั้งหมดมาวิเคราะห์ผลด้วยการจำลอง

แบบโดยใช้โปรแกรม CST จากผลการจำลองแบบพบว่า สายอากาศทั้ง 3 รูปแบบที่ได้นำเสนอก่อนหัวข้อย่อก่อนหน้า นี้มีค่า $|S_{11}|$ (dB) ต่ำกว่า -10 dB ในช่วงบริเวณความถี่ 3.1 GHz ตามที่ได้ทำการออกแบบไว้ในขั้นตอน ผลการตอบสนองดังกล่าว แสดงดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 ผลการจำลองแบบของค่า $|S_{11}|$ (dB) ที่ได้จากสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า วงกลมและสามเหลี่ยมก่อนการปรับโครงสร้าง

จากรูปที่ 5 สังเกตได้ว่า สายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมมีการตอบสนองกับความถี่ 3.1 GHz มากที่สุด รองลงมาคือรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า และรูปสามเหลี่ยมตามลำดับ ดังแสดงผลคุณสมบัติจากการจำลองแบบของค่าพารามิเตอร์ ๆ ของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบจากรูปที่ 5 ได้ดังตารางที่ 2

ตารางที่ 2 คุณสมบัติจากการจำลองของค่าพารามิเตอร์ ๆ ของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบ

สายอากาศ	สี่เหลี่ยมผืนผ้า	วงกลม	สามเหลี่ยม
ขนาดของตัวแม่พลังงาน	$W_1 = 21$ มม. $L_2 = 16$ มม.	$r = 12.32$ มม.	$L_3 = 31.11$ มม.
$ S_{11} $ (dB)	-18.16	-28.97	-14.89
VSWR	1.24:1	1.09:1	1.48:1
Gain (dBi)	3.14	3.78	2.95
BW (GHz)	1.96	2.37	2.16
Z_{in} (Ω)	43.91+1.35j	53.62+j6.26	40.22+j20.66

3. การออกแบบและการจำลองแบบของสายอากาศโมโนโพลต้นแบบ

การออกแบบโครงสร้างสายอากาศต้นแบบเริ่มต้นจากการนำค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโมโนโพลรูปเรขาคณิตพื้นฐานทั้ง 3 รูปแบบแสดงดังรูปที่ 4 มาปรับเปลี่ยนโครงสร้างเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพทำให้สายอากาศสามารถรองรับการใช้งานในแถบ

ความถี่กว้างยิ่งยวดได้ กล่าวคือขั้นตอนแรกทำการวิเคราะห์ค่า $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบแสดงดังรูปที่ 5 จากรูปพบว่าที่ย่านความถี่ 3.1 GHz นั้น $|S_{11}|$ (dB) มีค่าต่ำกว่า -10 dB แต่เมื่อพิจารณาที่ย่านความถี่สูงคือที่ความถี่ 4.5 - 10.6 GHz ค่า $|S_{11}|$ (dB) มีค่าสูงกว่า -10 dB ตลอดย่านความถี่ UWB ซึ่งไม่สามารถนำสายอากาศไปใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดังนั้น เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวผู้วิจัยทำการประยุกต์ใช้เทคนิคการเซาะพื้นผิวทองแดงบนระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน (Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016; Naidu & Malhotra, 2016; Edalati et al., 2017; Bikram et al., 2017; Madanan et al., 2018) ของสายอากาศ ร่วมกับการพิจารณาผลตอบสนองของสายอากาศต่อความถี่กลางของช่วงความถี่ 4.5 - 10.6 GHz (7.5 GHz) ด้วยการวิเคราะห์และคำนวณค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศใหม่อีกครั้งด้วยสมการที่ (13-14) (Naidu & Malhotra, 2016; Matin & Sayeed, 2010; Mahmoud & Hamad, 2016)

$$R_m \begin{cases} 45 \left(\frac{\lambda}{W_1} \right)^2 & W_1 \ll \lambda \\ 60 \left(\frac{\lambda}{W_1} \right)^2 & W_1 \gg \lambda \end{cases} \quad (\Omega) \quad (13)$$

$$L_6 = \frac{L_4}{32\pi} \cos^{-1} \left(\frac{Z_0}{R_m} \right) \quad (\text{มม.}) \quad (14)$$

โดยที่

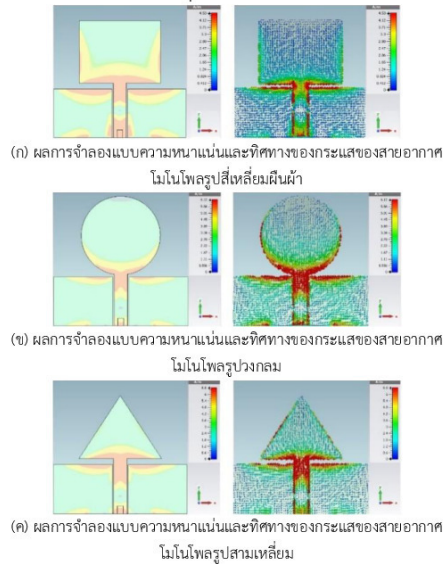
L_6 คือ ความยาวของร่องระนาบกราวด์ (มม.)

R_m คือ ค่าความต้านทานอินพุต (Ω)

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุต (50 Ω)

สำหรับการประยุกต์ใช้เทคนิคการเซาะพื้นผิวทองแดงบนระนาบกราวด์สิ่งสำคัญคือการหาตำแหน่งที่เหมาะสมในการเซาะผิวทองแดง กล่าวคือทำการจำลองแบบหาค่าความหนาแน่นและรูปแบบทิศทางของกระแสบนพื้นผิวทองแดงของตัวสายอากาศเพื่อใช้ประกอบการวิเคราะห์หาตำแหน่งการเซาะพื้นผิวทองแดงที่ส่งผลตอบสนองกับความถี่ที่ต้องการมากที่สุด จากผลจำลองแบบสายอากาศทั้งสามรูปแบบที่ความถี่ 5.5 6.5 7.5 8.5 และ 9.5 GHz พบว่าผลจากการจำลองแบบมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกันคือค่าความหนาแน่นและทิศทางของกระแสที่ปรากฏจะมาก

บริเวณเดียวกันคือ บริเวณด้านล่างของตัวแม่พลังงานที่เป็นจุดเชื่อมต่อกับสายนำสัญญาณสำหรับป้อนสัญญาณและบริเวณด้านบนแผ่นระนาบกรวดทั้งสองด้าน ดังรูปที่ 6 (บริเวณพื้นที่สีแดง) แสดงความหนาแน่นและทิศทางกระแสที่ได้จากการจำลองแบบที่ความถี่ 7.5 GHz สรุปได้ว่าการปรับโครงสร้างสายอากาศด้วยการเจาะร่องบริเวณดังกล่าวจึงส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติที่สำคัญของสายอากาศ (Ruengwaree et al., 2013; Vyas & Singhal, 2014; Jalali & Sedghi, 2014; Bhaskar et al., 2016; Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016) เช่น ค่าแบนวิดท์ อิมพีแดนซ์และอัตราขยาย เป็นต้น มากที่สุด

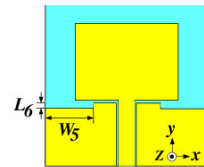


รูปที่ 6 การเปรียบเทียบผลจำลองแบบความหนาแน่นและทิศทางของกระแสของการเจาะพื้นผิวทองแดงของระนาบกรวดที่ความถี่ 7.5 GHz

จากการศึกษา คำนวณและวิเคราะห์ผลการจำลองแบบของความหนาแน่นและทิศทางของกระแสของสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบและได้ทำการเจาะพื้นผิวทองแดงบริเวณที่กล่าวมาผลลัพธ์ที่ได้จากการปรับโครงสร้างดังกล่าวได้นำเสนอในหัวข้อถัดไป

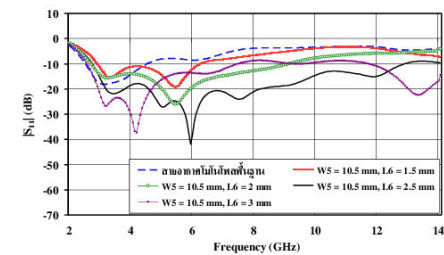
3.1 ผลจากการเจาะพื้นผิวทองแดงของระนาบกรวดทั้งสองด้านของสายอากาศที่มีตัวแม่พลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า

ผลการจำลองแบบของสายอากาศที่มีตัวแม่พลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่มีการเจาะพื้นผิวทองแดงบริเวณระนาบกรวดทั้งสองด้านแสดงดังรูปที่ 7 จากรูปที่ 7 พบว่าการปรับเจาะโครงสร้างสายอากาศส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า $|S_{11}|$ (dB) พารามิเตอร์ทางกายภาพที่พิจารณาในการเจาะพื้นผิวทองแดงบริเวณระนาบกรวดประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ตัวคือขนาด W_5 และ L_6 เหตุที่ทำการปรับพารามิเตอร์เพียง 2 ตัวเพื่อความไม่ซับซ้อนของโครงสร้างสายอากาศ ตำแหน่งของพารามิเตอร์แสดงดังรูปที่ 7 การปรับขนาด W_5 จะกำหนดค่าคงที่ให้เท่ากับ 10.5 มม. แต่ทำการปรับขนาด L_6 ตั้งแต่ 1.5 2.0 2.5 และ 3.0 มม. ค่าที่เลือกปรับดังกล่าวเป็นค่าที่ได้ประมาณค่าจากการคำนวณตามสมการ (14) มาในเบื้องต้น



รูปที่ 7 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปลิ่มเหลี่ยมผืนผ้า

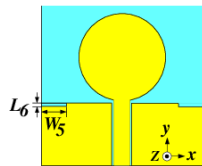
นำผลการจำลองแบบการปรับโครงสร้างของสายอากาศตามรูปที่ 7 มาเปรียบเทียบกับผลแสดงดังรูปที่ 8 พบว่าขนาด W_5 มีขนาดเท่ากับ 10.5 มม. ส่วน L_6 ที่ขนาดเท่ากับ 2.5 มม. ส่งผลต่อค่า $|S_{11}|$ (dB) ทำให้สายอากาศตอบสนองช่วงความถี่ที่ดีที่สุดและครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานมากที่สุด มีอัตราส่วนแบนด์วิดท์อยู่ที่ 4.58:1 (2.81-12.86 GHz)



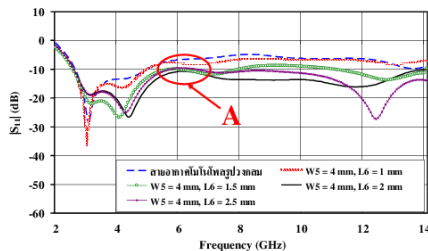
รูปที่ 8 ผลการจำลองแบบค่า $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศที่มีตัวแผ่พลังงานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ได้จากการปรับ W_5 และ L_6

3.2 ผลจากการเจาะพื้นผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้งสองด้านของสายอากาศที่มีตัวแผ่พลังงานรูปวงกลม

รูปแบบโครงสร้างสายอากาศรูปแบบที่สองคือสายอากาศโมโนโพลรูปวงกลมที่มีการปรับบริเวณระนาบกราวด์แสดงดังรูปที่ 9 กรณีนี้ได้กำหนดค่าคงที่ให้กับ W_5 เท่ากับ 4 มม. แล้วเลือกปรับขนาด L_6 ตั้งแต่ 1.5 2.0 2.5 และ 3.0 มม. เช่นเดียวกับกรณีแรกจากการจำลองแบบพบว่าที่ขนาด W_5 เท่ากับ 4 มม. และขนาด L_6 เท่ากับ 2 มม. นั้นทำให้ค่า $|S_{11}|$ (dB) ครอบคลุมย่านความถี่ที่ใช้งานมากที่สุดและมีอัตราส่วนแบนด์วิดท์อยู่ที่ 5.30:1 (2.61 - 13.82 GHz) ซึ่งครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a (3.1 - 10.6 GHz) ผลการจำลองแบบที่ได้จากการปรับโครงสร้างสายอากาศแสดงดังรูปที่ 10 แต่มีข้อสังเกตในช่วงความถี่ 6.25 GHz นั้น $|S_{11}|$ (dB) ที่ต่ำกว่า -10 dB ค่อนข้างเข้าใกล้เส้น -10 dB มาก ดังแสดงที่จุด A เมื่อนำไปสร้างจริงนั้นจะต้องคำนึงถึงอุปกรณ์ที่ต่อร่วมกับตัวสายอากาศที่ส่งผลกระทบต่อค่า $|S_{11}|$ (dB) ที่เพิ่มมากขึ้น (Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016)

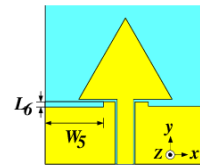


รูปที่ 9 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปวงกลม

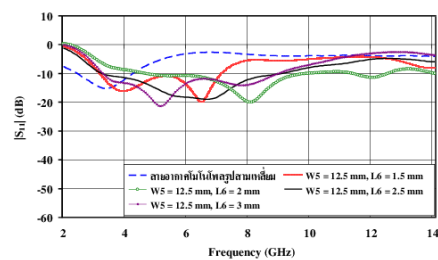


รูปที่ 10 ค่า $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศที่มีตัวแผ่พลังงานรูปวงกลมเมื่อปรับ W_5 และ L_6

3.3 ผลจากการเจาะพื้นผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้งสองด้านของสายอากาศที่มีตัวแผ่พลังงานรูปสามเหลี่ยม



รูปที่ 11 โครงสร้างของสายอากาศโมโนโพลรูปสามเหลี่ยม

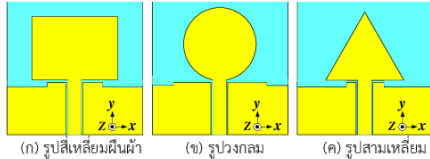


รูปที่ 12 ค่า $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศที่มีตัวแผ่พลังงานรูปสามเหลี่ยมเมื่อปรับ W_5 และ L_6

โครงสร้างสายอากาศแบบสุดท้ายเป็นโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสามเหลี่ยมแสดงดังรูปที่ 11 โดยกำหนดขนาด W_5 เท่ากับ 12.5 มม. และทำการเลือกปรับขนาด L_6 ตั้งแต่ 1.5 2.0 2.5 และ 3.0 มม. เช่นเดียวกับกรณีแรก จากผลการจำลองแบบแสดงดังรูปที่ 12 พบว่าการปรับโครงสร้างด้วยการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ขนาด W_5 เท่ากับ 12.5 มม. และขนาด L_6 เท่ากับ 2.5 มม. ส่งผลให้ค่าของ $|S_{11}|$ (dB) ตอบสนองช่วงความถี่ใช้งานได้ดีที่สุด โดยครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานมากที่สุดมีอัตราส่วนแบนด์วิดท์อยู่ที่ 2.41:1 (3.58 - 8.63 GHz) แต่ยังไม่ครอบคลุมตามย่านความถี่ UWB

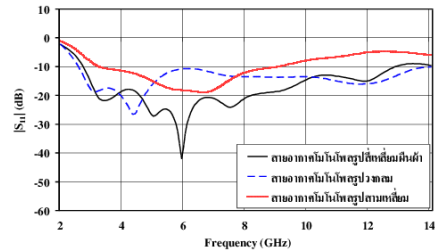
3.4 เปรียบเทียบผลคุณสมบัติจากการจำลองแบบด้วยการเจาะพื้นผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้งสองด้านของโครงสร้างสายอากาศทั้ง 3 แบบ

การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศไมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบที่มีการกระจายพื้นผิวทองแดงของระนาบกรวดแสดงดังรูปที่ 13 ซึ่งผลจากการปรับเปลี่ยนพบว่าการกระจายร่องที่ระนาบกรวดของสายอากาศสามารถเพิ่มค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้กว้างมากขึ้นตามข้อสันนิษฐานที่ตั้งไว้ก่อนหน้าจริง



รูปที่ 13 การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศไมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบเมื่อมีการกระจายพื้นผิวทองแดงของระนาบกรวด

ผลสรุปจากการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบจากโครงสร้างทั้ง 3 พบว่าโครงสร้างสายอากาศไมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าเหมาะสมต่อการใช้งานในย่านความถี่ UWB มากที่สุด รองลงมาคือ โครงสร้างสายอากาศไมโนโพลรูปวงกลม ถึงแม้ว่าสายอากาศไมโนโพลรูปวงกลมมีแบนด์วิดท์ใช้งานกว้างกว่าแบบสี่เหลี่ยมเพียงเล็กน้อย แต่ข้อด้อยที่พบคือค่า $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศไมโนโพลรูปวงกลม ประมาณช่วงความถี่ 5 - 7 GHz มีค่าใกล้เคียง -10 dB ในขณะที่รูปทรงสี่เหลี่ยมผืนผ้า นั้นมีค่าต่ำกว่า -20 dB ในช่วงความถี่ดังกล่าวหรือประมาณ -15 dB เกือบตลอดทั้งแถบความถี่ที่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a สำหรับโครงสร้างสายอากาศไมโนโพลรูปสามเหลี่ยมด้านเท่า นั้นค่า $|S_{11}|$ (dB) สังเกตได้ชัดเจนสายอากาศโครงสร้างกรณีนี้อังไม่ครอบคลุมรองรับการใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ผลการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบทั้ง 3 กรณีสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 14 และผลสรุปรายละเอียดต่าง ๆ เพิ่มเติมของผลการจำลองแบบที่ของโครงสร้างสายอากาศไมโนโพลทั้ง 3 แบบ แสดงดังตารางที่ 3

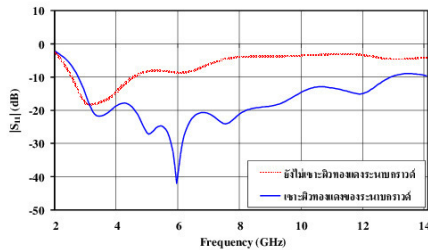


รูปที่ 14 ผลการจำลองแบบค่า $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศไมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบเมื่อมีการกระจายพื้นผิวทองแดงของระนาบกรวด

ตารางที่ 3 รายละเอียดผลการจำลองแบบที่ได้จากโครงสร้างสายอากาศไมโนโพลทั้ง 3 รูปแบบเมื่อมีการกระจายพื้นผิวทองแดงของระนาบกรวด

โครงสร้างสายอากาศไมโนโพลทั้ง 3 แบบ	ขนาด		f_c (GHz)	BW (GHz)	BW อัตราส่วน
	W_s (mm.)	L_o (mm.)			
รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า	10.5	2.5	7.84	2.81-12.86	4.58:1
รูปวงกลม	4.0	2.0	8.22	2.61-13.82	5.30:1
รูปสามเหลี่ยม	12.5	2.5	6.11	3.58-8.63	2.41:1

จากนั้นทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองแบบของสายอากาศไมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ยังไม่ได้กระจายและกระจายพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกรวดแสดงดังในรูปที่ 15 จากรูปสังเกตได้ว่าการกระจายพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกรวดจะส่งผลโดยตรงกับการขยายแบนด์วิดท์ของสายอากาศคือได้ค่า $|S_{11}|$ (dB) มีค่าต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมตลอดย่านความถี่ 2.81 - 12.86 GHz ซึ่งทำให้สายอากาศดังกล่าวรองรับการใช้งานตลอดย่านความถี่ UWB การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าทั้ง 2 กรณีแสดงดังตารางที่ 4 จากตารางที่ 4 สังเกตได้ว่าการกระจายพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกรวดส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศในส่วนของจำนวนจินตภาพ ตลอดช่วงความถี่ที่ใช้งานมีค่าใกล้เคียง 0 มากกว่ากรณีไม่กระจายพื้นผิวทองแดง ทำให้เกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีกว่า สำหรับค่าจำนวนจริงของอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ของสายอากาศมีค่าใกล้เคียงกันกับ Z_o (50 Ω) มากเช่นเดียวกัน (Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016) ความสัมพันธ์ของค่า $|S_{11}|$ (dB) สามารถคำนวณย้อนกลับเป็นค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ได้ดังสมการที่ 15-18



รูปที่ 15 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบ $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศไมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมที่ยังไม่เจาะและเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (15)$$

$$\Gamma l = \Gamma_L e^{-2j\beta l} \quad ; \quad \beta l = (2\pi / \lambda)(l) \quad (16)$$

$$RL = -20 \log |\Gamma l| \quad (\text{dB}) \quad (17)$$

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta l)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (\Omega) \quad (18)$$

โดยที่

Γ_L คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศ

Γl คือ สัมประสิทธิ์การสะท้อนสายนำสัญญาณที่ไม่มีการสูญเสีย

สูญเสีย

l คือ ความยาวสายอากาศ

Z_L คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ (Ω)

Z_o คือ ค่าอิมพีแดนซ์เอาต์พุต (50 Ω)

Z_{in} คือ อิมพีแดนซ์อินพุต (Ω)

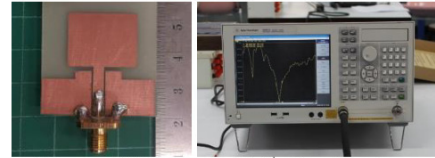
RL คือ การสูญเสียย้อนกลับ (dB)

ตารางที่ 4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ

f_c	ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ก่อนการเจาะช่อง (Ω)	ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์หลังการเจาะช่อง (Ω)
3 GHz	43.19 + j1.35	57.34 + j0.89
4 GHz	45.85 - j29.42	62.72 - j2.13
5 GHz	32.05 + j28.64	48.09 - j1.65
6 GHz	95.93 - j30.74	43.68 - j8.69
7 GHz	72.47 - j66.11	48.09 - j1.65

8 GHz	13.61 - j23.50	39.91 - j2.81
9 GHz	15.34 - j54.22	45.31 - j9.91
10 GHz	20.14 - j49.08	60.16 - j17.99

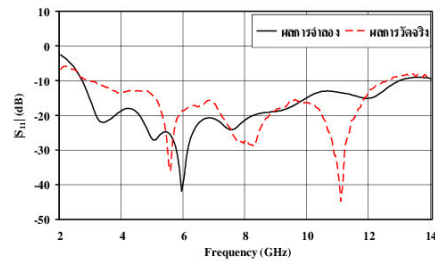
4. การสร้างและผลการทดสอบ



(ก) สายอากาศไมโนโพล

(ข) เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

รูปที่ 16 สายอากาศไมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมที่มีการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์และเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย



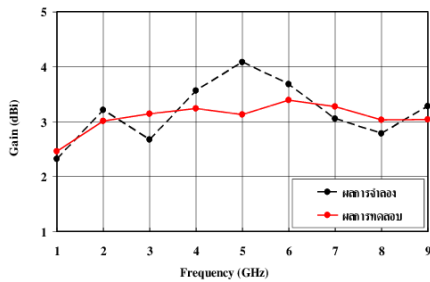
รูปที่ 17 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบ $|S_{11}|$ (dB) ของสายอากาศไมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมต้นแบบที่ได้นำเสนอ

จากการคำนวณวิเคราะห์โครงสร้างและการออกแบบสายอากาศด้วยโปรแกรมการจำลองแบบจนได้ค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดของสายอากาศไมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ป้อนสัญญาณด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมด้วยเทคนิคการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์ดังรูปที่ 7 และนำพารามิเตอร์ที่ได้ดังกล่าวมาใช้ประกอบการสร้างสายอากาศจริงแสดงดังรูปที่ 16 (ก) และทำการทดสอบสายอากาศดังกล่าวด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E5071C แสดงดังรูปที่ 16 (ข) เพื่อวัดหาค่าคุณสมบัติต่าง ๆ มาเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบที่ได้ในส่วนก่อนหน้านี้ คุณสมบัติที่ทดสอบคือ $|S_{11}|$ (dB) ดังแสดงในรูปที่ 17 อัตราขยาย (Gain) ดังแสดงรูปที่ 18 การวัดค่าความสัมพันธ์ของเวลานำกลุ่ม ดังแสดงในรูปที่ 19 และผลการจำลองแบบกับการทดสอบผลในรูปที่ 20 ผลจากการทดสอบจริง

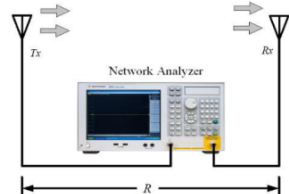
พบว่าสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมที่มีการเจาะพื้นผิวที่ระนาบกราวด์มีอัตราส่วนแบนด์วิดท์ 4.13: 1 (2.97-12.26 GHz) มีอัตราขยายเฉลี่ยตลอดช่วงความถี่ (3-11 GHz) ที่เมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองแบบและผลการทดสอบมีค่าใกล้เคียงคือมีค่าเท่ากับ 3.07 ผลการเปรียบเทียบค่าคุณสมบัติอื่น ๆ ของสายอากาศระหว่างผลการจำลองแบบและผลการทดสอบจริงแสดงได้ดังตารางที่ 5 จากตารางพบว่าค่าทั้งสองมีค่าที่ใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 5 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและการทดสอบของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมที่ได้นำเสนอ

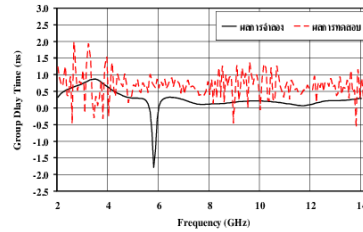
สายอากาศ	f_c (GHz)	Gain (dBi)	BW (GHz)	BW Ratio
จำลองผล	7.83	3.18	2.81-12.86	4.58:1
ผลการทดสอบ	7.61	3.07	2.97-12.26	4.13:1



รูปที่ 18 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบจริงอัตราขยายของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมต้นแบบ



รูปที่ 19 การติดตั้งระบบส่งสัญญาณเพื่อทดสอบหาค่าความสัมพันธ์ของเวลาหน่วงกลุ่ม

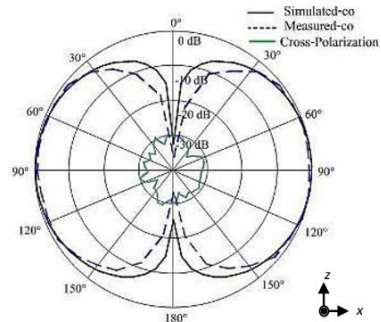


รูปที่ 20 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบค่าความสัมพันธ์ของเวลาหน่วงกลุ่มของสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมต้นแบบ

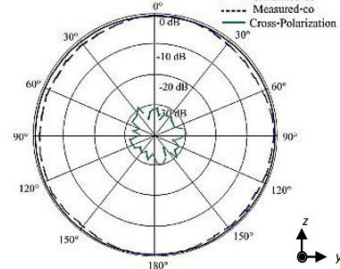
สำหรับการศึกษาผลกระทบค่าความสัมพันธ์ของเวลาหน่วงกลุ่ม (group delay time) ได้ทำการติดตั้งระบบส่งสัญญาณเพื่อทำการทดสอบค่าดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 19 เนื่องจากมาตรฐานในการรับส่งสัญญาณพัลส์ที่ส่งข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพต้องมีการแกว่งของค่าการหน่วงเวลาไม่เกิน ± 2 ns ตลอดย่านความถี่ UWB เมื่อทำการทดสอบด้วยการปรับระยะห่าง R ตั้งแต่ 10 20 30 40 และ 50 ซม. พบว่าที่ระยะห่าง R เท่ากับ 30 ซม. ส่งผลต่อค่าประสิทธิภาพที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการประยุกต์ใช้งานรับส่งสัญญาณพัลส์ ทำให้ผลตอบสนองการรับส่งข้อมูลถูกต้องตามที่ต้องการ การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบค่าความสัมพันธ์ของเวลาหน่วงกลุ่มในระยะห่าง R เท่ากับ 30 ซม. แสดงดังรูปที่ 20

การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและทดสอบจริงของแบบรูปการแผ่พลังงาน ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ช่วงความถี่ต่ำ (3.1 GHz) ความถี่กลาง (6.85 GHz) และความถี่สูง (10.6 GHz) แสดงดังรูปที่ 21 ถึง 23 การเปรียบเทียบผลดังกล่าวเพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ซึ่งพบว่าสายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ต่ำมีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทางทั้งผลการจำลองแบบและทดสอบดังแสดงในรูปที่ 21

กรณีการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่กลางและความถี่สูง พบว่าผลที่ได้จากการจำลองแบบให้แบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางแต่ขณะที่ได้ผลจากการทดสอบจริงกลับมีลักษณะเป็นแบบสองทิศทางดังแสดงในรูปที่ 22 และ 23 รายละเอียดค่าต่าง ๆ ด้านความถี่ มุม ขนาดของลำคลื่นหลัก และค่า HPBW ของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังตารางที่ 6

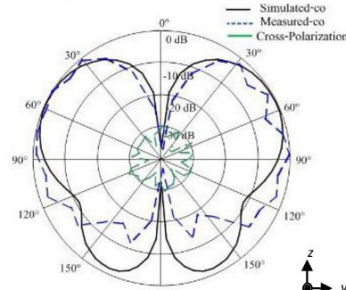


(ก) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 3.10 GHz

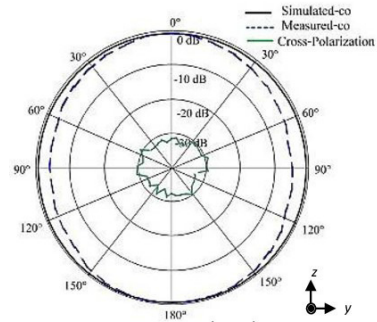


(ข) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.10 GHz

รูปที่ 21 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 3.10 GHz

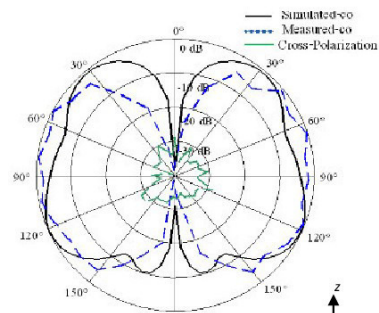


(ค) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 6.85 GHz

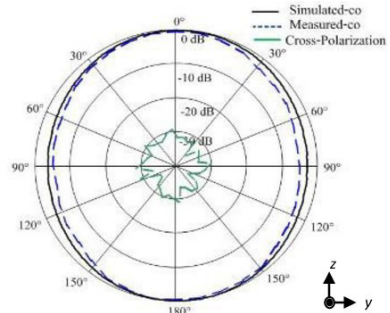


(ง) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 6.85 GHz

รูปที่ 22 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 6.85 GHz



(จ) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 10.60 GHz



(ฉ) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 10.60 GHz

รูปที่ 23 การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ความถี่ 10.60 GHz

ตารางที่ 6 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

ระนาบ	ความถี่	ลำคลื่นหลัก		HPBW	
		จำลอง	ทดสอบ	จำลอง	ทดสอบ
สนามไฟฟ้า	3.10 GHz	90°	114°	150°	120°
	6.85 GHz	54°	52°	90°	100°
	10.60 GHz	120°	118°	50°	95°
สนามแม่เหล็ก	3.10 GHz	0°	180°	360°	360°
	6.85 GHz	180°	0°	360°	313°
	10.60 GHz	180°	0°	360°	352°

การเปรียบเทียบผลกำลังงานที่ได้รับได้ (power received) จากการทดสอบที่สนามระยะไกล (far field) ที่ระยะเท่ากับ 1 ม. การที่เลือกระยะ 1 ม. เนื่องจากระยะดังกล่าวส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่ากำลังงานได้ชัดเจนมากที่สุดของสายอากาศไดโพลกับสายอากาศที่นำเสนอดังแต่ช่วงความถี่ 3-11 GHz ดังแสดงรูปที่ 24 นำมาคำนวณด้วยสมการที่ 19 (Balanis, 2005) กำหนดให้ภาคส่งกำลังงานเท่ากับ 0 dBm พบว่ากำลังงานที่ได้รับเมื่อพิจารณาเป็นสายอากาศโมโนโพลมีกำลังงานเฉลี่ยประมาณ -54.99 dBm ขณะสายอากาศที่นำเสนอมีกำลังงานที่ได้รับเฉลี่ยประมาณ -55.19 dBm สายอากาศที่นำเสนอมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับสายอากาศโมโนโพลเฉลี่ยเท่ากับร้อยละ 99.63

$$P_r = G_t G_r P_t \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (\text{dBm}) \quad (19)$$

โดยที่

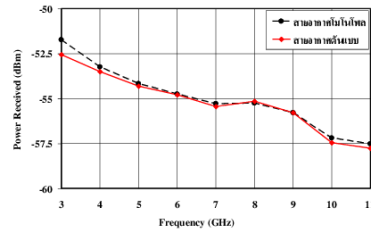
P_t คือ กำลังงานภาคส่ง (dBm)

P_r คือ กำลังงานภาครับ (dBm)

G_t คือ กำลังงานภาคส่งของสายอากาศ (dBi)

G_r คือ กำลังงานภาครับของสายอากาศ (dBi)

r คือ ระยะทางภาคส่งถึงภาครับ (ม.)













รูปที่ 24 ผลการทดสอบค่ากำลังงานภาครับของสายอากาศต้นแบบ

ตารางที่ 7 การเปรียบเทียบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพล (Chang et al., 2005; Jan et al., 2006; Song et al., 2007; Naktong & Ruengwaree, 2011; Kaewchan & Ruengwaree, 2011; Moekham & Akkarakthalin, 2011; Najji, 2013; Ruengwaree et al., 2013; Vyas & Singhal, 2014; Jalali & Sedghi, 2014; Bhaskar et al., 2016; Naktong et al., 2016; Naidu & Malhotra, 2016; Edalati et al., 2017; Bikram et al., 2017; Madanan et al., 2018)

งานวิจัย	โครงสร้างสายอากาศ		BW Ratio/ % BW	ความถี่ (GHz)
	รูปร่าง	ขนาด (mm)		
[4]		32x22.5x0.8	4.74:1	3.80-18.20
[5]		40x40x0.8	6.54:1	2.28-14.90
[6]		28x34x1.6	1.05:1 1.85:1	2.36-2.50 3.45-6.40
[7]		38x45x0.764	9.67:1	2.49 - 24.09
[8]		30x30x0.764	5.27:1	2.71-14.28
[9]		19.22x36x1.6	5.26:1	2.85 - 15
[10]		20x18x1.6	2.10:1	3.80-8
[11]		30x30x0.764	3.47:1	3.09 - 10.73
[12]		30 x 32 x 1.6	3.5:1	2.60-9.10
[13]		14x18x1	4.34:1	2.95-12.81
[14]		16x24x1.6	3.14	3.50-10.90

ตารางที่ 7 (ต่อ)

งานวิจัย	โครงสร้างสายอากาศ		BW Ratio/ % BW	ความถี่ (GHz)
	รูปร่าง	ขนาด (mm)		
[15]		34x40x0.764	3.88:1	3.09-12
[16]		34x36x0.764	4.53:1	2.42 - 10.98
		34x36x0.764	4.03	2.79-11.25
		34x36x0.764	2.04:1 1.23:1	2.58-5.27 7.64-9.44
[17]		34x34x0.764	4.81	2.78-13.38
[18]		20x24x1.6	1.05:1 3.53:1	2.40-2.52 3-10.60
[19]		43.9x50.13x1.58	3.08:1	2.50-7.70
[20]		24x32.4x1.6	6.35:1	1.70-10.80
[21]		12x30x1.6	3.97:1	2.90-11.50
งานวิจัยนี้		34x34x0.764	4.13:1	2.97-12.26

จากการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศของงานได้ค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดและนำพารามิเตอร์ที่ได้มาสร้างสายอากาศจริง งานวิจัยนี้พบว่าสายอากาศโมโนโพลรูปลิ่มเหลี่ยมผืนผ้าผลดีที่สุดและนำไปปรับโครงสร้างงานรวมกับการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์เพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้รองรับการใช้งานย่าน UWB จากนั้นนำมาเปรียบเทียบกับสายอากาศที่มีการปรับโครงสร้างเพื่อขยายแบนด์วิดท์สำหรับรองรับการใช้งานย่าน UWB กับงานวิจัยที่มีในอดีตที่ผ่านมา (Chang et al., 2005; Jan et al., 2006; Song et al., 2007; Naktong & Ruengwaree, 2011; Kaewchan & Ruengwaree, 2011; Moeikham & Akkarakethalin, 2011; Naji, 2013; Ruengwaree et al., 2013; Vyas & Singhal, 2014; Jalali & Sedghi, 2014; Bhaskar et al., 2016; Naktong et al., 2016; Naktong et al., 2016; Thongbor et al., 2016; Naidu & Malhotra, 2016; Edalati et al., 2017; Bikram et al., 2017; Madanan et al., 2018) พบว่าสายอากาศที่นำเสนอมีข้อดีคือมีความไม่ซับซ้อนและ

มีขั้นตอนในการปรับโครงสร้างที่น้อยกว่างานวิจัยอื่น ๆ ที่นำมาเปรียบเทียบ ผลการเปรียบเทียบแสดงรายละเอียดแสดงดังตารางที่ 7

5. สรุป

งานวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลที่ป้อนพลังงานด้วยท่อนำคลื่นระนาบรวมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแถบความถี่กว้างยิ่งยวด ย่านความถี่ใช้งานของสายอากาศวิเคราะห์และพิจารณาจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $|S_{11}|$ (dB) เริ่มจากการพิจารณาผลจากการจำลองแบบของโครงสร้างสายอากาศที่เหมาะสมจากตัวแม่พลังที่มีรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐาน 3 รูปแบบ คือ รูปลิ่มเหลี่ยมผืนผ้า วงกลม และสามเหลี่ยมตามลำดับ เพื่อนำมาพัฒนาเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างรองรับการใช้งานแถบความถี่กว้างยิ่งยวด ที่ครอบคลุมความถี่ที่ใช้งานตั้งแต่ความถี่ 3.1-10.6 GHz ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a ด้วยการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์เพียงชั้นเดียว ข้อดีของเทคนิคดังกล่าวคือสามารถมีขั้นตอนการปรับโครงสร้างสายอากาศไม่มีความซับซ้อน

จากผลการศึกษาโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลที่มีตัวแม่พลังงาน รูปลิ่มเหลี่ยมผืนผ้า รูปร่างกลม และรูปลิ่มเหลี่ยม ร่วมกับการปรับโครงสร้างด้วยการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์ทั้งสองฝั่ง พบว่าโครงสร้างสายอากาศที่มีการเพิ่มแบนด์วิดท์และรองรับการใช้งานย่าน UWB ได้เหมาะสมที่สุดคือ รูปลิ่มเหลี่ยมผืนผ้า มีร้อยละแบนด์วิดท์ก่อนทำการปรับโครงสร้างด้วยการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์อยู่ที่ร้อยละ 57.14 ครอบคลุมการใช้งานได้ตั้งแต่ย่านความถี่ 2.45 - 4.41 GHz และเมื่อทำการปรับโครงสร้างด้วยการเจาะพื้นผิวทองแดงที่ระนาบกราวด์มีอัตราส่วนแบนด์วิดท์อยู่ที่ 4.53: 1 หรือคิดเป็นร้อยละ 122.07 ครอบคลุมการใช้งานตั้งแต่ย่านความถี่ 2.97 - 12.26 GHz ซึ่งกว้างกว่าโครงสร้างสายอากาศที่ไม่มีการเจาะพื้นผิวทองแดงประมาณ 2.13 เท่า มีอัตราขยายเฉลี่ยตลอดช่วงความถี่ (3-11 GHz) เท่ากับ 3.07dB และมีความประสิทธิภาพกำลังงานภาครับของสายอากาศต้นแบบใกล้เคียงสายอากาศโมโนโพลเฉลี่ยเท่ากับ ร้อยละ 99.63 ข้อดีของสายอากาศที่นำเสนอในงานวิจัยนี้คือมีโครงสร้างที่มีความซับซ้อนน้อยกว่างานวิจัยที่ผ่านมา

จากผลจากการจำลองแบบและทดสอบแบบรูปการแม่พลังงานพบว่าเมื่อความถี่ที่ประยุกต์ใช้งานมีค่าเพิ่มสูงขึ้นมีแนวโน้มที่แบบ

รูปการแผ่พลังงานจะเบี่ยงเบนเป็นไปในลักษณะสองทิศทางเมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก และเมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าพบว่าที่ความถี่ปรับเพิ่มสูงขึ้นแบบรูปการแผ่พลังงานจะมีแนวโน้มบ่งชี้ทิศทางไปทางด้านบนมากขึ้นแทนที่จะออกไปทางด้านข้าง ตัวอย่างสำหรับประโยชน์ของสายอากาศในกลุ่มรูปแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้พบว่ามีความนิยมนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านการแพทย์โดยนำสายอากาศติดตั้งบนร่างกายเพื่อวัดหาความผิดปกติของกล้ามเนื้อหรือหลอดเลือดในร่างกายหรือเป็นเครื่องมือตรวจรู้สำหรับช่วยวิเคราะห์โรคต่าง ๆ ส่วนในด้านอื่นได้มีการนำมาใช้เป็นเครื่องมือช่วยวิเคราะห์ตำแหน่งพื้นที่ที่เป็นพื้นที่ปิดเสี่ยงอันตรายเพื่อทำการสำรวจพร้อมเฝ้าตรวจรักษาความปลอดภัยเพื่อลดอันตรายที่อาจเกิดในพื้นที่ดังกล่าวอย่างถูกต้องรวดเร็วและมีประสิทธิภาพตามที่ต้องการและสำหรับด้านการส่งสัญญาณสื่อสารไร้สายในอนาคตใช้งานติดตั้งสายอากาศร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงเพื่อนำหน้าที่ส่ง-รับสัญญาณแบบรองรับข้อมูลขนาดใหญ่ เป็นต้น

6. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่ให้ความอนุเคราะห์การใช้โปรแกรม CST เพื่อจำลองแบบและมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ศูนย์กลางในส่วนของเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E5071C ในการทดสอบผลงานวิจัย

7. เอกสารอ้างอิง

Akkaraekthalin, P. (1994). *Microwave circuit design Mister Copy*. King Mongkut's University of Technology North Bangkok.
 Balanis, C. A. (2005). *Antenna theory and design* (3rd ed.). John Wiley & sons New Jersey.
 Bhaskar, S., Brar, R. S., & Singh, A. K. (2016, December 9-11). *Compact planar rectangular monopole antenna for Bluetooth and UWB applications* [Paper presentation]. In 2016 IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON), Varanasi, India.
 Bikram, B., Amit, K., Basant, P., Tejjraj, G., & Dharti R. S. (2017) Design of CPW-Fed Triangular Shaped UWB Antenna for Multiband Applications. *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, 4(7), 2123-2128.

Bustamante, P., Weiss, M. B., & Sicker, D. (2017, March 6-9). *Analysis of the Experimental Licenses of the Federal Communication Commission* [Paper presentation]. In IEEE International Symposium on Dynamic Spectrum Access Networks, Piscataway, USA.
 Chang, D. C., Liu, M. Y., & Lin, C. H. (2005, July 3-8). *A CPW-fed U type monopole antenna for UWB applications* [Paper presentation]. In 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, USA.
 Coase, R. H. (2013). *The federal communications commission*. In Private and Common Property.
 Edalati, A., Shao, W., McCollough, T., & McCollough, W. (2017). A novel cavity backed monopole antenna with UWB unidirectional radiation. *Progress in Electromagnetics Research*, 72, 1-13.
 Jalali, M., & Sedghi, T. (2014). Very compact UWB CPW-fed fractal antenna using modified ground plane and unit cells. *Microwave and Optical Technology Letters*, 56(4), 851-854.
 Jan, J. Y., Kao, J. C., Cheng, Y. T., Chen, W. S., & Chen, H. M. (2006, July 9-14). *CPW-fed wideband printed planar monopole antenna for ultra-wideband operation* [Paper presentation]. In 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, Mexico.
 Kaewchan, B., & Ruengwaree, A. (2011). *Stepped grooving with half-circle stub on ground plane monopole antenna for UWB application*. http://ap-s.ei.tuat.ac.jp/isapx/2011/pdf/%5BWeE35%5D%20A01_1036.pdf
 Madanan, G., KRISHNA, D. D., & Aanandan, C. K. (2018). A Compact Rectangular Monopole Antenna Design with a Novel Feed for an Improved UWB Performance. *RADIOENGINEERING*, 27(1), 63-69.
 Mahmoud, N., & Hamad, E. K. (2016, February 22-25). *Tri-band microstrip antenna with L-shaped slots for bluetooth/WLAN/WIMAX applications* [Paper presentation]. In 2016 33rd National Radio Science Conference (NRSC), Aswan, Egypt.
 Matin, M. A., & Sayeed, A. I. (2010). A design rule for inset-fed rectangular microstrip patch antenna. *WSEAS Transactions on Communications*, 9(1), 63-72.
 Moeikham, P., & Akkaraekthalin, P. (2011, May 17-19). *A compact ultrawideband monopole antenna with tapered CPW feed and slot stubs* [Paper presentation]. In The 8th Electrical

- Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand-Conference 2011, Khon Kaen, Thailand.
- Naidu, P. V., & Malhotra, A. (2016). A compact stair case shaped monopole dual band antenna for bluetooth/WLAN and UWB applications. *International Journal of Microwave and Optical Technology*, 11(1), 64-71.
- Najj, D. K. (2013). Compact Broadband CPW-fed Taper-shaped Monopole Antenna with L- slots for C- band Applications. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 3, 136-143.
- Naktong, W., & Ruengwaree, A. (2011, May 17-19). *Increasing bandwidth of flambeau-shape monopole antenna for UWB application* [Paper presentation]. In The 8th Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand-Conference 2011, Khon Kaen, Thailand.
- Naktong, W., Apinya, I., Kornsing, S., & Ruengwaree, A. (2016). *Mushroom Shaped Monopole Antenna which has Tuning on Ground Plane with Slot Etching Technique is Two Layers of Stair for Applying Ultra Wideband (UWB) Technology* [Paper presentation]. 10th South East Asian Technical University Consortium (SEATUC) Symposium, at Shibaura Institute of Technology, Tokyo, Japan.
- Naktong, W., Kornsing, S., Boonmaitree, P., Dabbung, P., & Ruengwaree, A. (2016 June 28 – July 1). *Study of geometry-shaped monopole antenna with step-shaped etching technique on ground plane* [Paper presentation]. In 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, Thailand.
- Prasanna, K. L., & Sridevi, B. R. R. D. P. (2014). Design of CPW-Fed Monopole Antenna with L- shape and T-shape for WLAN/WiMAX Applications. *International Journal of Scientific & Engineering Research*, 5, 594-598.
- Ruengwaree, A., Naktong, W., & Namsang, A. (2013, October 23-25). *A TE-shaped monopole antenna with semicircle etching technique on ground plane for UWB applications* [Paper presentation]. In 2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas & Propagation, Nanjing, China.
- Sharma, P., Koul, S. K., & Chandra, S. (2008). Ka-band triangular patch antenna on micromachined high- k substrate. *IEICE transactions on communications*, 91(6), 2073-2076.
- Song, Y., Jiao, Y. C., Zhao, G., & Zhang, F. S. (2007). Multiband CPW-fed triangle-shaped monopole antenna for wireless applications. *Progress In Electromagnetics Research*, 70, 329-336.
- Thongbor, P., Ruengwaree, A., Pirajnanchai, V., Naktong, W., & Fhalhiem, N. (2016 June 28 – July 1). *Rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching for UWB-MIMO application* [Paper presentation]. In 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), Chiang Mai, Thailand.
- US Federal Communications Commission. (2002). *FCC Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems: First report and order*. Technical Report.
- Vishwakarma, R. K., Ansari, J. A., & Meshram, M. K. (2006). Equilateral triangular microstrip antenna for circular polarization dual-band operation. *Indian Journal of Radio and Space Physics*, 35, 293-296.
- Vyas, K., & Singhal, P. K. (2014). Bandwidth Enhancement in CPW Fed Rectangular Patch Antenna by Modified Ground Structure. *International Journal of Modern Communication Technologies and Research*, 2(2), 25-28.

ELECTROMAGNETIC WAVES
PIERB 87

Progress
In
Electromagnetics
Research B

© 2020 EMW Publishing. All rights reserved.

No part of this publication may be reproduced. Request for permission should be addressed to the Publisher.

All inquiries regarding copyrighted material from this publication, manuscript submission instructions, and subscription orders and price information should be directed to: EMW Publishing, P. O. Box 425517, Kendall Square, Cambridge, Massachusetts 02142, USA.

E-ISSN 1937-6472

ELECTROMAGNETIC WAVES
PIERB 87

Progress
In
Electromagnetics
Research B

Chief Editors: Weng Cho Chew and Sailing He

EMW Publishing
Cambridge, Massachusetts, USA

CONTENTS

Optimizing Heating Efficiency of Hyperthermia: Specific Loss Power of Magnetic Sphere Composed of Superparamagnetic Nanoparticles	
Malka N. Halgamuge and Tao Song	1
Four-Port Rectangular Monopole Antenna for UWB-MIMO Applications	
Watcharaphon Nakdong and Amnoiy Ruengwaree	19
On the Design and Fabrication of Chained-Function Waveguide Filters with Reduced Fabrication Sensitivity Using CNC and DMLS	
Yuan Ping Lim, Sovuthy Cheab, Socheatra Soeung, and Peng Wen Wong	39
An Overview of Microwave Imaging for Breast Tumor Detection	
Ria Benny, Thathamkulam A. Anjit, and Palayyan Mythili	61
Surface Film Characterization from X-to-K-Band Radar Signal Inversion, a Wind-Wave-Pool Experiment	
Aymeric Mainvis, Vincent Fabbro, Christophe Bourlier, Henri-Jose Mametsa, and Pierre Borderies	93
A Numerical Simulation System for Mobile Telephony Base Station EMF Exposure Using Smartphones as Probes and a Genetic Algorithm to Improve Accuracy	
Pierre Combeau, Nicolas Noé, François Gaudaire, Steve Joumessi Demeffo and Jean-Benoit Dufour	111
Measurement of the Antenna Impedance Mismatch Through the Time Domain Mode of the Vector Network Analyzers: An Experimental Procedure	
Angelo Gifuni, Michele Ambrosanio, Gabriele Gradoni, Giuseppe Grassini, Christopher Smartt and Stefano Perna	131
Waveguide Radiation of the Combined Vibrator-Slot Structures	
Sergey L. Berdnik, Victor A. Katrich, Mikhail V. Nesterenko, and Yuriy M. Penkin	151
Generalized Current Green's Function Formalism for Electromagnetic Radiation by Composite Systems	
Said Mikki	171
Sensitivity Analysis of Microstrip Tree S-Parameters by Using Tensorial Analysis of Networks	
Lucius Ramifidisoa, Rivo Randriatsiferana, Sébastien Lalléchère, Zhifei Xu, and Blaise Ravelo ..	193

Four-Port Rectangular Monopole Antenna for UWB-MIMO Applications

Watcharaphon Naktong and Amnoiy Ruengwaree*

Abstract—This paper proposes a four-port rectangular monopole antenna for ultra-wideband multiple-input multiple-output (UWB-MIMO) applications. The proposed antenna was designed by using step etching on the ground plane and arrow-shaped slot etching on a radiating patch to enhance bandwidth and improve performances. The homogeneous elements and angular variation techniques were applied to reduce mutual coupling between multiple antenna elements. The structural simulation technique used Computer Simulation Technology (CST) program to analyze the antenna characteristics such as reflection coefficient, group delay, mutual coupling, envelope correlation coefficient, and radiation patterns. The measured results were found to cover a frequency range of 3.1–10.6 GHz for UWB communications. The envelope correlation coefficient for the MIMO system was obtained under 0.001 which is less than the specific parameters of UWB-MIMO antennas. The radiation pattern was bi-directional. Also, the efficiency of the four-port antenna was more than 85.70%.

1. INTRODUCTION

The world's first wireless communication system had one antenna on both the transmitter and receiver. It is called Single-Input-Single-Output (SISO). It had been used since the birth of radio technology. However, the SISO system is limited in its performances. There are impact systems from interference and fading, then a system which uses a single antenna at the transmitter and multiple antennas at the receiver named as Single Input Multiple Output (SIMO) and a system which uses multiple antennas at the transmitter and a single antenna at the receiver called a Multiple Input Single Output (MISO) were presented. These had been developed to improve communication performances. Presently, Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) communications system uses multiple antennas at both the transmitter and receiver. It has significantly enhanced the performances such as the data rate transmission speed, channel capacity improvement, and multipath fading reduction [1, 2].

However, the MIMO antenna is placed in multiple elements together to affect electromagnetic interactions between elements and high mutual coupling. The mutual coupling influences multiple elements antenna. A high mutual coupling can lead to impedance mismatches, increase the antenna correlation, decrease the efficiency of the antenna, etc. In the past years, researchers have studied techniques to reduce mutual coupling in multiple elements antenna for MIMO antenna. Some commonly used techniques include electromagnetic band-gap (EBG), inserting short stub, defected ground structure (DGS), spatial and angular variations, homogenous element, etc. [3–13].

This paper proposes a four-port rectangular monopole antenna for the UWB-MIMO application. In previous researches [14–20], a rectangle monopole antenna with step etching technique on a ground plane [21–23] was selected for an antenna structure to design the UWB-MIMO antenna [24], but it had some parameters that were not acceptable for the slot etching technique on radiating patch with

Received 29 October 2019, Accepted 14 January 2020, Scheduled 17 March 2020

* Corresponding author: Amnoiy Ruengwaree (amnoiy.r@en.rmutt.ac.th).

The authors are with the Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Pathumthani 12110, Thailand.

arrow-shaped improvement [14]. After that, it was designed into a two-port antenna placed in four different positions for a MIMO antenna as defined by the Federal Communication Commission (FCC). The orthogonal position is the best for performance [15] and antenna characteristics [25–28]. The homogeneous elements and angular variation techniques were applied to the four-port antenna for the inclination of mutual coupling and augmentation of the envelope correlation coefficient [29–34].

2. SINGLE PORT ANTENNA DESIGN

2.1. Single Port Antenna Design

In previous researches, the radiating patch antenna was designed with rectangular, triangular, and circular shapes with step-shaped etching on the ground plane to enhance the bandwidth. The rectangular shape is a proper shape for the UWB antenna for a single port [13]. The proposed structure of a single antenna was designed on a print circuit board (PCB) with FR4. The PCB had a dielectric constant value (ϵ_r) of 4.3, copper thickness (t) of 0.017 mm, and substrate thickness (h) of 0.764 mm.

The antenna structure was designed by using Eqs. (1)–(15) at a resonant frequency. The first step is to calculate the width at W and length at L , of the radiator patch with Eqs. (1)–(4) for [16, 17].

The width (W) of the patch was computed by

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

The effective dielectric constant was calculated by

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2h}{W}}} \right), \quad (2)$$

The fringing fields resulting in the change in length was calculated by

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)}, \quad (3)$$

The length (L) of the patch was calculated by

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L, \quad (4)$$

The second step was to design the feed line. The impedance of transmission line of antenna was fed by a coplanar waveguide for standard of 50Ω and calculated by Eqs. (5)–(12) [18, 19].

The width W_f and length L_f of feed line were calculated as

$$W_f = \frac{0.07 * c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (5)$$

$$L_f = \frac{0.3 * c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (6)$$

where K_1 and K_2 are

$$K_1 = \frac{a}{b}; \quad a = \frac{W_f}{2}, \quad b = \frac{(2g + W_f)}{2}, \quad (7)$$

$$K_2 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)}, \quad (8)$$

where

$$K' = \sqrt{1 - (k')^2}, \tag{9}$$

$$q = \frac{1}{2} \left[\frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \right] \tag{10}$$

$$\varepsilon_{re} = 1 + q(\varepsilon_r - 1), \tag{11}$$

$$Z_o = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \times \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \tag{12}$$

By the way, the width W_1 and length L_1 of ground plan were obtained by Eqs. (13)–(14) [15, 17]

$$W_1 = \frac{0.32 * c}{f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \tag{13}$$

$$L_1 = \frac{0.28 * c}{f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}}, \tag{14}$$

Finally, the width and length of substrate FR4 were calculated by Eq. (15) where $W_s = L_s \approx 34$ mm [15, 17]

$$W_s = L_s = 6h + W, \tag{15}$$

2.2. Design and Optimization of the Radiator Patch Antenna

The calculated parameters of the antenna design were width (W) ≈ 30 mm and length (L) ≈ 22 mm at a resonant frequency of 3.1 GHz. The simulation was performed using CST Microwave studio program. Therefore, in this section the radiator patch was optimized in [20] to enhance the impedance bandwidth into 2 steps. The first step was fixing the length value, L , to 22 mm and then decreasing the width, W to 30, 27, 24, 21, and 18 mm, respectively. The comparison of reflection coefficients is shown in Fig. 1. It was noticed that the suitable width, W , was 21 mm, and impedance bandwidth was between 2.49 and 5.23 GHz (70.98%), but it was not covered in frequency range of UWB as required.

So, the second step was to optimize by fixing the width, W , to 21 mm then adjusting the length, L , to 22, 20, 18, 16, and 14 mm, respectively. The comparison of simulated results is shown in Fig. 2. It

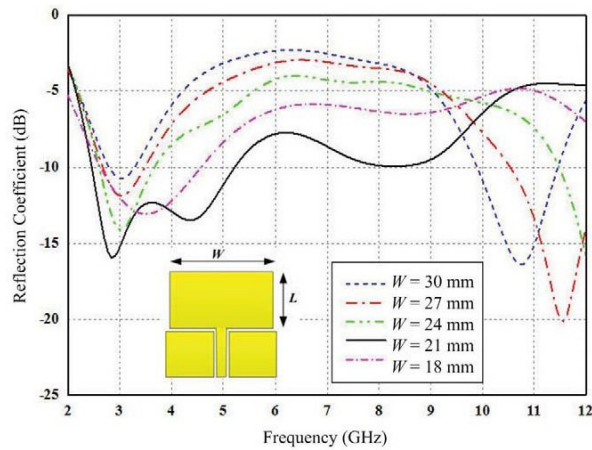


Figure 1. Comparison of reflection coefficients with optimization of W .

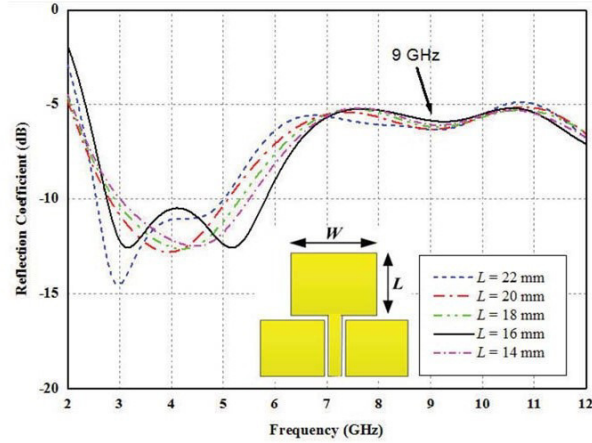


Figure 2. Comparison of reflection coefficients with optimization of L .

was observed that the appropriate value of L was 16 mm, and W was 21 mm. The impedance bandwidth was in frequency range of 2.77–5.93 GHz (72.64%), but it was still not covered in UWB communication system as defined by the Federal Communication Commission (FCC) [24]. Therefore, the conventional antenna will be designed in the next section.

2.3. Frequency Bandwidth Enhancement

This section presents the process for enhancing frequency bandwidth. From the appropriated result that $L = 16$ mm and $W = 21$ mm, it was found that the frequency range was between 5.93 and 12 GHz, and still got high reflection coefficient. There are 3 steps in order to improve and enhance bandwidth to cover the UWB. In the first step, observing the current distribution at 9 GHz was needed to be analyzed as shown in Fig. 3(a). It was observed that high current distributed at points A, B, and C on the ground plane. Consequently, using the slot etching technique on the ground plane [22, 23] at points A and B was presented when W_2 and L_2 were 6 mm and 3 mm, respectively. The presented antenna was shown in Fig. 3(b) and referred to as antenna type I. It was observed that the bandwidth was wider in dual-band frequency at 2.72–7.13 GHz (89.54%) and 7.76–11.77 GHz (41.07%). Fig. 4 shows the comparison

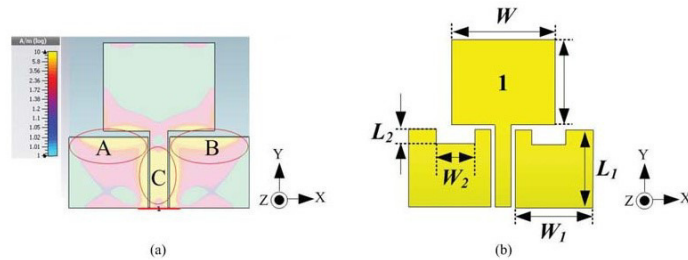


Figure 3. (a) The current distribution at 9 GHz, (b) the structure of antenna type I.

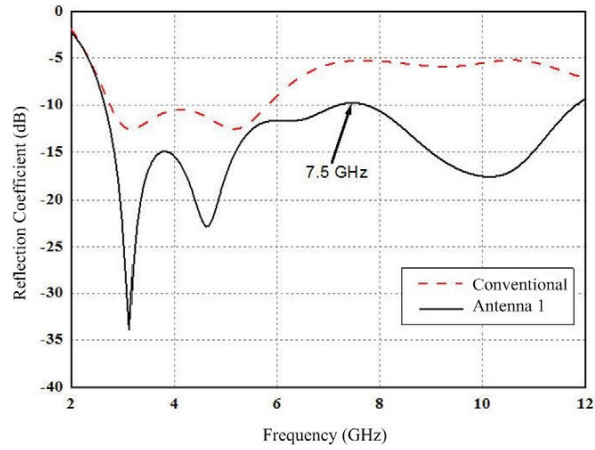


Figure 4. Comparison of simulations for conventional and antenna type I.

between conventional patch antenna and antenna type I. It portrays that the reflection coefficient was still high around 7.5 GHz, and impedance bandwidth was not covered in the UWB frequency range of 3.1–10.6 GHz.

Figure 5(a) shows the current distribution at 7.5 GHz, and it was overcrowding at the outer edge of ground planes. Then the second proposed step was to reduce the current distribution by using the slot etching technique on the ground plane again at points D and E with W_3 of 5 mm and L_3 of 2 mm and represented to be antenna type II as shown in Fig. 5(b).

Group delay is one of the important parameters of transmitting time of the amplitude envelopes of various sinusoidal components of UWB signals through a device. It effectively propagated delay in transmitting antenna (Tx) and receiving antenna (Rx) together; the group delay value must be less than ± 2 ns as a specific for UWB-MIMO antenna [24]. The slot etching technique with an arrow-shaped slot was used on radiating patch to improve performance in [14], existing when W_4 was 3 mm; L_4 was 4 mm; W_5 was 7 mm; and L_5 was 8 mm as shown in Fig. 5(c), and it was named antenna type III. It was found in simulated results between antenna type II and antenna type III that the reflection coefficients had a small

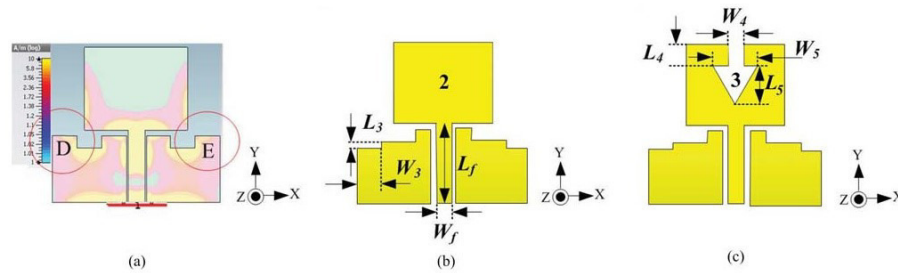


Figure 5. The process design of the single port antenna. (a) Current distribution at 7.5 GHz. (b) Antenna type II. (c) Antenna type III.

difference during the operating frequency range of 2.62–12 GHz (128.32%) and 2.63–12 GHz (128.09%) respectively as show in Fig. 6, when the distance between antenna under test as transmitted antenna and received antenna was varied of 10 cm, 20 cm, 30 cm, 40 cm, and 50 cm, respectively. It seems that suitable efficiency has occurred at a distance of 30 cm, applied for pulse signal transmission, but the group delay decreases less ± 2 ns as shown in Fig. 7. Etching a copper layer in step shape on the ground plane and arrow-shaped slot on a radiating patch were used to enhance bandwidth and improve performances of antenna characteristic as shown in Fig. 8. The homogeneous elements and angular variation techniques were applied to reduce mutual coupling between multiple antenna elements. The structural simulation

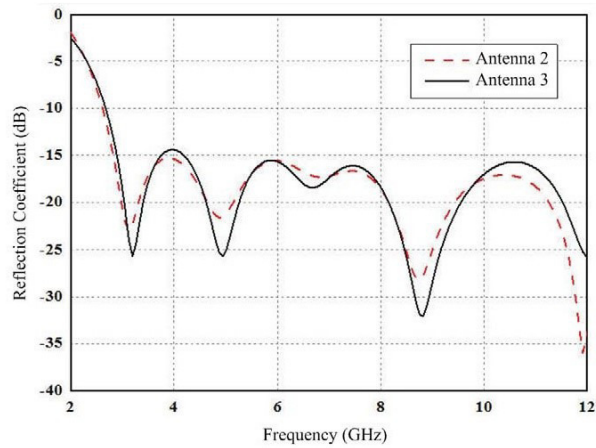


Figure 6. The comparison of reflection coefficients between antenna type II and antenna type III.

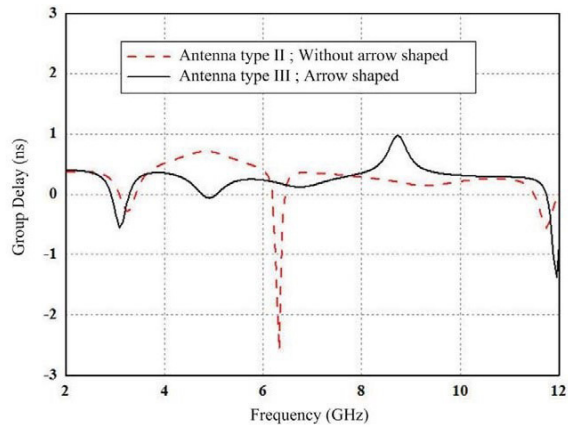


Figure 7. The comparison of simulation for group delay.

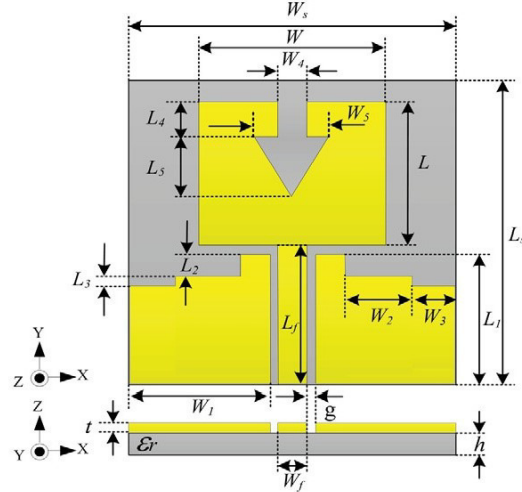


Figure 8. The prototype of single port antenna structure.

technique used CST program to analyze the antenna characteristics such as reflection coefficient, group delay, mutual coupling, envelope correlation coefficient, and radiation patterns. The measured results were found to cover a frequency range of 3.1–10.6 GHz for UWB communications.

The proper size of an effective antenna are with the following parameters of the reflection coefficient values and bandwidth: $L_s = 34$ mm, $L = 16$ mm, $L_f = 14$ mm, $L_1 = 13$ mm, $L_2 = 3$ mm, $L_3 = 2$ mm, $L_4 = 4$ mm, $L_5 = 8$ mm and widths of $W_s = 34$ mm, $W = 21$ mm, $W_f = 3.2$ mm, $W_1 = 15.1$ mm, $W_2 = 6$ mm, $W_3 = 5$ mm, $W_4 = 3$ mm, $W_5 = 7$ mm and $g = 0.3$ mm, respectively, as shown in Fig. 8.

3. TWO PORT ANTENNAS DESIGN

3.1. Element Spacing and Placing Position

The single port antenna was selected at the frequency centered at 6.85 GHz (3.1–10.6 GHz) to design the array with antenna ports (1×2) for supporting the UWB-MIMO systems. The signal was transmitted by multiple elements of antenna which was generally supposed to be independent. The mutual coupling and isolation are significant effects for individuality between antenna elements. Therefore, the distance between antenna elements must be analyzed. In [25], the distances between antenna elements of $\lambda/2$, $\lambda/4$, and $\lambda/8$ were studied. It was observed that the distances of $\lambda/2$ and $\lambda/4$ had low correlation coefficient. For a narrow spacing of $\lambda/8$, the overall correlation coefficient was the highest. In previous researches, there were many techniques for reducing mutual coupling and enhancing isolation such as electromagnetic band-gap (EBG), insertion of short stub, defect ground structure (DGS), spatial and angular variations, and homogenous element [3–12]. In this session, the homogeneous elements and angular variation techniques were applied to improve performance of a UWB-MIMO antenna. So, the two-port antenna was optimized maintaining the same dimension structure without inserting any addition structures.

In [15], it was designed by placing a rectangular patch antenna with four different angular positions as shown in Fig. 9. The appropriate distances between ports were considered based on the value of mutual coupling. The mutual coupling was observed by correlation coefficients of S_{21} and S_{12} which

were not more than -15 dB as a specification required by the UWB-MIMO antenna [24]. The aim is to design a compact size antenna. So, the distance (d) of the edge of each antenna element should be equal to $\lambda/2$ (0.5λ) as shown in Fig. 9. Fig. 10 shows the comparison of mutual coupling of the spacing adjustment, d , of the two patch antennas whose orthogonal position is the best of mutual coupling as shown in Fig. 9(b). When the distance was varied from 0.50λ to 0.40λ , 0.30λ , and 0.25λ , it was observed that between port 1 and port 2 of each antenna could not be set less than 0.25λ , because the antenna structure would overlap on the ground plane and form a high mutual coupling as shown at point A of

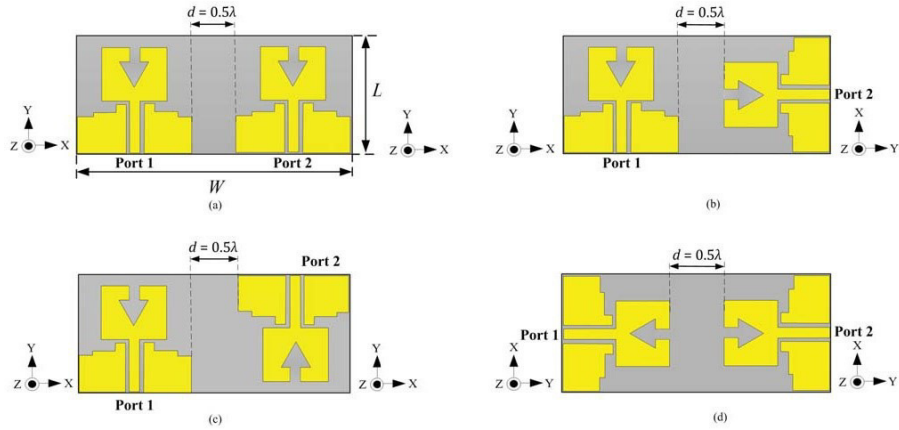


Figure 9. Placing the patch antenna in four different angular positions: (a) Side by side, (b) orthogonal, (c) parallel and (d) front by front.

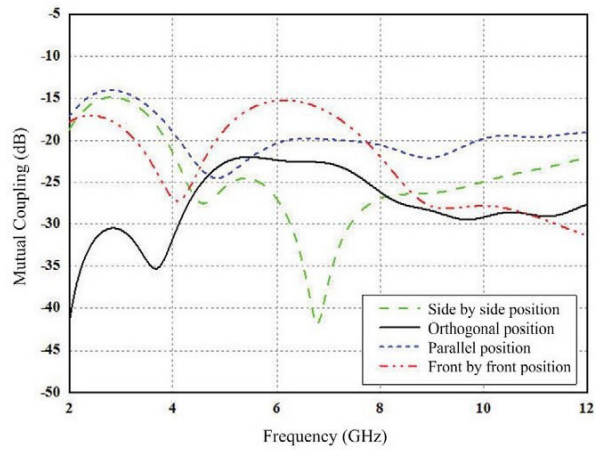


Figure 10. The simulation mutual coupling of four difference angular positions when $d = 0.50\lambda$.

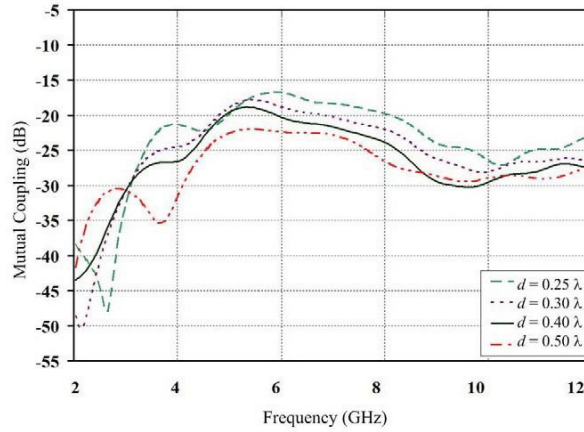


Figure 11. The simulation mutual coupling effect of orthogonal position when d is varied.

Fig. 10. After adjustment, appropriate value of d was 0.40λ at 6.85 GHz. If it was more than 0.50λ , the dimension of antenna structure would have a larger size. Fig. 11 shows the simulation comparison of the mutual coupling results of four different angular positions (seen in Figs. 9(a), (b), (c), and (d)). The simulation of orthogonal position achieved the values of mutual coupling lower than -18.88 dB.

3.2. Measurement and Simulation Results

The single port antenna was fabricated on the printed circuit board FR4 with a dimension of 34×34 mm² as shown in Fig. 12(a). The orthogonal position of two ports antenna was fabricated with dimension of 34×80 mm² as shown in Fig. 12(b). Consequently, the measurement results were achieved with Network Analyzer (E5071C). The comparison of simulation and measurement results of the reflection coefficient is shown in Fig. 13. The measurement results of the single port antenna were obtained in a frequency range of 2.72–12 GHz (126.53%) and two-port antenna at port1 of 2.84–12 GHz (123.45%). The mutual coupling of the two-port antenna was compared as seen in Fig. 14. It was found that the measurement results of mutual coupling were less than -22.5 dB.

The envelope correlation coefficient (ECC) is very important for MIMO communication systems. ECC (ρ_e) is related to the correlation between the antennas, and it affects the Signal-to-Noise Ratio

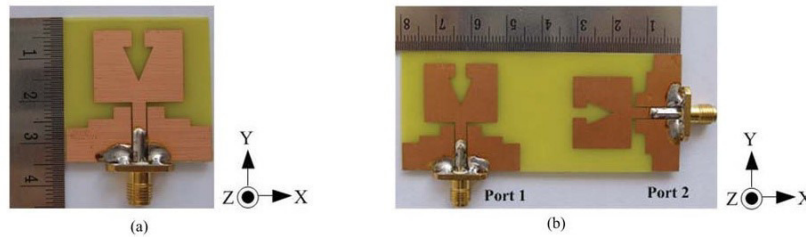


Figure 12. The fabricated antenna. (a) Single port antenna and (b) two port antenna.

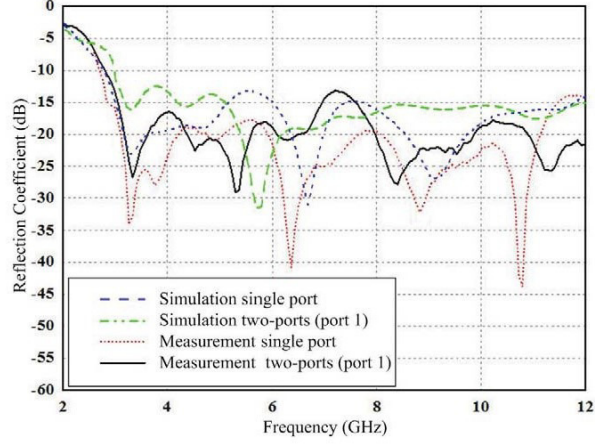


Figure 13. The comparison of simulation and measurement results of single port antenna.

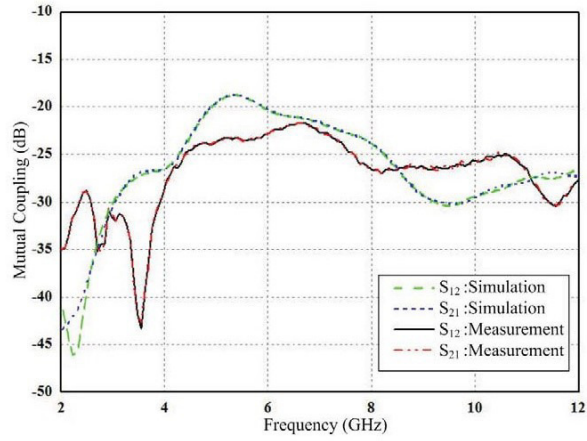


Figure 14. Comparison of simulation and measurement results of mutual coupling.

(SNR) of the system. The value as required for the UWB-MIMO antenna must be less than 0.5 [26]. The value of ECC can be calculated from the S -parameters [15, 24, 25] using the following Eq. (16). The comparison of ECC is shown in Fig. 15. The measurement result of ECC is lower than 0.001. The measurement result of group delay is good, lower than ± 2 ns as shown in Fig. 16.

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22}|^2}{\left((1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) (1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2) \right)}, \quad (16)$$

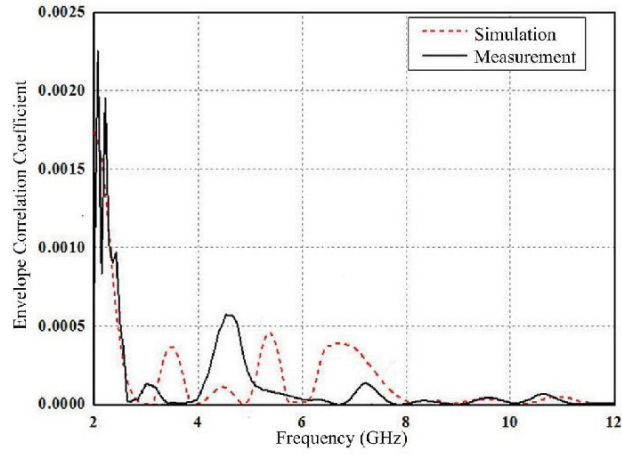


Figure 15. The comparison of envelope correlation coefficient (ρ_e).

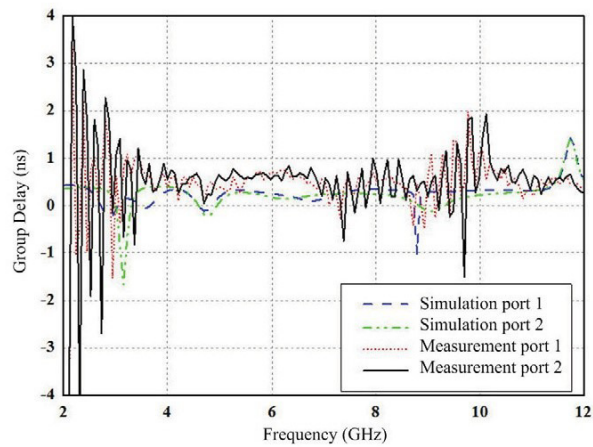


Figure 16. The comparison of group delay of two-port antenna.

4. FOUR PORT ANTENNA DESIGN

4.1. Four-Port Antenna Design

Finally, this paper proposes the four-port antenna. It is designed by placement difference without any structure between ports [9, 10, 15, 27]. In [13], the two-port antenna with orthogonal position produces the lowest mutual coupling and ECC. Then, the four-port antenna is redesigned. The dimensions of

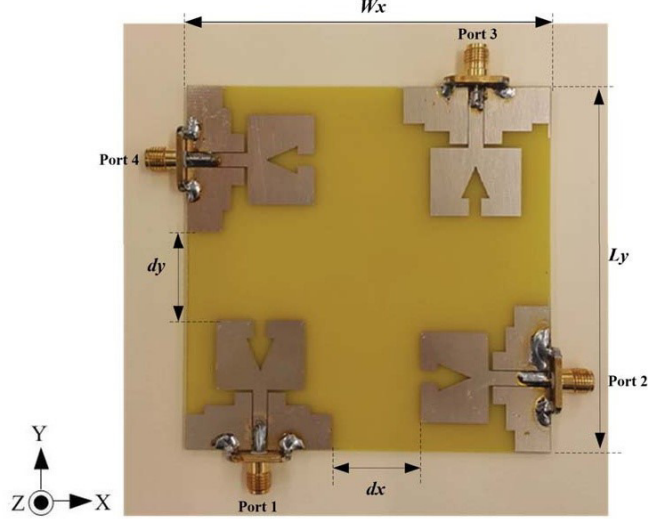


Figure 17. The fabricate prototype of four-port antenna.

fabricated four-port antenna are $W_x = L_y = 80$ mm and $d_x = d_y = 12$ mm as shown in Fig. 17.

The envelope correlation coefficient (ρ_e) of the proposed MIMO four-port antenna is calculated from multiple elements of antennas from S -parameters using Eq. (17) in [28].

$$\rho_e(i, j, N) = \frac{\left| \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,j} \right|^2}{\prod_{k=(i,j)} \left[1 - \sum_{n=1}^N S_{i,n}^* S_{n,k} \right]}, \quad (17)$$

Using Eq. (18), the envelope correlation coefficient between the antenna elements i and j in the (N, N) MIMO system can be calculated. When $i = 1$, $j = 2$, and $N = 4$, the envelope correlation of

Table 1. Comparison of reflection coefficient.

Port	Simulation		Measurement	
	Frequency (GHz)	BW %	Frequency (GHz)	BW %
1	2.70–12	126.53	2.60–11.06	123.87
2	2.70–12	126.53	2.49–10.67	124.32
3	2.70–12	126.53	2.65–11.20	123.58
4	2.70–12	126.53	2.87–11.10	117.88

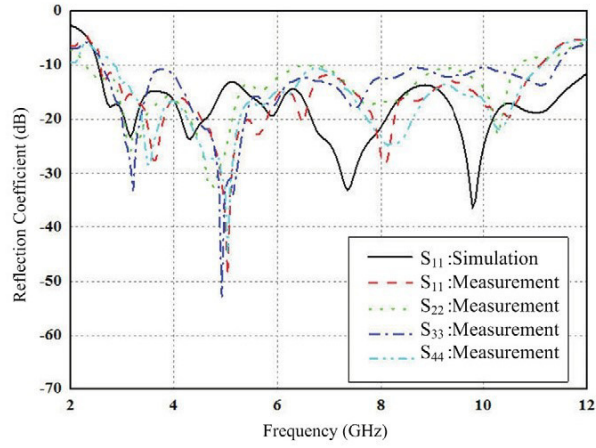


Figure 18. The comparison of simulation and measurement results of reflection coefficient.

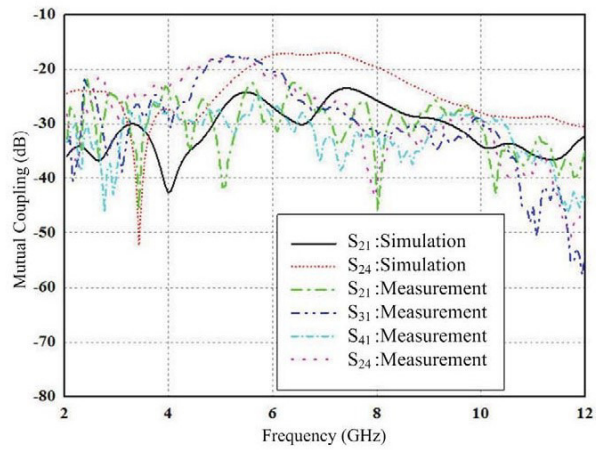


Figure 19. The measurement results of mutual coupling.

four-port MIMO antenna can be defined as Eq. (18).

$$\rho_e(1, 2, 4) = |S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22} + S_{13}^* S_{32} + S_{14}^* S_{42}|^2 \times ([1 - (S_{11}^* S_{11} + S_{12}^* S_{21} + S_{13}^* S_{31} + S_{14}^* S_{41})] \times [1 - (S_{11}^* S_{12} + S_{12}^* S_{22} + S_{13}^* S_{32} + S_{14}^* S_{42})])^{-1} \quad (18)$$

4.2. Measurement and Simulation Results of Four Port Antenna

The prototype of the four-port antenna is fabricated with a dimension of $80 \times 80 \text{ mm}^2$ as shown in Fig. 17. The simulation and measurement results of the reflection coefficient are shown in Table 1 and compared in Fig. 18. The measurement results of the reflection coefficient cover the bandwidth of 3.1–10.6 GHz for UWB-MIMO antenna.

In terms of ECC, the measurement system of the ECC was installed with four-ports of the proposed

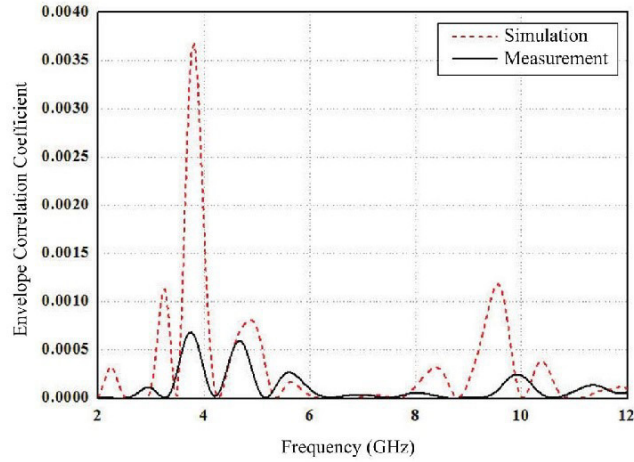


Figure 20. The envelope correlation coefficient.

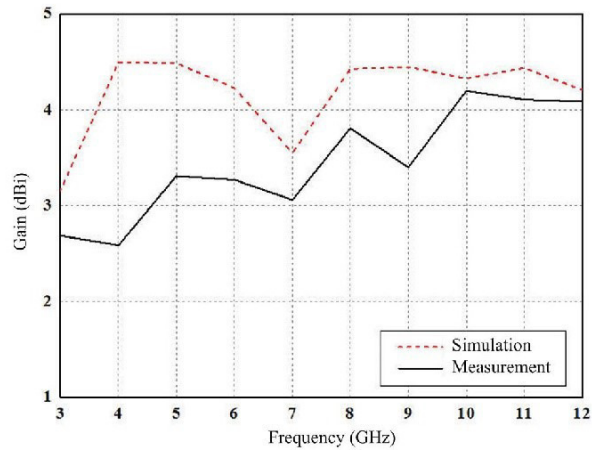


Figure 21. The simulation and measurement results of the gain.

antenna to transmit and receive. At that time, the transmission and reflection efficiencies were noted as S_{11} , S_{22} , S_{33} , S_{44} , S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{23} , and S_{34} . Finally, the ECC was calculated by Eq. (18). Fig. 19 shows the comparison of simulation and measurement results of mutual coupling. It was observed that the lowest value of the measurement result was lower than -17.4 dB and better than the simulation results. The simulation and measurement results of ECC (ρ_ε) are calculated by Eq. (18), and the comparison results are shown in Fig. 20. It was noticed that the simulation result was lower than 0.004. Also, the measurement result was lower than 0.001. The simulation and measurement results are 3.99 dBi and 3.38 dBi, respectively, and the average gain is at 3–12 GHz as shown in Fig. 21. Considering the measurement results, the measured gain was lower than the simulated result at low frequency due to the use of lead in soldering the SMA connector with the FR4 plate, so the electrical conductivity was exacted. The radiation patterns of simulation and measurement results of E -plane and H -plane of 3.1 GHz, 7 GHz and 10.6 GHz are shown in Fig. 22 and Fig. 23, respectively. According to the results, it is found that the simulated radiation patterns are in good agreement with measured one which are bi-directional patterns.

The efficiency of the four-port rectangular monopole antenna is compared as seen in Fig. 24. It

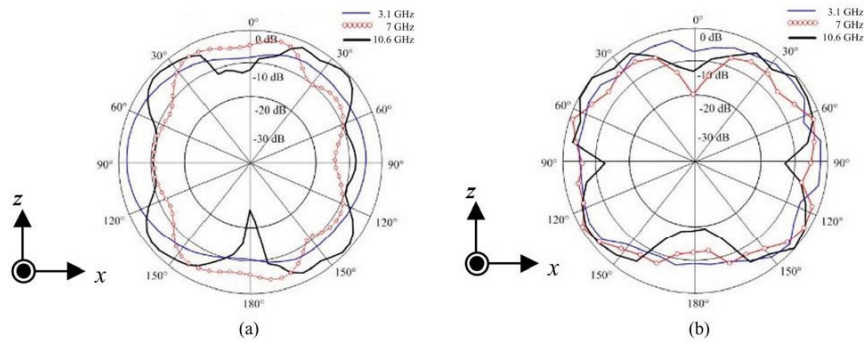


Figure 22. The radiation patterns of simulation and measurement results of E -plane. (a) Simulation. (b) Measurement.

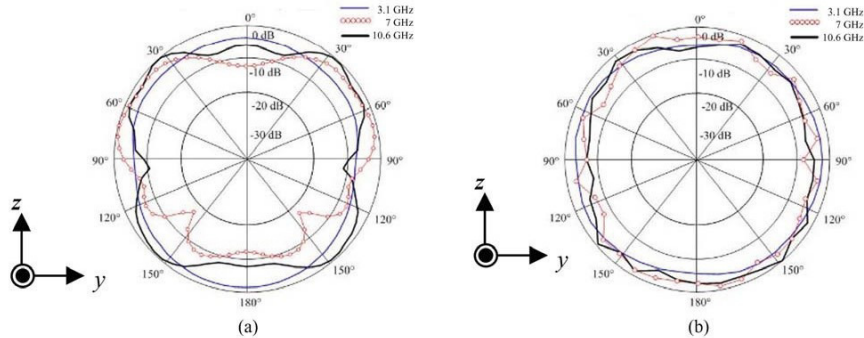


Figure 23. The radiation patterns of simulation and measurement results of H -plane. (a) Simulation. (b) Measurement.

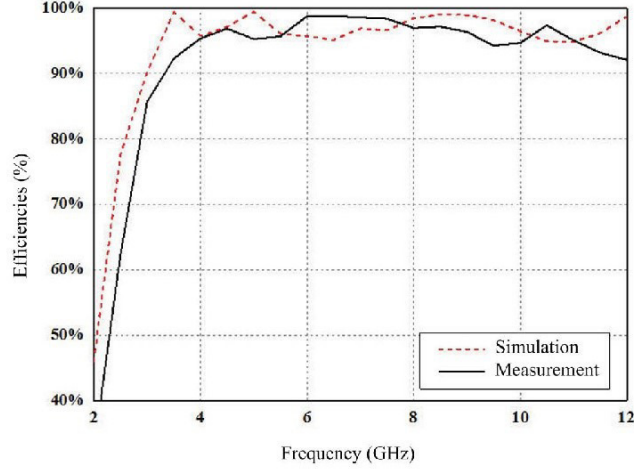


Figure 24. The simulation and measurement results of efficiency.

can be observed that the measurement of efficiency is more than 85.70%. It is acceptable in the UWB-MIMO antenna. The measurement system of radiation efficiency of the antenna was set up with a tapered slot antenna to transmit the signal with transmitting power of 0 dB (Pt), and the proposed one port antenna acted as the receiver (receiving power: Pr). Therefore, the antenna efficiency can be calculated as follows, and the radiation efficiency in actual operation is always below 100% (0 dB). The antenna efficiency was measured in the chamber room by feeding some power to the feed point of the

Table 2. Comparison of efficiency of the proposed antenna with the previous researches.

Reference	Frequency Band (GHz)	Ports	Antenna size (mm ³)	Isolation (dB)	ECC	Gain	Efficiency (%)
[29]	2–10.6	4	45 × 45	> 17	< 0.005	3.5	-
[30]	3–16.2	4	60 × 60	17.5	< 0.3	8	91.2
[31]	3.1–10.6	4	32 × 36	> 20	< 0.0025	-	60
[32]	3.0–15.0	4	38 × 38	> 15	< 0.15	0.5–5.0	-
[33]	3.1–10.6	4	50 × 28	18	< 0.12	-	-
[34]	3.1–11	4	40 × 40	> 20	< 0.01	1.3–4.0	-
[35]	1.77–2.51	4	120 × 60	13	< 0.248	3.2	75
[36]	3.1–10.6	4	100 × 100	> 20	< 0.1	-	-
[37]	2.3–13.75	4	39 × 39	> 22	< 0.02	1.4–4.6	-
[38]	3.1–10.6	4	40 × 43	20	< 0.2	4	92
[39]	4.8–7.7	4	81 × 87	> 20	< 0.1	4–8.48	-
[40]	2.5–12	4	37 × 46	> 20	< 0.005	4	80
Proposed	2.6–11	4	80 × 80	-17.4	< 0.001	3.38	85.70

antenna and measuring the strength of the radiated electromagnetic field in the surrounding space. A good UWB-MIMO antenna must radiate more than 80% of the energy fed to it [15].

The efficiency of the four-port rectangular monopole antenna is compared as seen in Fig. 24. It can be observed that measurement of the efficiency is more than 85.70%. It is acceptable in a UWB-MIMO antenna. The envelope correlation coefficient for the MIMO system is obtained under 0.001 which is less than the specific parameters of UWB-MIMO antennas. The radiation pattern is bi-directional. Also, the efficiency of the four-port antenna is more than 85.70%. In Table 2, the summarization of the efficiency property of proposed UWB-MIMO antennas is compared to the previous research.

5. CONCLUSIONS

A four-port rectangular monopole antenna for UWB-MIMO applications is presented in this paper. The proposed antennas were designed by using step etching on the ground plane and arrow-shaped slot etching on the radiating patch to enhance bandwidth and improve performance. The advantages of using the arrow-shaped slot etching technique are: reduced group delay in sending pulse signals making it more efficient or more accurate, and it reduces the distance classified to less than 0.50λ , which decreases to 0.40λ , at 6.85 GHz. The homogeneous elements and angular variation techniques can be applied to reduce the effect of correlation between multiple antenna elements keeping the dimension structure unchanged. The proposed antenna was designed by placement in the orthogonal position. The measurement results found that coverage of the frequency was in the range of 3.1–10.6 GHz as defined by an FCC for UWB communications, a low mutual coupling of less than -17.4 dB, the envelope correlation coefficient less than 0.001 in the specific parameter of UWB-MIMO antenna, bi-directional pattern, and an average gain of 3.38 dBi. Also, the efficiency of the four-port rectangular monopole antenna was more than 85.70%. The benefits of the above mentioned antenna can be used to communicate with wireless networks on the human body to find abnormalities in the body or to detect various diseases within the body using frequency waves or medical devices that need precision in surgery or being 100% accurate. It can actually reduce the time of operation and in finding the position of moving objects with accuracy up to a centimeter in a hazardous area or a chemical area, etc.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering and Architecture, Rajamangala University of Technology Isan (RMUTI) for supporting this research with equipment and funding. Moreover, the authors gratefully acknowledge the simulation CST software for its support as well as the School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, Thailand; for the sponsorship.

REFERENCES

1. Raut, P. and S. Badjate, "MIMO-future wireless communication," *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, Vol. 2, No. 5, 102–106, 2013.
2. Wang, Z., L. Liu, J. Cai, Z. Shao, Y. Yang, and X. Zhu, "2.4 GHz/5 GHz wide-band receiver in a wireless communication system based on 4×4 MIMO technology," *2012 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*, 182–185, 2012.
3. Kim, S.-H., J.-Y. Lee, T. T. Nguyen, and J.-H. Jang, "High-performance MIMO antenna with 1-D EBG ground structures for handset application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, 1468–1471, 2013.
4. Jiang, X., H. Wang, and T. Jiang, "A low mutual coupling MIMO antenna using EBG structures," *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium — Spring (PIERS)*, Vol. 12, 660–663, St. Petersburg, Russia, May 22–25, 2017.
5. Sun, Y., Q. Huang, and X. Shi, "A low mutual coupling MIMO antenna using EBG structures," *2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Vol. 2, 701–703, 2016.

6. Numan, A.-B., M.-S. Sharawi, A. Steffes, and D.-N. Aloï, "A defected ground structure for isolation enhancement in a printed MIMO antenna system," *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2123–2126, 2013.
7. Jusoh, M., M. F. B. Jamlos, M. R. Kamarudin, and M. F. B. A. Malek, "A MIMO antenna design challenges for UWB application," *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 36, 357–371, 2012.
8. Rakluea, P. and P. Poch, "Development of circular ring antennas for mobile broadband systems," *2015 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE)*, 530–533, 2015.
9. Najam, A. I., Y. Duroc, and S. Tedjini, "Design and analysis of MIMO antennas for UWB communications," *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 1–5, 2010.
10. Jusoh, M., M. F. Jamlos, M. F. Malek, M. R. Kamarudin, and H. Harun, "Analysis of radiation efficiency effects on UWB MIMO tree-antenna positioning," *2012 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 897–900, 2012.

11. Dao, M.-T., V.-A. Nguyen, Y.-T. Im, S.-O. Park, and G. Yoon, "3D polarized channel modeling and performance comparison of MIMO antenna configurations with different polarizations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 7, 2672-2682, 2011.
12. Kumar, R. and N. Pazare, "Compact printed ultra-wideband diversity monopole antenna with slant-inverted tree-shaped stub," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 9, No. 14, 1595-1604, 2015.
13. Naktong, W., S. Kornsing, P. Boonmaitree, P. Dabbing, and A. Ruengwaree, "Study of geometry-shaped monopole antenna with step-shaped etching technique on ground plane," *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 1-4, 2016.
14. Saad-Bin-Alam, Md., M. S. Ullah, and S. Moury, "Design of a narrowband 2.45 GHz unidirectional microstrip antenna with a reversed 'Arrow' shaped slot for fixed RFID tag and reader," *2013 2nd International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, 301-304, 2013.
15. Thongbor, P., A. Ruengwaree, V. Pirajanchai, W. Naktong, and N. Fhahiem, "Rectangular monopole antenna with arrow-shaped slot etching for UWB-MIMO application," *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 1-4, 2016.
16. Werfelli, H., K. Tayari, M. Chaoui, M. Lahiani, and H. Ghariani, "Design of rectangular microstrip patch antenna," *2016 2nd International Conference on Advanced Technologies for Signal and Image Processing (ATSIP)*, 798-803, 2016.
17. Balanis, C. A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 2016.
18. Yadav, M. B., B. Singh, and V. S. Melkeri, "Design of rectangular microstrip patch antenna with DGS at 2.45 GHz," *2017 International Conference of Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA)*, Vol. 1, 2017.
19. Simons, R. N., *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*, Vol. 165, 367-370, John Wiley & Sons, 2004.
20. Li, X. F., "Design of a CPW-fed wideband planar monopole antenna with omni-directional pattern improvement," *2015 IEEE International Conference on Communication Problem-Solving (ICCP)*, 271-273, 2015.
21. Federal Communications Commission, "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems: First report and order," FCC 02.V48, April 2002.
22. Jan, J.-Y., J.-C. Kao, Y.-T. Cheng, W.-S. Chen, and H.-M. Chen, "CPW-fed wideband printed planar monopole antenna for ultra-wideband operation," *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 59, No. 7, 1697-1700, 2006.
23. Yoon, H. K., W. S. Kang, Y.-J. Yoon, and C.-H. Lee, "A CPW-fed flexible monopole antenna for UWB systems," *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 701-704, 2007.
24. Matin, M. A., "Ultra wideband: Current status and future trends," *BoD — Books on Demand*, 2012.
25. Manteuffel, D., "MIMO antenna design challenges," *2009 Loughborough Antennas & Propagation Conference*, 50-56, 2009.
26. Vaughan, R. G. and J. B. Andersen, "Antenna diversity in mobile communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 36, No. 4, 149-172, 1987.
27. Najam, A. I., Y. Duroc, and S. Tedjini, "A four-element Ultra Wideband (UWB) diversity antenna," *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1-4, 2010.
28. Dama, Y., A. S. Hussaini, R. A. Abd-Alhameed, S. M. R. Jones, N. J. McEwan, T. Sadehpour, and J. Rodriguez, "Envelope correlation formula for (N, N) MIMO antenna array including power losses," *2011 18th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems*, 508-511, 2011.
29. Tripathi, S., A. Mohan, and S. Yadav, "A compact Koch fractal UWB MIMO antenna with WLAN band-rejection," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 14, 1565-1568, 2015.

30. Wu, W., B. Yuan, and A. Wu, "A quad-element UWB-MIMO antenna with band-notch and reduced mutual coupling based on EBG structures," *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2018, Article ID 8490740, 10 pages, 2018.
31. Muhammad, B., S. Rashid, A. Hammad, S. Muhammad Farhan, and B. Anthony, "An FSS-based nonplanar quad-element UWB-MIMO antenna system," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 16, 987–990, 2016.
32. Deepika, S., A. Mahesh, and K. Shibani Kishen, "Easily extendable compact planar UWB MIMO antenna array," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 16, 2328–2331, 2017.
33. Ahmed, I., M. Jan, and S. Raed, "Compact UWB MIMO antenna with pattern diversity and band rejection characteristics," *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 59, No. 6, 1460–1464, 2017.
34. Wael, A. E. A. and I. Ahmed, "A compact double-sided MIMO antenna with an improved isolation for UWB applications," *AEU — International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 82, 7–13, 2017.
35. Rifaqat, H., S. Mohammad, and S. Atif, "An integrated four-element slot-based MIMO and a UWB sensing antenna system for CR platforms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 66, No. 2, 978–983, 2017.
36. Mohamed, S., S. Mohamed Sameh, and M. Hassan, "Dual notched band quad-element MIMO antenna with multitone interference suppression for IR-UWB wireless applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 66, No. 11, 5737–5746, 2018.
37. Tang, Z., X. Wu, J. Zhan, S. Hu, Z. Xi, and Y. Liu, "Compact UWB-MIMO antenna with high isolation and triple band-notched characteristics," *Applied Sciences*, Vol. 7, 19856–19865, 2019.
38. Fatima, A., S. Rashid, S. Tayyab, B. Muhammad, and S. Farhan, "A compact quad-element UWB-MIMO antenna system with parasitic decoupling mechanism," *Applied Sciences*, Vol. 9, No. 11, 2371, 2019.
39. Kunal, S., K. Ashwani, K. Binod, D. Santanu, and K. Sachin, "A CPW-fed UWB MIMO antenna with integrated GSM band and dual band notches," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 29, No. 1, e21433, 2019.
40. Kamel Salah, S. and A. Haythem Hussein, "Planar UWB MIMO-diversity antenna with dual notch characteristics," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 93, 119–129, 2019.

Tech Science Press

Vol. 61, no. 3, 2019

CMC

Computers, Materials & Continua

Founding and Honorary Editor-in-Chief:
Prof. Satya N. Atluri

Editors-in-Chief:
Dr. Ankit Agrawal
Dr. Xingming Sun
Dr. Timon Rabczuk

ISSN: 1546-2218 (printed)
ISSN: 1546-2226 (online)



[Make Submissions](#)

[Propose a Special Issue](#)

Journal Menu

- [CMC Homepage](#)
- [Aims & Scope](#)
- [Indexing & Abstracting](#)
- [About Editors](#)
- [Editorial Board](#)
- [Instructions for Authors](#)
- [Article Processing Charge](#)
- [Editorial Workflow](#)
- [Publication Ethics](#)
- [Contact Information](#)

Special Issues Menu

- [All Special Issues](#)
- [Open Special Issues](#)
- [Closed Special Issues](#)

All Issues

- [2022](#)
- [2021](#)
- [2020](#)
- [2019](#)
- [2018](#)
- [2017](#)
- [2016](#)
- [2015](#)
- [2014](#)
- [2013](#)
- [2012](#)
- [2011](#)
- [2010](#)
- [2009](#)
- [2008](#)
- [2007](#)
- [2006](#)
- [2005](#)
- [2004](#)



PORTICO
 All of TSP's content
 is archived in Portico

Editorial Board

Computers, Materials & Continua

ISSN: 1546 2218 (Print)

ISSN: 1546 2226 (Online)

Editors-in-Chief:

- Dr. Ankit Agrawal, Northwestern University, USA
- Dr. Timon Rabczuk, Bauhaus University Weimar, GERMANY
- Dr. Guoren Wang, Beijing Institute of Technology, CHINA

Executive Editors-in-Chief:

- Dr. Xingming Sun, Nanjing University of Information Science & Technology, CHINA

Founding and Honorary Editor-in-Chief:

- Prof. Satya N. Atluri, Texas Tech University, Lubbock, USA

Associate Editors-in-Chief:

- Prof. Suzanne K. McIntosh, New York University, USA
- Dr. Zhangjie Fu, Nanjing University of Information Science & Technology, CHINA
- Dr. Ajay Modi, CISCO, USA

Editorial Board:

- Dr. Pinar Acar, Virginia Polytechnic Institute and State University, USA
- Prof. Brent Adams, Brigham Young University, USA
- Prof. Sondipon Adhikari, Swansea University, UK
- Dr. Afrand Agah, West Chester University, USA
- Dr. Thangarajah Akilan, Lakhead University, CANADA
- Prof. Olivier Allix, ENS-Cachan, FRANCE
- Prof. Pedro Areias, Evora University, PORTUGAL
- Dr. Anasse Bari, New York University, USA
- Prof. David M Barnett, Stanford University, USA
- Prof. Ayeche Benjeddou, Institut Supérieur de Mécanique de Paris (SUPMECA), FRANCE
- Prof. Stephane Bordes, Cardiff University (UK) and University of Luxembourg, UK
- Prof. Rene de Borst, Eindhoven University of Technology, NETHERLANDS
- Dr. Ramin Bostanabad, University of California, Irvine, USA
- Dr. Venkatesh Botu, Corning Incorporated, USA
- Prof. Roberto Brighenti, University of Parma, ITALY
- Dr. Curt Bronkhorst, Los Alamos National Laboratory, USA
- Prof. Pedro Camanho, University of Porto, PORTUGAL
- Prof. Stelvio Cinato, University of Milan, ITALY
- Prof. Suvramu De, Rensselaer Polytechnic Institute, USA
- Prof. Vikram Deshpande, University of Cambridge, UK
- Dr. Ashutosh Kumar Dubey, Chitkara University, INDIA
- Dr. Stratos Efstathiadis, New York University, USA
- Prof. Manuel A. Fernández, University of Malaga, MALAGA
- Dr. Ian Foster, University of Chicago, USA
- Prof. Hamid Garmestani, Georgia Institute of Technology, USA
- Dr. Walter Herbert Gerstle, University of New Mexico, USA
- Prof. Raju Gottumukkala, University of Louisiana at Lafayette, USA
- Dr. B. B. Gupta, National Institute of Technology, INDIA
- Dr. Bingsheng He, National University of Singapore, SINGAPORE
- Dr. Katherine Herbert, Montclair State University, USA
- Dr. Kedar Hippalgaonkar, Nanyang Technological University (MSE), SINGAPORE
- Prof. Ning Hu, Chiba University, JAPAN
- Prof. Norbert Huber, GKSS-Research Centre Geesthacht, GERMANY
- Dr. Saiful Islam, Griffith University, AUSTRALIA
- Prof. Julian Jang-Jaccard, Massey University, NEW ZEALAND
- Dr. Rakesh M. Jha, National Aerospace Labs, BANGALORE
- Dr. Moe A. Khaleel, Pacific Northwest National Laboratory, USA
- Prof. Fitratullah Khan, University of Texas Rio Grande Valley, USA
- Dr. Jukka Kortelainen, University of Oulu, FINLAND
- Dr. SAKURAI Kouichi, Kyushu University, JAPAN
- Prof. Ellen Kuhl, Stanford University, USA
- Dr. Jianxin Li, Deakin University, AUSTRALIA
- Prof. Shaofan Li, Berkeley University, USA
- Prof. Kim-Meow Liew, City University Hongkong, CHINA
- Prof. Zi-Kui Liu, Pennsylvania State University, USA
- Prof. Winkam Liu, Northwestern University, USA
- Prof. Laura de Lorenzis, University of Braunschweig, GERMANY



- Dr. Xiaosong Ma, Qatar Computing Research Institute, USA
- Dr. Rajiv Kumar Mandal, Banaras Hindu University, INDIA
- Prof. Indrakil Manna, I.I.T. Kharagpur, INDIA
- Dr. Tom Masino, TradeWeb LLC, USA
- Dr. Peter Middendorf, EADS Innovation Works Germany, GERMANY
- Dr. Raj Kumar Mishra, Banaras Hindu University, India
- Dr. Sabah Mohammed, Lakhead University, CANADA
- Dr. Misbah Mubarak, Amazon, USA
- Prof. Krishnaiyagar Narasimhan, Indian Institute of Technology Bombay, INDIA
- Dr. Elie Naoufal, Applied Deep Learning LLC, USA
- Dr. Linh Ngo, West Chester University, USA
- Prof. Hung Nguyen-Xuan, Ho Chi Minh City University of Technology (Hutech), VIETNAM
- Dr. Kottakaran Sooppy Nisar, Prince Sattam bin Abdulaziz University, SAUDI ARABIA
- Prof. Marco Paggi, IMT School for Advanced Studies Lucca, ITALY
- Prof. Harold Park, Boston University, USA
- Dr. Cesare Pautasso, USI Lugano, SWITZERLAND
- Prof. Mario Pavone, University of Catania, ITALY
- Dr. Abena Primo, Huston-Tillotson University, USA
- Prof. Alessandro Reali, University of Pavia, ITALY
- Prof. Anthony Rollett, Carnegie Mellon University, USA
- Dr. Alex Rudny, University of Scranton, USA
- Prof. Jose Cesar de Sa, University of Porto, PORTUGAL
- Dr. Christophe Sabourin, University Paris Est-Creteil, FRANCE
- Dr. Srinivas Sampalli, Dalhousie University, CANADA
- Dr. Cesar Sanin, The University of Newcastle, AUSTRALIA
- Prof. Bozidar Sarler, University of Nova Gorica, SLOVENIA
- Prof. Roger Sauer, RWTH Aachen, GERMANY
- Prof. Dominik Schillinger, University of Minnesota, USA
- Prof. Bernhard A. Schrefler, Universita' degli Studi di Padova, ITALY
- Prof. Syed Imran Shafiq, Aligarh Muslim University, INDIA
- Prof. Dein Shaw, National Tsing Hua University, TAIWAN
- Dr. Shengping Shen, Xi'an Jiaotong University, CHINA
- Prof. Victor Sheng, Texas Tech University, USA
- Dr. Guoqin Shi, National Research Council, CANADA
- Prof. Akbar Siami-Namin, Texas Tech University, USA
- Prof. Vadim V. Silberschmidt, Loughborough University, UK
- Dr. Siuly Siuly, University of Southern Queensland, AUSTRALIA
- Dr. Adam Slowik, Koszalin University of Technology, POLAND
- Prof. Jeonghoon Song, University of Colorado Boulder, USA
- Prof. Paul Steinmann, University of Erlangen-Nuremberg, GERMANY
- Dr. Sudha Subramani, Victoria University, Melbourne, AUSTRALIA
- Dr. Anandh Subramaniam, Regional Research Laboratory, INDIA
- Dr. Veera Sundararaghavan, University of Michigan Ann Arbor, USA
- Dr. Ata Taghipour, Ryerson University, CANADA
- Prof. Kazuonori Takashio, Keio University, JAPAN
- Prof. Kang-Hai Tan, Nanyang Technological University, SINGAPORE
- Prof. Thanh Tran-Cong, University of Southern Queensland, AUSTRALIA
- Prof. Moneesh Upmanyu, Colorado School of Mines, USA
- Prof. Priya Vashista, University of Southern California, USA
- Prof. Nguyen Vinh-Phu, Monash University, AUSTRALIA
- Dr. Nhat Vo, University of Oulu, FINLAND
- Prof. Haim Waisman, Columbia University, USA
- Prof. Yunzhi Wang, Ohio State University, USA
- Prof. Slawomir T. Wierzbicki, Polish Academy of Sciences, POLAND
- Prof. Peter Wriggers, Leibniz Universität Hannover, GERMANY
- Prof. Jian-Ying Wu, South China University of Technology, CHINA
- Dr. Hongyi Xu, University of Connecticut, USA
- Dr. Ye Yuan, Northeastern University, CHINA
- Prof. Jessica Zhang, Carnegie Mellon University, USA
- Prof. Luwen Zhang, Shanghai Jiao Tong University, CHINA
- Prof. Hong Zheng, Beijing University of Technology, CHINA
- Prof. Xiaoying Zhuang, Leibniz Universität Hannover, GERMANY

Emeritus Editor-in-Chief:

- Prof. Xiaojing Zheng, Lanzhou University, CHINA

Emeritus Board Members:

- Dr. Vinod Tewary, National Institute of Standards & Technology, USA

(Sorting in alphabetical order by last name)

Further Information

- About Tech Science Press
- Open Access Policy
- Article Processing Charges
- Terms and Conditions
- Privacy Policy

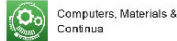
Guidelines

- For Editors
- For Reviewers
- For Authors
- For Conference Organizers
- For Subscribers

Contact Us

- 871 Coronado Center Drive, Suite 200, Henderson, Nevada, 89052, USA
- General Contact
- Email: office@techscience.com
- Office Locations





Make Submissions

Propose a Special Issue

Journal Menu

- CMC Homepage
- Aims & Scope
- Indexing & Abstracting
- About Editors
- Editorial Board
- Instructions for Authors
- Article Processing Charge
- Editorial Workflow
- Publication Ethics
- Contact Information

Special Issues Menu

- All Special Issues
- Open Special Issues
- Closed Special Issues

All Issues

2022
2021

- Vol.66, No.1
- Vol.66, No.2
- Vol.66, No.3
- Vol.67, No.1
- Vol.67, No.2
- Vol.67, No.3
- Vol.68, No.1
- Vol.68, No.2
- Vol.68, No.3
- Vol.69, No.1
- Vol.69, No.2
- Vol.69, No.3

- 2020
- 2019
- 2018
- 2017
- 2016
- 2015
- 2014
- 2013
- 2012
- 2011
- 2010
- 2009
- 2008
- 2007
- 2006
- 2005
- 2004



All of TSP's content is archived in Portico

Vol.68, No.2, 2021-Table of Contents

All Articles

OPEN ACCESS ARTICLE

Low Area PRESENT Cryptography in FPGA Using TRNG-PRNG Key Generation

T. Kowsalya¹, R. Ganesh Babu², B. D. Parameshchari³, Anand Nayyar⁴, Raja Majid Mehmood^{5,7}

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1447-1465, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.014606

Abstract Lightweight Cryptography (LWC) is widely used to provide integrity, secrecy and authentication for the sensitive applications. However, the LWC is vulnerable to various constraints such as high-power consumption, time consumption, and hardware utilization and susceptible to the malicious attackers. In order to overcome this, a lightweight block cipher namely PRESENT architecture is proposed to provide the security against malicious attacks. The True Random Number Generator-Pseudo Random Number Generator (TRNG-PRNG) based key generation is proposed to generate the unpredictable keys, being highly difficult to predict by the hackers. Moreover, the hardware utilization of PRESENT architecture is optimized using the Dual port... [More](#)

Views:1208 Downloads:783 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

A New Medical Image Enhancement Algorithm Based on Fractional Calculus

Hamid A. Jalab^{1,*}, Rabha W. Ibrahim², Ali M. Hasan³, Faten Khalid Karim⁴, Ala'a R. Al-Shamasneh¹, Dumitru Baleanu^{5,6,7}

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1467-1483, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016047

(This article belongs to this Special Issue: [Recent Advances in Fractional Calculus Applied to Complex Engineering Phenomena](#))

Abstract The enhancement of medical images is a challenging research task due to the unforeseeable variation in the quality of the captured images. The captured images may present with low contrast and low visibility, which might influence the accuracy of the diagnosis process. To overcome this problem, this paper presents a new fractional integral entropy (FITE) that estimates the unforeseeable probabilities of image pixels, posing as the main contribution of the paper. The proposed model dynamically enhances the image based on the image contents. The main advantage of FITE lies in its capability to enhance the low contrast intensities through pixels... [More](#)

Views:1094 Downloads:820 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Wave Propagation Model in a Human Long Poroelastic Bone under Effect of Magnetic Field and Rotation

A. M. Abd-Alla^{1,*}, Hanaa Abu-Zinadah², S. M. Abo-Dahab³, J. Bouslim^{4,5}, M. Omri⁶

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1485-1504, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.012586

Abstract This article is aimed at describing the way rotation and magnetic field affect the propagation of waves in an infinite poroelastic cylindrical bone. It offers a solution with an exact closed form. The authors got and examined numerically the general frequency equation for poroelastic bone. Moreover, they calculated the frequencies of poroelastic bone for different values of the magnetic field and rotation. Unlike the results of previous studies, the authors noticed little frequency dispersion in the wet bone. The proposed model will be applicable to wide-range parametric projects of bone mechanical response. Examining the vibration of surface waves in rotating... [More](#)

Views:614 Downloads:484 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Multi-Head Attention Graph Network for Few Shot Learning

Baiyan Zhang¹, Hefei Ling^{1,*}, Ping Li¹, Qian Wang¹, Yuxuan Shi¹, Lei Wu¹, Runsheng Wang¹, Jialie Shen²

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1505-1517, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016851

Abstract The majority of existing graph-network-based few-shot models focus on a node-similarity update mode. The lack of adequate information intensifies the risk of overtraining. In this paper, we propose a novel Multi-head Attention Graph Network to excavate discriminative relation and fulfill effective information propagation. For edge update, the node-level attention is used to evaluate the similarities between the two nodes and the distribution-level attention extracts more in-deep global relation. The cooperation between those two parts provides a discriminative and comprehensive expression for edge feature. For node update, we embrace the label-level attention to soften the noise of irrelevant nodes and optimize... [More](#)

Views:593 Downloads:445 Download PDF

OPEN ACCESS REVIEW

Analyzing Customer Reviews on Social Media via Applying Association Rule

Nancy Awadallah Awad^{1,*}, Amena Mahmoud²

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1519-1530, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016974

Abstract The rapid growth of the use of social media opens up new challenges and opportunities to analyze various aspects and patterns in communication. In-text mining, several techniques are available such as information clustering, extraction, summarization, classification. In this study, a text mining framework was presented which consists of 4 phases retrieving, processing, indexing, and mine association rule phase. It is applied by using the association rule mining technique to check the associated term with the Huawei P30 Pro phone. Customer reviews are extracted from many websites and Facebook groups, such as review.cnet.com, CNET, Facebook and amazon.com technology, where customers from... [More](#)

Views:628 Downloads:557 Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

HLR-Net: A Hybrid Lip-Reading Model Based on Deep Convolutional Neural Networks

Amany M. Sarhan¹, Nada M. Elshennawy¹, Dina M. Ibrahim^{1,2,*}

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1531-1549, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016509

Abstract

Lip reading is typically regarded as visually interpreting the speaker's lip movements during the speaking. This is a task of decoding the text from the speaker's mouth movement. This paper proposes a lip-reading model that helps deaf people and persons with hearing problems to understand a speaker by capturing a video of the speaker and inputting it into the proposed model to obtain the corresponding subtitles. Using deep learning technologies makes it easier for users to extract a large number of different features, which can then be converted to probabilities of letters to obtain accurate results. Recently proposed methods for... >>> [More](#)

 Views:947  Downloads:1022  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Brain Cancer Tumor Classification from Motion-Corrected MRI Images Using Convolutional Neural Network

Hanan Abdullah Mengash^{1,*}, Hanan A. Hosni Mahmoud^{2,3}

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1551-1563, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016907

Abstract

Detection of brain tumors in MRI images is the first step in brain cancer diagnosis. The accuracy of the diagnosis depends highly on the expertise of radiologists. Therefore, automated diagnosis of brain cancer from MRI is receiving a large amount of attention. Also, MRI tumor detection is usually followed by a biopsy (an invasive procedure), which is a medical procedure for brain tumor classification. It is of high importance to devise automated methods to aid radiologists in brain cancer tumor diagnosis without resorting to invasive procedures. Convolutional neural network (CNN) is deemed to be one of the best machine learning... >>> [More](#)

 Views:576  Downloads:572  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

General Steganalysis Method of Compressed Speech Under Different Standards

Peng Liu¹, Songbin Li^{1,*}, Qiangdong Yan¹, Jingang Wang¹, Cheng Zhang²

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1565-1574, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016635

Abstract

Analysis-by-synthesis linear predictive coding (AbS-LPC) is widely used in a variety of low-bit-rate speech codecs. Most of the current steganalysis methods for AbS-LPC low-bit-rate compressed speech steganography are specifically designed for a specific coding standard or category of steganography methods, and thus lack generalization capability. In this paper, a general steganalysis method for detecting steganographies in low-bit-rate compressed speech under different standards is proposed. First, the code-element matrices corresponding to different coding standards are concatenated to obtain a synthetic code-element matrix, which will be mapped into an intermediate feature representation by utilizing the pre-trained dictionaries. Then, bidirectional long short-term memory... >>> [More](#)

 Views:490  Downloads:454  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Automatic Data Clustering Based Mean Best Artificial Bee Colony Algorithm

Ayat Alosan¹, Waleed Alomoush², Mohammed Alswaiti^{3*}, Khalid Alissa⁴, Shahnorbanun Sahrani⁵, Sharif Naser Makhadmeh⁶, Kamal Alieyan⁷

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1575-1593, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.015925

Abstract

Fuzzy C-means (FCM) is a clustering method that falls under unsupervised machine learning. The main issues plaguing this clustering algorithm are the number of the unknown clusters within a particular dataset and initialization sensitivity of cluster centres. Artificial Bee Colony (ABC) is a type of swarm algorithm that strives to improve the members' solution quality as an iterative process with the utilization of particular kinds of randomness. However, ABC has some weaknesses, such as balancing exploration and exploitation. To improve the exploration process within the ABC algorithm, the mean artificial bee colony (MeanABC) by its modified search equation that depends... >>> [More](#)

 Views:655  Downloads:471  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Machine Learning Techniques Applied to Electronic Healthcare Records to Predict Cancer Patient Survivability

Omela Bardhi^{1,2,*}, Begonya Garcia Zapirain¹

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1595-1613, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.015326

(This article belongs to this Special Issue: AI, IoT, Blockchain Assisted Intelligent Solutions to Medical and Healthcare Systems)

Abstract

Breast cancer (BCa) and prostate cancer (PCa) are the two most common types of cancer. Various factors play a role in these cancers, and discovering the most important ones might help patients live longer, better lives. This study aims to determine the variables that most affect patient survivability, and how the use of different machine learning algorithms can assist in such predictions. The AURIA database was used, which contains electronic healthcare records (EHRs) of 20,006 individual patients diagnosed with either breast or prostate cancer in a particular region in Finland. In total, there were 178 features for BCa and 143... >>> [More](#)

 Views:787  Downloads:609  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

System Performance of Wireless Sensor Network Using LoRa-Zigbee Hybrid Communication

Van-Truong Truong¹, Anand Nayyar^{2*}, Showkat Ahmad Lone³

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1615-1635, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016922

Abstract

Wireless sensor network (WSN) is considered as the fastest growing technology pattern in recent years because of its applicability in varied domains. Many sensor nodes with different sensing functionalities are deployed in the monitoring area to collect suitable data and transmit it to the gateway. Ensuring communications in heterogeneous WSNs, is a critical issue that needs to be studied. In this research paper, we study the system performance of a heterogeneous WSN using LoRa-Zigbee hybrid communication. Specifically, two Zigbee sensor clusters and two LoRa sensor clusters are used and combined with two Zigbee-to-LoRa converters to communicate in a network managed... >>> [More](#)

 Views:673  Downloads:1011  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Face Recognition Based on Gabor Feature Extraction Followed by FastICA and LDA

Masoud Muhammed Hassan^{1,*}, Haval Ismael Hussein¹, Adel Sabry Eesa¹, Ramadhan J. Mstafa^{1,2}

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1637-1659, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016467

Abstract Over the past few decades, face recognition has become the most effective biometric technique in recognizing people's identity, as it is widely used in many areas of our daily lives. However, it is a challenging technique since facial images vary in rotations, expressions, and illuminations. To minimize the impact of these challenges, exploiting information from various feature extraction methods is recommended since one of the most critical tasks in face recognition system is the extraction of facial features. Therefore, this paper presents a new approach to face recognition based on the fusion of Gabor-based feature extraction, Fast Independent Component Analysis... [» More](#)

 Views:1769  Downloads:666  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Modeling Bacterial Species: Using Sequence Similarity with Clustering Techniques

Miguel-Angel Sicilia^{1,*}, Elena Garcia-Barriocanal¹, Marçal Mora-Cantalops¹, Salvador Sánchez-Alonso¹, Lino González²

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1661-1672, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.015874

Abstract Existing studies have challenged the current definition of named bacterial species, especially in the case of highly recombinogenic bacteria. This has led to considering the use of computational procedures to examine potential bacterial clusters that are not identified by species naming. This paper describes the use of sequence data obtained from MLST databases as input for a k-means algorithm extended to deal with housekeeping gene sequences as a metric of similarity for the clustering process. An implementation of the k-means algorithm has been developed based on an existing source code implementation, and it has been evaluated against MLST data. Results... [» More](#)

 Views:566  Downloads:424  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Multi Sensor-Based Implicit User Identification

Muhammad Ahmad^{1,*}, Rana Aamir Raaza², Manuel Mazzara³, Salvatore Distefano⁴, Ali Kashif Bashir⁵, Adil Khan⁶, Muhammad Shahzad Sarfraz¹, Muhammad Umar Aftab¹

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1673-1692, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016232

(This article belongs to this Special Issue: [Emerging Applications of Artificial Intelligence, Machine Learning and Data Science](#))

Abstract Smartphones have ubiquitously integrated into our home and work environments, however, users normally rely on explicit but inefficient identification processes in a controlled environment. Therefore, when a device is stolen, a thief can have access to the owner's personal information and services against the stored passwords. As a result of this potential scenario, this work proposes an automatic legitimate user identification system based on gait biometrics extracted from user walking patterns captured by smartphone sensors. A set of preprocessing schemes are applied to calibrate noisy and invalid samples and augment the gait-induced time and frequency domain features, then further optimized... [» More](#)

 Views:625  Downloads:516  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Experimental Study of Heat Transfer Enhancement in Solar Tower Receiver Using Internal Fins

Hashem Shatnawi^{1,2,*}, Chin Wai Lim², Firas Basim Ismail³, Abdulrahman Aldossary¹

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1693-1711, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016741

(This article belongs to this Special Issue: [Interval Arithmetic with Applications to Physical Phenomena](#))

Abstract The receiver is an important element in solar energy plants. The principal receiver's tubes in power plants are devised to work under extremely severe conditions, including excessive heat fluxes. Half of the tube's circumference is heated whilst the other half is insulated. This study aims to improve the heat transfer process and reinforce the tubes' structure by designing a new receiver; by including longitudinal fins of triangular, circular and square shapes. The research is conducted experimentally using Reynolds numbers ranging from 28,000 to 78,000. Triangular fins have demonstrated the best improvement for heat transfer. For Reynolds number value near 43,000... [» More](#)

 Views:742  Downloads:466  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Estimating Age in Short Utterances Based on Multi-Class Classification Approach

Ameer A. Badr^{1,2,*}, Alia K. Abdul-Hassan²

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1713-1729, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.016732

(This article belongs to this Special Issue: [Wireless Sensors Networks Application in Healthcare and Medical Internet of Things \(MIoT\) in Bio-Medical Sensors Networks](#))

Abstract Age estimation in short speech utterances finds many applications in daily life like human-robot interaction, custom call routing, targeted marketing, user-profiling, etc. Despite the comprehensive studies carried out to extract descriptive features, the estimation errors (i.e. years) are still high. In this study, an automatic system is proposed to estimate age in short speech utterances without depending on the text as well as the speaker. Firstly, four groups of features are extracted from each utterance frame using hybrid techniques and methods. After that, 10 statistical functionals are measured for each extracted feature dimension. Then, the extracted feature dimensions are normalized... [» More](#)

 Views:557  Downloads:459  Download PDF

OPEN ACCESS ARTICLE

Resonator Rectenna Design Based on Metamaterials for Low-RF Energy Harvesting

Witcharaphon Naktong¹, Amnoly Ruengwaree^{1,*}, Nuchanart Phathiem², Piypom Krachodnok³

CMC-Computers, Materials & Continua, Vol.68, No.2, pp. 1731-1750, 2021, DOI:10.32604/cmc.2021.015843

(This article belongs to this Special Issue: [Advances in 5G Antenna Designs and Systems](#))

Abstract In this paper, the design of a resonator rectenna, based on metamaterials and capable of harvesting radio-frequency energy at 2.45 GHz to power any low-power devices, is presented. The proposed design uses a simple and inexpensive circuit consisting of a microstrip patch antenna with a mushroom-like electromagnetic band gap (EBG), partially reflective surface (PRS) structure, rectifier circuit, voltage multiplier circuit, and 2.45 GHz W-Fi module. The

Resonator Rectenna Design Based on Metamaterials for Low-RF Energy Harvesting

Watcharaphon Naktong¹, Amnoiy Ruengwaree^{1,*}, Nuchanart Fhaphiem² and Piyaporn Krachodnok³

¹Department of Electronics and Telecommunication Engineering, Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi (RMUTT), Pathumthani, 12110, Thailand

²Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering and Architecture, Rajamangala University of Technology Isan, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand

³School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, 30000, Thailand

*Corresponding Author: Amnoiy Ruengwaree. Email: amnoiy.r@en.rmUTT.ac.th

Received: 10 December 2020; Accepted: 19 February 2021

Abstract: In this paper, the design of a resonator rectenna, based on metamaterials and capable of harvesting radio-frequency energy at 2.45 GHz to power any low-power devices, is presented. The proposed design uses a simple and inexpensive circuit consisting of a microstrip patch antenna with a mushroom-like electromagnetic band gap (EBG), partially reflective surface (PRS) structure, rectifier circuit, voltage multiplier circuit, and 2.45 GHz Wi-Fi module. The mushroom-like EBG sheet was fabricated on an FR4 substrate surrounding the conventional patch antenna to suppress surface waves so as to enhance the antenna performance. Furthermore, the antenna performance was improved more by utilizing the slotted I-shaped structure as a superstrate called a PRS surface. The enhancement occurred via the reflection of the transmitted power. The proposed rectenna achieved a maximum directive gain of 11.62 dBi covering the industrial, scientific, and medical radio band of 2.40–2.48 GHz. A Wi-Fi 4231 access point transmitted signals in the 2.45 GHz band. The rectenna, located 45° anticlockwise relative to the access point, could achieve a maximum power of 0.53 μ W. In this study, the rectenna was fully characterized and charged to low-power devices.

Keywords: Metamaterials; energy harvesting; rectenna; Wi-Fi; partially reflective surface; EBG

1 Introduction

Energy is one of the factors that affects human life and helps humans live comfortably. However, energy loss is a significant problem and has a severe impact on the economic and social development of many countries [1]. Today, humans have access to alternative energy sources in various forms, such as water power [2], biomass [3], wind power [4], and solar energy [5]. Another exciting energy source is that generated when an antenna is used as a frequency receiver with a rectifier to convert AC to DC power [6,7]. Radio-frequency (RF) waves are generally spread throughout all regions of a country and is continually used in the form of electromagnetic



This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 International License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

waves, such as waves from FM radio, digital television [8], mobile phones [9], and Wi-Fi wireless transmission systems [10]. Several researchers have been interested in improving rectenna system efficiency, as shown in Fig. 1. The development process of such a system can be divided into two main parts.

The first part is the antenna, whereby most researchers have designed the antenna structure with a directional radiation pattern. The advantage of such a radiation pattern is that it can directly receive all of the energy in one direction at the front of the antenna [11]. In collecting energy, antennas with omnidirectional and bidirectional radiation patterns are significantly less effective [12], meaning that the energy obtained is split into several directions.

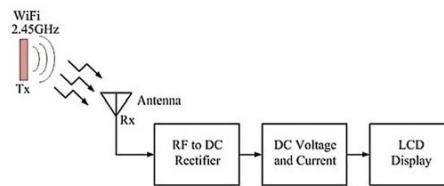


Figure 1: Process of ambient radio-frequency energy harvesting

Therefore, relevant research has focused on combining an antenna with metamaterial of the EBG, which may improve the efficiency of antenna gain. An EBG metamaterial sheet has a multitude of structures according to mathematical shapes, such as rectangles, circles [13], triangles [14], I shapes [15], hexagons, Y shapes, and plus-sign shapes [16]. From this point of view, many researchers have established new structures. Examples of additional research that has been developed include following. (1) The mushroom-like EBG sheet for the installation in an antenna is applied in a square multiple-input–multiple-output (MIMO) system with a combination element that increases from 5.3 to 8.3 dB, a 63.85% rise [17]. (2) A complementary split-ring resonator antenna combined with a square grid structure in a Doppler radar system increased the gain up to 11.3 dB [18]. (3) The gains of a triangular antenna for wireless communication at the low-frequency band of 3.5 GHz and the high frequency band of 5.8 GHz are usually 1.95 and 2.16 dBi, respectively. This gain could be adjusted with an artificial magnetic conductor, which increased the triangular antenna gains to 9.37 and 6.63 dBi, respectively [19]. (4) A rectangular microstrip antenna of 7.45 GHz frequency increased the amplification to 12.31 dBi when combined with a circularly polarized (CP) plate [20]. (5) Researchers developed a structure with metamaterials laid in more than three layers and three dimensions that is called an I-shaped antenna; it is used in 5G applications at the 28 GHz frequency band. When tuned with a dual-band slotted printed circular patch, the maximum gain was 8 dB [21]. (6) A horn antenna used in 5G applications at a low frequency of 2 GHz and a high frequency of 3.5 GHz when tuned with negative-refractive-index metamaterial (NRIM) achieved maximum gains of 8.1 and 8.93 dB, respectively [22]. (7) A 9.5–13 GHz rectangle microstrip antenna, tuned with chessboard polarization conversion metasurface, had a maximum gain of 13.4 dB [23]. (8) A 37.5 GHz rectangle microstrip antenna, tuned with a printed ridge gap waveguide, had a maximum gain of 23.5 dB [24]. (9) The efficiency of a rotated Y-shaped antenna, including a mushroom-like EBG, with a directional radiation pattern, was improved from 89% to 94% by using a slotted EBG ground plane. The antenna gain increased to 8.91 dB at 38.06 GHz for a 5G

cellular communication system [25]. (10) The gain increment was further studied using a 3.6 GHz microstrip patch antenna to install a 4×4 metamaterial surface on the reflector plane layer. The resulting antenna gain of 2.76 dB was enhanced to 6.26 dB when the metamaterial reflector plane was augmented [26]. (11) In addition, the stub tuning technique was used to improve antenna performance [27]. (12) A T-shaped microstrip antenna was designed with three stub shapes. This antenna efficiency could be increased to 52%–72% with a maximum resonance frequency gain of 3.9 dB at 3.25–3.65 GHz for use in future MIMO 5G smartphones and technologies. From all of the aforementioned research, there are advantages in increasing the efficiency of the gain from 4 to 20 dB. However, there are disadvantages in terms of increasing the efficiency of antenna gain, leading to the complexity of the antenna structure. Many tuning steps therefore must be applied to increase antenna gain.

The second development part of an antenna system is focused on electronics circuit design rather than on the antenna structure. A full-wave rectifier circuit and a seven-times-voltage-boosting circuit has been designed. In this design, the system efficiency increases by 18.6% at -50 dBm. The advantage of this approach is that it can increase system efficiency by not requiring the receiver antenna to be 100% energized from the transmitted antenna [28]. This means integrating antennas in one structure with rectifier circuits, which reduce cable losses. The reduction of losses can improve energy converter efficiency by up to 83% at -15 dBm [29]. A wideband stacked patch antenna [30] is composed of a double layer of a substrate to expand bandwidth with parasitic circular patches to increase the directional gain to 6.7 dB. The antenna was designed to connect to a HSMS-2850 rectifier circuit diode. The measured peak efficiency was 63% with an input power of 0 dB. The advantage of a wideband stacked patch antenna is its low profile. However, the gain is low, resulting in a need for high input power. A bridge rectifier circuit design with a harmonic rejection filter was fabricated on a FR4 printed circuit board (PCB) and an interdigital capacitor capable of boosting the power conversion efficiency to 78.7% at 20 dBm with a rectangular double-layer antenna with a gain of 7.3 dB [31]. An antenna designed with a dipole antenna structure using a vapor-conduction technique combined with a coplanar strip-line to help adjust the impedance to suit energy harvesting had an output gain of 8.6 dB. Moreover, an AC-to-DC power converter is essentially a half-wave rectifier.

The DC-bandpass filter used in the present work consists of a Schottky HSMS-2852 high-frequency diode together with a capacitor. This filter acts to protect the power from the microwave to the reflected load, which can convert 83% of the power at -15 dBm [32]. A monopole antenna with square grooving helps adjust the impedance match between the antenna and the full-wave rectifier circuit to transmit maximum energy. This achieved a gain of 5.6 dB. An output power converter of up to 68% at 5 dBm [33,34] was investigated in a study of a square 2×2 array antenna combined with the technique of adding a fine-tuned I-shaped stub, which resulted in a high gain of 13.4 dB and was able to convert energy up to 77.2% at 21 dBm. Another study examined an I-shaped monopole antenna utilizing the triangular grooving technique on the ground plane and the I-shaped reflector combined with a full-wave rectifier, which resulted in a high gain of 8.36 dB and could convert power up to 40% at 0 dBm [35]. From all of this research, the reviewed antenna structure can increase the gain efficiency. However, there are also disadvantages in the ordinary rectifier circuit, i.e., full- and half-wave rectifiers. The voltage received from the signal is low and it is converted directly into DC voltage energy with no additional voltage gain.

In this research, the two-part development of an RF energy harvesting system from the points of view of its advantages and disadvantages is proposed. The first part is focused on a directional pattern microstrip antenna [11] with an uncomplicated structure that was easy to

adjust and combine with mushroom-like EBG metamaterial [16]. Square structure with a hybrid rectenna [36,37] techniques were applied to increase the gain of the receiver. The second part is to design the RF conversion circuit utilizing a full-wave rectifier circuit [28] combined with a voltage multiplier circuit to increase the voltage. This system uses the designed rectenna to receive energy at a frequency of 2.45 GHz, which is the most widely applied frequency in wireless communication in Thailand. Analysis of the antenna structure and voltage boost circuit design are discussed in Section 2. The effect of antenna design parameters and equipment on the voltage multiplier circuit is discussed in the Section 3. The comparative results of measurement and simulation are discussed in Section 4 regarding the reflective coefficients, electric field plane (E-plane), magnetic field plane (H-plane), antenna gain, and energy capture. Discussion and comparison with previous works are presented in Section 5. Conclusions are drawn in Section 6.

2 Antenna Structural Design and Rectifier Circuits

2.1 Antenna Structural Design

The microstrip antenna structure designed in the present work is a basic rectangle shape, as shown in Fig. 2a, which had the advantage of having an uncomplicated structure. It was easy to design with a few fine-tuning points. The electromagnetic wave was spread in a specific direction to cover the area as needed [11]. The antenna structure was designed and fabricated on a PCB made of FR4 substrate. The advantages of this PCB are the following. The structure is strong and not easily broken; it has the form of a thin sheet and is easily accessible in Thailand. It is generally used to design, develop, and build antennas [11,12]. PCB FR4 substrate maintains constant electrical conductivity throughout the sheet. Therefore, the measurement results were close to actual simulation results. The selected PCB FR4 substrate has a dielectric constant (ϵ_r) of 4.4, the thickness of the Cu sheet of the antenna (t_{ant}) and the (t_{ground}) is 0.035 mm, and the thickness of the base material (h_{FR4}) is 1.60 mm, as shown in Fig. 2a. The designed antenna structure has a width W as calculated by Eq. (1) and length L as calculated by Eq. (2) [38]. In this paper, the design technique for the optimization gain of square structure microstrip antennas applied to fabricate the antenna was combined with mushroom-like EBG technology [16]. The EBG plate was positioned around the central radiator as a 3×3 -type array antenna in which the function of the mushroom is to cover the spread of energy on all sides, as shown in Fig. 2b. The g-gap space of the EBG structure can be calculated by Eq. (3) [38]. One writes

$$W = \frac{\lambda}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2}, \quad (1)$$

$$L = 0.49 \left(\frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}} \right), \quad (2)$$

$$g = L_{EBG} - L_s. \quad (3)$$

Metamaterial with an I-shaped slot structure was chosen to improve the structure of the antenna to increase the gain, as shown in Fig. 3a. The main advantage of this metamaterial structural design is simply to tune the resonance frequency. The unit cell (I-shaped slot) on the metamaterial measured 0.5λ , which provided the best energy transfer. The equivalent circuit of the slot is the series of L and C components, as shown in Fig. 3b. The appreciation of permittivity and permeability is calculated using Eqs. (4) and (5) [38].

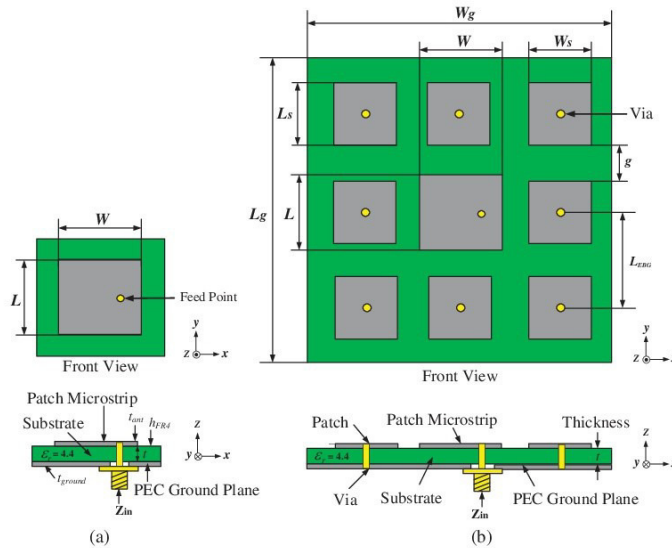


Figure 2: (a) The microstrip antenna structure based on rectangle shape (b) the g-gap space of the EBG structure

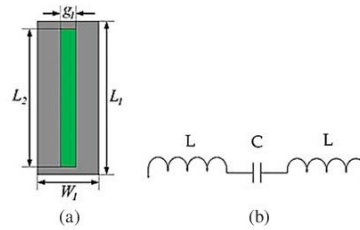


Figure 3: (a) Unit cell of I-shaped slot and (b) equivalent circuit in LC model

The structural design of the metal sheet was done on FR4 substrate. After structural adjustment, the width parameter of the metamaterial W_1 was 15.30 mm (0.0125λ) and the width of the gap g_1 was 3.67 mm (0.031λ). The length value of material L_1 was 61.22 mm (0.5λ). Adjusting the length of the gap, L_2 , affected the gain, beginning with the adjustments on the wavelength $0.424\lambda < L_2 < 0.484\lambda$, which were equal to 51.91, 55.71, and 59.26 mm. The most effective tuning was $L_2 = 55.71$.

Both L_1 and L_2 values had features approaching Mu- and Epsilon-Near-Zero (MENZ), i.e., MENZ material. MENZ is classified into two types. The first type is a negative value approaching

zero, which allows the wave to propagate through the metamaterial structure. The second type is the positive value approaching zero, in which the metamaterial acts as the reflecting surface. In this case, the conditions of permittivity and permeability are positive values that approach zero.

Consequently, this metamaterial structure served as a reflecting surface that partly reflected the waves and partly transmitted waves through it. The metamaterial was designed to be a two-dimensional (2D) wave band gap by combining the antenna structure, as shown in Fig. 4. The height (h) between the radiator and metamaterial sheet can be calculated by Eq. (6):

$$\varepsilon_r \approx \frac{2}{jk_0d} \frac{1-v_1}{1+v_1}, \quad (4)$$

$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0d} \frac{1-v_1}{1+v_1}, \quad (5)$$

where

$$v_1 = S_{21} + S_{11},$$

$$v_2 = S_{21} - S_{11},$$

$$k_0 = \omega/c,$$

and S_{11} is the return loss, S_{21} the mutual coupling, ω the radiation frequency, d the dielectric thickness, and c the speed of light. The aforementioned height is calculated as follows:

$$h = \frac{c}{2f} \left(\frac{\varphi_{PRS} + \varphi_{EBG}}{360^\circ} \right). \quad (6)$$

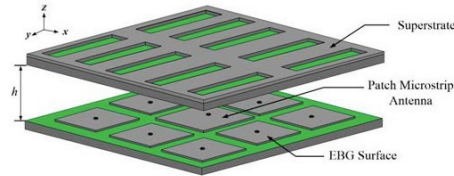


Figure 4: Prototype antenna structure

2.2 Rectifier Circuit

The electrical energy stored from the RF signal of the frequency band of 2.45 GHz is the AC. The full-wave rectifier circuit converts AC to DC, which, in conjunction with the Cockcroft Walton voltage multiplier circuit, increased the voltage. Diode HSMS-2850 [32] is a well-known diode used in voltage multiplier circuits of high-frequency energy-storage systems in which the diodes are attached in bulk to increase the voltage, as shown in Fig. 5. A microcontroller (PIC16F877A) was used as the processing unit to measure and display the rectenna power and voltage values, as shown in Fig. 6a, and a C language program was used to control the LCD screen display (16×2) to show the results. The PIC16F877A microcontroller has the advantage of being able to measure a minimum power of $0.005 \mu\text{W}$, which is better for showing on small-scale values than a typical

digital meter. Usually, the efficiency value obtained from the receiver part's power-measurement results can be calculated by the following equation:

$$\eta = \frac{P_{output}}{P_{input}} \times 100. \tag{7}$$

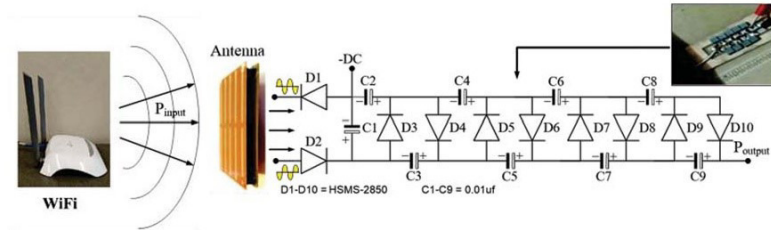


Figure 5: Connection of prototype antenna to rectifier and Cockcroft Walton voltage multiplier circuit



Figure 6: Rectenna power and voltage meter. (a) PIC16F877A microcontroller, (b) voltage multiplier circuit and LCD

3 Design Results

3.1 Simulation of Antenna Design

First, the design parameters of a rectangular microstrip antenna at 2.45 GHz were calculated using Eqs. (1) and (2), as defined in Fig. 2a. It was found that the width (W) = 37.54 mm and length (L) = 28.93 mm had S_{11} equal to -12.65 dB, as shown in Fig. 7a. The simulation results of impedance and gain were $49.85 - j20.93 \Omega$ and 7.54 dBm, respectively. The design of a mushroom-like EBG with an eight-element square structure to lay around the radiator is shown in Fig. 2b; The mushroom-like EBG parameters could be calculated using the width (W_s) and length (L_s) of 28.46 mm, which was 0.035λ . The shorting post diameter connecting the EBG patch to the ground plane at the via point was 1.46 mm (0.012λ), as shown in Fig. 2b. The model used to find the distance at which to place the EBG patch to obtain the best reflection phase value responded to the 2.45 GHz frequency band, as shown in Fig. 8. At the beginning of the tuning process, the length L_{EBG} (wavelength of $0.245\lambda < L_{EBG} < 0.326\lambda$) was adjusted from 30, 35, and 40 mm, as shown in Fig. 7b. After this tuning, the gains of the prototype antenna with metamaterial were

7.86, 7.91, and 7.74 dB, respectively. These results show that the best reflection phase was achieved at $L_{EBG} = 35$ mm. This value was used to calculate the distance of the gap (g) between the EGB patches, which was found to be $g = 6.54$ mm, and the magnification rate was 7.91 dB. The antenna gain with metamaterial increased by 7.91 dB (4.67%) relative to that without metamaterial (7.54 dB). Eight mushroom-like EBG patches measuring $120 \text{ mm}^2 \times 120 \text{ mm}^2$ in width and length, with shorting posts, were employed around the microstrip antenna, as shown in Fig. 2b. By inserting these eight mushroom-like EBG patches, the radiation pattern covered all useful directions. Observation of the electromagnetic near-field distribution resembled a mushroom, as shown in Fig. 7c.

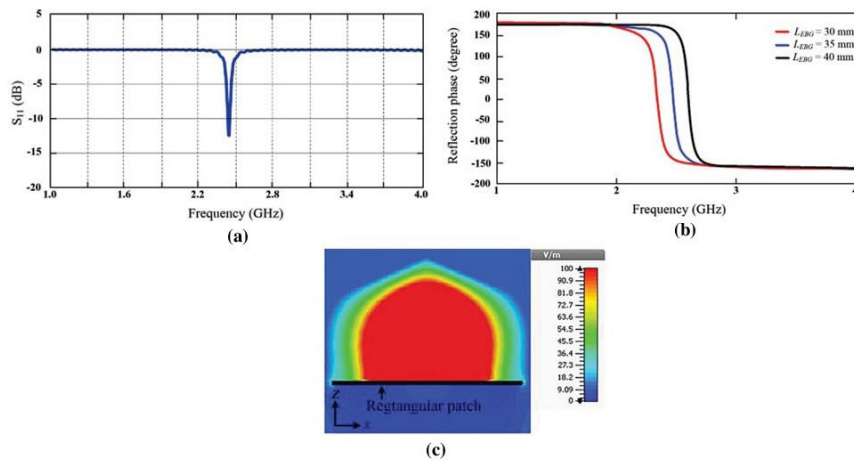


Figure 7: Simulation results of prototype antenna upon addition of eight mushroom-like EBG patches. (a) Reflection coefficient, (b) reflection phase, (c) electromagnetic near-field distribution over prototype antenna

The simulation model of a single unit cell for the slot-shaped metamaterial is shown in Fig. 8. The permeability and permittivity both had a positive value approaching zero, MENZ, with the characteristic that allows waves to propagate; thus, as shown in Fig. 9, this medium acted as a surface that partially reflected the waves and partially transmitted the waves. This type of material provides a 2D electromagnetic frequency gap.

From the design and simulation of the sub-structure sheet structure, as shown in Fig. 2a, the radiator matrix (2×5) layout was tested and simulated in transverse-electric (TE) and transverse-magnetic (TM) polarization modes to find the best gain received. The structure of the metal sheet material had the same width and length as the antenna structure, i.e., $120 \text{ mm}^2 \times 120 \text{ mm}^2$, a width of $W_p = 24$ mm (0.196λ), and a length of $L_p = 60$ mm (0.49λ), as shown in Fig. 9.

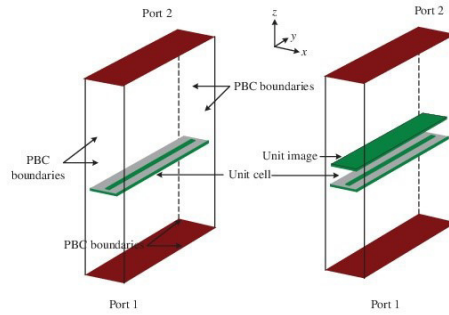


Figure 8: Unit-cell model for slot-shaped metamaterial

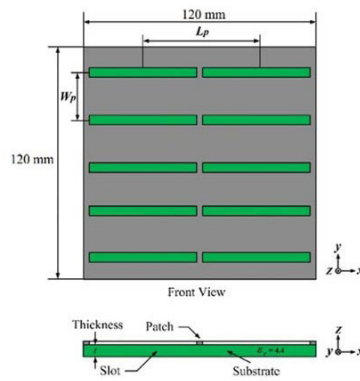


Figure 9: Multiple-cell model for slot-shaped metamaterial

The simulation results for the permittivity (δ) and permeability (μ) at the frequency (1–4 GHz) of the designed structure are shown in Fig. 10. The slot-shaped metamaterial superstrate is classified into MENZ values. Additionally, it can be widely used for many applications for which high-power coherent emission is needed, such as radar, lasers, and antennas. In the work described in this paper, this structure was applied in a resonator antenna performing as the upper layer of a rectangular microstrip antenna. Before designing the resonator antenna, the wave propagation passing through a medium was discussed, as shown in Fig. 11. Whenever the metamaterial became one of the slot-shaped functions, the reflected and refracted waves of propagating electromagnetic waves passing through a medium occurred. In this case, the electromagnetic waves propagated along the x direction. Regarding the polarization modes that can be applied, two polarization modes are possible, as follows.

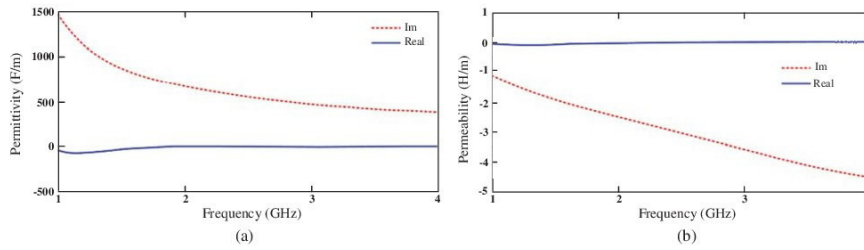


Figure 10: Simulated results of slot-shaped unit. (a) Permittivity (δ), (b) permeability (μ)

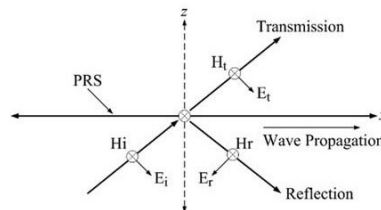


Figure 11: Electromagnetic propagation when passing through a medium

A. TE polarization mode

Fig. 12a depicts the TE polarization mode. The metamaterial setup based on a slot is depicted along the y axis, so the electromagnetic waves propagate in the x direction. The electric fields of the rectangular microstrip antenna propagate along the y axis. Therefore, the TE polarization mode can have more magnetic fields of transmitted waves than reflected waves, as shown in Fig. 13a.

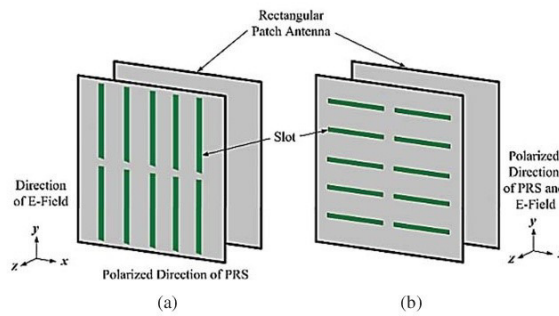


Figure 12: Geometries of resonator antenna. (a) TE, (b) TM

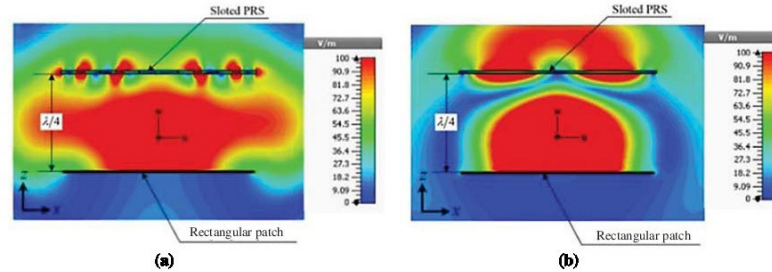


Figure 13: Electric field intensity propagation passing through the medium near-field distributions of proposed TE and TM modes. (a) TE mode, (b) TM mode

B. TM polarization mode

The metamaterial setup based on the slot-shaped structure is along the x axis, so the electromagnetic waves propagate in the y direction. Furthermore, the electric fields of a primary radiator propagate along the y axis. Consequently, the PRS polarization direction has only electric fields in the TM polarization mode, as displayed in Fig. 12b. In this case, the propagation of the transmitted waves can be less than that of the reflected waves, as shown in Fig. 13b.

From the theory explained above, the wave propagation is obstructed by the metamaterials based on the PRS slot-shaped structure along the x and y directions in the TE and TM polarization modes, respectively.

In TE mode, the slot-shaped metamaterials act as the rectangular microstrip superstrate installed on an antenna with a quarter-wavelength dimension in the medium for radiating in phase. Fig. 13a illustrates the near-field distribution of the proposed TE mode. It can be seen that the spread of waves radiating through a slot-shaped superstrate is small. The red area shows the maximum electric field strength from the rectangular patch antenna that could reach only marginally to the top of the metamaterial plate surface due to the impedance mismatch between the antenna and metal plate mounted along the cross-section. The yellow, green, blue, and dark blue areas show the decreasing electric field intensity.

However, as shown in Fig. 13b, the wave propagation of the TM mode can be seen to be radiating very well. It was found that the maximum electric field strength could be exported from the antenna through the top of the metal sheet in the same direction due to the excellent impedance between the antenna and metal plate in the same horizontal direction. c , f , ϕ_{PRS} , and ϕ_{EBG} are the wave velocity, resonant frequency, reflection phase of the PRS, and reflection phase of the EBG, respectively. If the reflection phases of the EBG and PRS are 0° and 155° as plotted in Fig. 14, then the h parameter is 26.36 mm.

Simulation results of the proposed microstrip antenna gain with the EBG and metamaterial sheet are shown upon changing the distance between $0.04\lambda < h < 0.8\lambda$ starting from 5 mm up to 100 mm in increments of 10 mm, indicating that the gain was most affected in the response. From this result, it was found that the best distance was 10 mm, which had the highest gain of 11.97 dB, as shown in Tab. 1, since the distance between the antenna and metal sheet had an

offset angle of 0° . The current density direction is shown in Fig. 15, simulation of the microstrip antenna with the full metal plate (EBG) in Fig. 16, and the best parameters in Tab. 2.

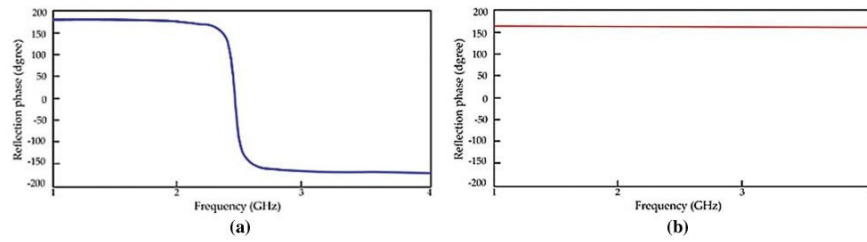


Figure 14: Simulation results of reflection phases of metamaterials. (a) Reflection phase of EBG at 2.45 GHz, (b) reflection phase of PRS at 2.45 GHz

Table 1: Simulation gain results of proposed antenna

Distance between microstrip and metamaterial (mm)	Gain (dB)
5	11.70
10	11.97
20	10.83
30	9.88
40	9.72
50	9.79
60	10.36
70	10.34
80	10.31
90	10.29
100	10.28

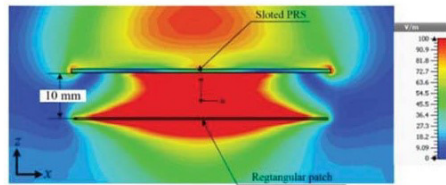


Figure 15: Near-field distributions

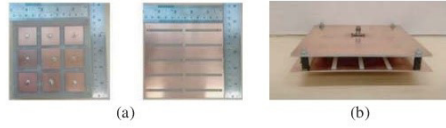


Figure 16: Photographs of proposed antenna. (a) Rectangular microstrip antenna with EBG surface and PRS (b) resonator antenna

Table 2: Parameters of proposed antenna

Parameters	Size (mm)
W : Width of patch microstrip antenna	37.54
W_g : Width of ground plane	120.00
W_s : Width of patch EBG	28.46
W_p : Separation width of slot PRS	24.00
W_1 : Width of patch metamaterial	15.30
L : Length of patch microstrip antenna	28.93
L_g : Length of ground plane	120.00
L_s : Length of patch EBG	28.46
L_p : Length of slot PRS	60.00
L_1 : Length of patch metamaterial	61.22
L_2 : Length of slot metamaterial	55.71
L_{EBG} : Length of patch EBG	35.00
g : Gap between a patch of EBG	6.54
g_1 : Gap between a patch of metamaterial	3.67
t_{ant} : Thickness of Cu antenna	0.035
t_{ground} : Thickness of Cu ground	0.035
h_{FR4} : Thickness of FR4	1.60
h : Distance between radiating element and PRS	10.00

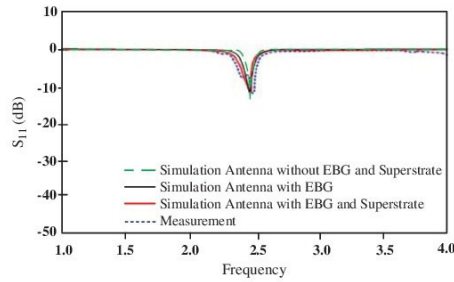


Figure 17: Simulated and measured S_{11} (dB)

The rectangular microstrip antenna prototype is surrounded by a mushroom-like EBG, which was fabricated using two sides of FR4 sheet with a dielectric constant of 4.3, as shown in Fig. 16a. In addition, the PRS superstrate was located above the radiating element with a spacing of approximately 10 mm, as shown in Fig. 16b. When S_{11} is analyzed as shown in Fig. 17, Tab. 3 illustrates the simulated and measured results for the proposed antenna. The input impedances of simulation and measurement results were close to 50 Ω .

Table 3: Simulated and measured results for antenna based on S_{11} and voltage standing wave ratio (VSWR)

Antenna	S_{11} (dB)	VSWR	Z_{in} (Ω)
Simulation antenna without EBG and superstrate	-13.84	1.59:1	53.85 + j12.05
Simulation antenna with EBG	-12.31	1.63:1	69.24 + j4.99
Simulation antenna with EBG and superstrate	-12.65	1.62:1	49.85 - j20.93
Measurement of proposed antenna	-10.05	1.92:1	47.94 - j25.34

A microstrip antenna was reconstructed from a conventional patch using an EBG surface placed on a similar rectangular patch to improve directional gain from 7.21 to 8.08 dB. Subsequently, when the directional antenna was applied to the resonator antenna by adding the PRS superstrate, the maximum gain increased to 11.97 dB. When the proposed antenna was compared with the patch microstrip antenna, the directional gain efficiency was enhanced to 39.76%. The 3D perspective of the radiation pattern with maximum gain is shown in Fig. 18.

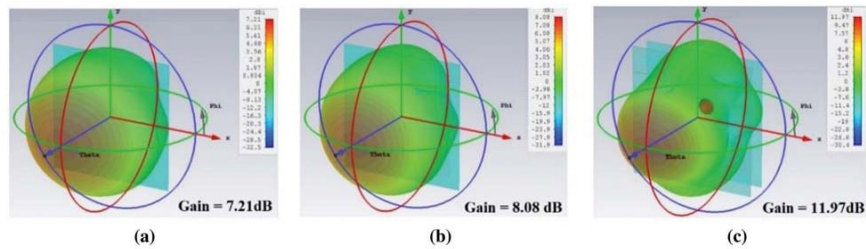


Figure 18: 3D perspectives of radiation pattern with maximum gain: (a) Patch microstrip antenna, (b) patch microstrip antenna surrounded with EBG, and (c) proposed antenna

The results of comparing the measured and simulated gains of the microstrip antenna in Fig. 16 are shown in Tab. 4. These results tend to be in the same direction with the maximum gain of 11.97 dB. The efficiency was increased by 39.76%.

The radiation pattern in the E- and H-planes at a frequency of 2.45 GHz are plotted in Fig. 19. The characteristic of the radiated energy patterns is that of a directional radiation pattern. However, a back lobe perhaps appeared because the resonator antenna reflected and forwarded high-power waves. The half-power beamwidth in the E- and H-planes were 54.6° and 54.5°, respectively.

Table 4: Comparison of measured and simulated gains of various antenna types

Antenna type	Simulated gain (dB)	Measured gain (dB)
Microstrip antenna	7.21	4.75
Microstrip antenna with EBG	8.08	7.19
Proposed antenna	11.97	11.62

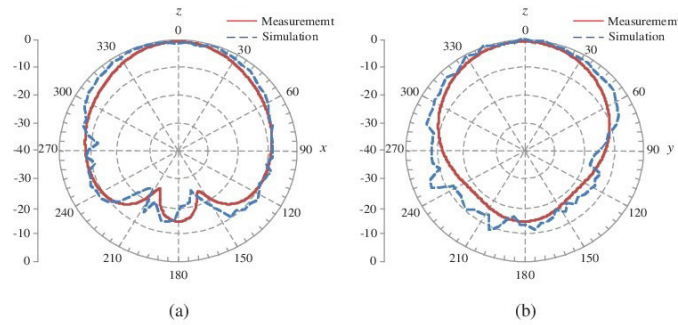


Figure 19: Simulated and measured radiation patterns. (a) E-plane, (b) H-plane

3.2 Rectifier

The DC energy-harvesting measurement from connecting the prototype antenna with the rectifier and voltage multiplier circuits is shown as a block diagram in Fig. 20. The experiment was done with voltage multiplier circuits of 6, 8, 10, and 12 times, tested at 0.6 m, which was the best distance for receiving maximum voltage. It was found from the experimental results that a multiplier circuit of 8 times yielded better performance than that of 6, 10, or 12 times, as shown in Tab. 5.

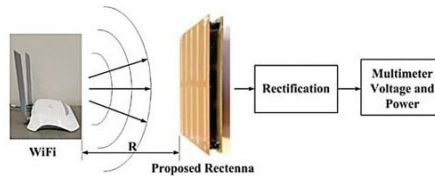


Figure 20: Block diagram of ambient RF energy harvesting

Table 5: Energy-harvesting measurement results

Distance (m)	Measurement results	Voltage multiplier circuits			
		6	8	10	12
0.6	Voltage (mV)	2.23	2.71	2.63	2.59

4 Rectenna System Measurement Results

Experiments were carried out on two parameters for receiving maximum energy: signal receiving distance and direction angle of the Wi-Fi spot and rectenna response. The signal receiving distances were 0.5, 1, 1.5, 2, 2.5, and 3 m, and the direction angles of the Wi-Fi spit and rectenna response were 0°, 15°, 30°, 45°, 60°, 75°, and 90°. The best value was at a distance of 1 m and the direction of 45°. The results were a voltage of 2.82 mV, current of 0.34 mA, and power of 0.95 μ W, as shown in Tab. 6. In more than 3 meters measuring distances and the direction angle greater than 90°, the measurement was lower than 0.05 mV/mA, causing the signal meter not to display on the screen. Wi-Fi transmitter was the TP-Link TL-WRB840N, commonly used in Thailand, connected to the directional antenna with the transmitting power of -30.04 dB.

Table 6: Energy harvesting measurement results

Angle	Measurement results	Distance (m)					
		0.5	1	1.5	2	2.5	3
0°	Voltage (mV)	1.64	1.85	1.72	1.56	1.12	0.09
	Current (mA)	0.19	0.21	0.19	0.17	0.10	0.08
	Power (μ W)	0.31	0.39	0.32	0.26	0.11	0.007
15°	Voltage (mV)	1.78	1.98	1.74	1.62	1.24	1.17
	Current (mA)	0.20	0.23	0.21	0.15	0.09	0.07
	Power (μ W)	0.35	0.45	0.36	0.24	0.11	0.08
30°	Voltage (mV)	2.53	2.80	2.28	1.82	1.34	1.12
	Current (mA)	0.21	0.32	0.21	0.12	0.09	0.08
	Power (μ W)	0.53	0.89	0.47	0.21	0.12	0.08
45°	Voltage (mV)	2.54	2.82	2.31	1.97	1.46	1.25
	Current (mA)	0.21	0.34	0.24	0.13	0.09	0.08
	Power (μ W)	0.53	0.95	0.55	0.25	0.13	0.10
60°	Voltage (mV)	2.14	2.52	2.23	1.75	1.27	1.16
	Current (mA)	0.20	0.24	0.22	0.18	0.10	0.08
	Power (μ W)	0.42	0.60	0.49	0.31	0.12	0.09
75°	Voltage (mV)	2.14	2.52	2.23	1.75	1.27	1.16
	Current (mA)	0.19	0.23	0.19	0.10	0.09	0.07
	Power (μ W)	0.40	0.57	0.42	0.17	0.11	0.08
90°	Voltage (mV)	2.01	2.12	1.92	1.68	1.08	1.04
	Current (mA)	0.13	0.18	0.14	0.09	0.07	0.05
	Power (μ W)	0.26	0.38	0.26	0.15	0.07	0.05

5 Discussion

The design and construction of a rectenna system using a directional microstrip antenna with an integrated magnetic stripe design (EBG) plate with a multiple voltage circuit were presented. The antenna designed in the present work was compared with those designed in previous works as follows.

In [29], an uncomplicated antenna with a gain of 8.6 dBi for low-energy harvesting at the 2.45 GHz frequency band was designed. The rectenna in [30] consisted of an antenna with a directional gain of 6.7 dB at 2.45 GHz. A rectifier circuit with a HSMS2850 diode achieved low-energy harvesting with an efficiency of 63% when the input power was 0 dBm. The designed antenna matched the rectifying circuit and eliminated unwanted harmonics, resulting in an 83% efficiency when using a 1400- Ω resistor and converting power up to 83% at -15 dBm. This antenna design is not complicated, but has low gain and high power consumption.

A rectifier circuit with four switch diodes and an interdigital capacitor was designed to increase the DC output voltage in another antenna [31] that operated at the 2.45-GHz frequency band to reduce high harmonic values and had a gain of 7.13 dB, resulting in an efficiency of 78.7% when using 4 k Ω impedance with a transmitted signal power of 20 dBm. This antenna is also not complicated, but has low gain and high transmitting power.

Another antenna was designed using square-shaped tuning techniques to tune the impedance bandwidth and increase the maximum gain to 5.6 dB [32]. This antenna is compact, measuring 18 mm \times 30 mm, with an L-shaped impedance-matching network rectifier to allow the input impedance to match that of the antenna. A maximum voltage of 3.24 V was obtained with a load resistance of 5 k Ω . Its maximum efficiency was 75.5% in simulation and 68% as measured with a transmitted power of 5 dBm at 2.45 GHz. This antenna is small and compact, but has low gain and high transmitting power.

In [33], frequency-selective-surface (FSS) sheet structure techniques were used for RF energy harvesting with a geometric shape consisting of a sequence of unit cells. The gain was 9.4 dB when connected with a full-wave rectifier circuit that could convert power up to a conversion rate of 61% at a transmitted power of 15 dBm. The gain and transmitted power are both high, but the structure is complicated.

In [34], a square 2 \times 2 array antenna designed by adding an I-shaped tuning stub, resulting in a gain of 13.4 dB, was studied. The rectifier used a serial mounting diode and a microstrip sheet as a capacitor, which was essentially a DC bandpass filter, resulting in a high RF-to-DC conversion efficiency of the modified circuit of 80%. In practical operation, a maximum voltage of 18.5 V was achieved, along with a power conversion rate of up to 77.2% at 21 dBm of signal power when using 3.5-k Ω resistance. The gain is high, but the antenna structure is too large, i.e., 200 mm \times 200 mm.

The authors of [35] introduced a monopolar antenna using triangular grooving techniques on the ground plane and an I-shaped reflector in implementing the air-gap technique. A gain of 8.36 dB was obtained. Combined with a full-wave rectifier circuit, this antenna could convert power at a conversion rate of up to 40% at 0 dBm at a maximum voltage of 0.46 V and convert voltage up to 6 V when using signal power up to 30 dBm. The antenna structure is not complicated, but has low gain.

In the method proposed in the present paper, a low signal power on the input power of -30.04 dB was used, transmitted at a distance of 1 m with a higher efficiency of 95.88%, as shown in Tab. 7.

Table 7: Comparison of rectenna efficiencies

Reference	Frequency (GHz)	Substrate	Antenna size (mm ³)	R (m)	Input power (dBm)	Gain (dB)	Efficiency (%)
[29]	2.45	RT/Duroid	$87 \times 80 \times 1.52$		-15	8.60	83
[30]	2.45	NPC-F260	$110 \times 110 \times 2.60$		0	6.70	63
[31]	2.45	FR4	$85 \times 100 \times 1.60$		20	7.13	78.70
[32]	2.37–2.52	FR4	$18 \times 30 \times 1.60$	1	5	5.60	68
[33]	2.45	Rogers	$228.60 \times 304.80 \times 1.524$	1	15	9.40	61
[34]	2.45	FR4	$200 \times 200 \times 3$		21	13.40	77.20
[35]	2.45	FR4	$100 \times 100 \times 1.60$	1	0	8.36	40
Present work	2.45	FR4	$120 \times 120 \times 1.60$	1	-30.04	11.62	95.88

6 Conclusions

The method for designing the structure and energy-harvesting circuit for an antenna proposed this research increased the antenna gain, reduced the complexity of the antenna structure, and obtained efficiency with a multiple voltage circuit. The antenna structure is a rectangular directional microstrip that is combined with an EBG mushroom-shaped magnetic frequency gap that can control the radiation direction and a 2×5 I-shaped metamaterial, placed at a distance of 10 mm. The gain increased from 7.21 to 11.67 dB with an efficiency of 39.76%. The entire antenna structure was constructed on a FR4 PCB with a constant electrical conductivity of 4.3 at 2.45 GHz in a Wi-Fi system. The energy was harvested with a rectifier circuit to convert the AC signal to DC and combined with an 8-times-multiplier voltage circuit that yielded voltages greater than those yielded by 6-, 10-, and 12-times-multiplier voltage circuits and increased the efficiency of the circuit by doubling the DC voltage 8 times. The optimum received energy was at an angle of 45° and a distance of 1 m. The obtained voltage was 2.82 mV, the current 0.34 mA, and the power $0.95 \mu\text{W}$, with an efficiency of 95.88%. The proposed method is more efficient, the structure is not complicated, and less adjustment is needed.

Acknowledgement: The authors thank the Department of Telecommunications Engineering, Faculty of Engineering and Architecture, Rajamangala University of Technology Isan, Thailand, for equipment support and research funding. Moreover, they gratefully acknowledge the use of computer simulation software for supporting this research work sponsored by the School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand.

Funding Statement: This work is supported by the Rajamangala University of Technology Thanyaburi research and development fund.

Conflicts of Interest: The authors declare that they have no conflicts of interest to report regarding the present study.

References

- [1] M. H. Nehrir, C. Wang, K. Strunz, H. Aki, R. Ramakumar *et al.*, "A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: Configurations, control, and applications," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 392–403, 2011.
- [2] T. H. Oh, S. Y. Pang and S. C. Chua, "Energy policy and alternative energy in Malaysia: Issues and challenges for sustainable growth," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, no. 4, pp. 1241–1252, 2010.
- [3] P. McKendry, "Energy production from biomass (part 1): Overview of biomass," *Bioresource Technology*, vol. 83, no. 1, pp. 37–46, 2002.
- [4] M. S. Dresselhaus and I. L. Thomas, "Alternative energy technologies," *Nature*, vol. 414, no. 6861, pp. 332–337, 2001.
- [5] V. Devabhaktuni, M. Alam, S. S. R. Depuru, R. C. Green II, D. Nims *et al.*, "Solar energy: Trends and enabling technologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, no. 8, pp. 555–564, 2013.
- [6] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim and Z. Han, "Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 2, pp. 757–789, 2014.
- [7] M. Piñuela, P. D. Mitcheson and S. Lucyszyn, "Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2715–2726, 2013.
- [8] F. Iwanda, Z. Zulfi and Y. Wahyu, "Rectifying antenna (rectenna) untuk sinyal tv uhf 470–806 Mhz," *eProceedings of Engineering*, vol. 5, no. 3, pp. 5483–5490, 2018.
- [9] R. K. Sidhu, J. S. Ubhi and A. Aggarwal, "A survey study of different RF energy sources for RF energy harvesting," in *Int. Conf. on Automation, Computational and Technology Management*, Amity University, London, United Kingdom, pp. 530–533, 2019.
- [10] M. Hasan, M. Rahman, M. R. I. Faruque, M. T. Islam and M. U. Khandaker, "Electrically compact SRR-loaded metamaterial inspired quad band antenna for bluetooth/WiFi/WLAN/WiMAX system," *Electronics*, vol. 8, no. 7, pp. 790, 2019.
- [11] C. A. Balanis, "Antenna theory and design," NY, USA: John Wiley & Sons, 1997.
- [12] W. Naktong, P. Boonmaitree, S. Korsing, E. Khoomwong and A. Ruengwaree, "CPW-fed rectangular aperture antenna with two-step ground-plane tuning for UWB applications," *RMUTI Journal Science and Technology*, vol. 7, no. 2, pp. 50–66, 2014.
- [13] W. Naktong, N. Fhahiem, A. Innok and A. Ruengwaree, "Study of rectenna using directive antenna at frequency of 2.45 GHz," in *10th South East Asian Technical University Consortium Symp.*, Tokyo, Japan, 2016.
- [14] E. K. I. Hamad and A. Abdelaziz, "Metamaterial superstrate microstrip patch antenna for 5G wireless communication based on the theory of characteristic modes," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 70, no. 3, pp. 187–197, 2019.
- [15] A. Lalbakhsh, M. U. Afzal, K. P. Esselle, S. L. Smith and B. A. Zeb, "Single-dielectric wideband partially reflecting surface with variable reflection components for realization of a compact high-gain resonant cavity antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1916–1921, 2019.
- [16] B. A. Munk, "Frequency selective surfaces: Theory and design," NY, USA: John Wiley & Sons, 2005.
- [17] S. Luo, Y. Li, Y. Xia and L. Zhang, "A low mutual coupling antenna array with gain enhancement using metamaterial loading and neutralization line structure," *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 34, no. 3, pp. 411–419, 2019.
- [18] H. Ö. Yılmaz and F. Yaman, "Meta-material antenna designs for a 5.8 GHz doppler radar," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 69, no. 4, pp. 1775–1782, 2019.
- [19] M. E. Atrash, M. A. Abdalla and H. M. Elhennawy, "A wearable dual-band low profile high gain low SAR antenna AMC-backed for WBAN applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 10, pp. 6378–6388, 2019.

- [20] P. K. T. Rajanna, K. Rudramuni and K. Kandasamy, "A high-gain circularly polarized antenna using zero-index metamaterial," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 1129–1133, 2019.
- [21] B. Hasan and K. Raza, "Dual band slotted printed circular patch antenna with superstrate and EBG structure for 5G applications," *Mehran University Research Journal of Engineering and Technology*, vol. 38, no. 1, pp. 227–238, 2019.
- [22] W. Brown, J. Mims and N. Heenan, "An experimental microwave-powered helicopter," in *1958 IRE Int. Convention Record*, New York, NY, USA, pp. 225–235, 1966.
- [23] Q. Chen and H. Zhang, "High-gain circularly polarized fabry-pérot patch array antenna with wideband low-radar-cross-section property," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 8885–8889, 2019.
- [24] X. Jiang, F. Jia, Y. Cao, P. Huang, J. Yu *et al.*, "Ka-band 8×8 low-sidelobe slot antenna array using a 1-to-64 high-efficiency network designed by new printed RGW technology," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 1248–1252, 2019.
- [25] J. Khan, D. A. Sehrai, M. A. Khan, H. A. Khan, S. Ahmad *et al.*, "Design and performance comparison of rotated y-shaped antenna using different metamaterial surfaces for 5G mobile devices," *Computers, Materials & Continua*, vol. 60, no. 2, pp. 409–420, 2019.
- [26] D. A. Sehrai, F. Muhammad, S. H. Kiani, Z. H. Abbas, M. Tufail *et al.*, "Gain-enhanced metamaterial based antenna for 5G communication standards," *Computers, Materials & Continua*, vol. 64, no. 3, pp. 1587–1599, 2020.
- [27] S. H. Kiani, A. Altaf, M. Abdullah, F. Muhammad, N. Shoaib *et al.*, "Eight element side edged framed MIMO antenna array for future 5G smartphones," *Micromachines*, vol. 11, no. 11, pp. 1–13, 2020.
- [28] E. A. Kadir, A. P. Hu, M. Biglari-Abhari and K. C. Aw, "Indoor WiFi energy harvester with multiple antenna for low-power wireless applications," in *2014 IEEE 23rd Int. Symp. on Industrial Electronics*, Istanbul, Turkey, pp. 526–530, 2014.
- [29] H. Sun, Y. X. Guo, M. He and Z. Zhong, "Design of a high-efficiency 2.45-GHz rectenna for low-input-power energy harvesting," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 929–932, 2012.
- [30] Y. Huang, N. Shinohara and H. Toromura, "A wideband rectenna for 2.4 GHz-band RF energy harvesting," in *IEEE Wireless Power Transfer*, Aveiro, Portugal, pp. 1–3, 2016.
- [31] S. Ahmed, Z. Zakaria, M. N. Husain and A. Alhegazi, "Design of rectifying circuit and harmonic suppression antenna for RF energy harvesting," *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, vol. 9, no. 2–13, pp. 63–67, 2017.
- [32] Q. Awais, Y. Jin, H. T. Chattha, M. Jamil, H. Qiang *et al.*, "A compact rectenna system with high conversion efficiency for wireless energy harvesting," *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, vol. 9, no. 2–13, pp. 63–67, 2017.
- [33] F. Erkmén, T. S. Almoncef and O. M. Ramahi, "Scalable electromagnetic energy harvesting using frequency-selective surfaces," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 6, no. 5, pp. 2433–2441, 2018.
- [34] X. Li, L. Yang and L. Huang, "Novel design of 2.45-GHz rectenna element and array for wireless power transmission," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 28356–28362, 2019.
- [35] M. A. M. Said, Z. Zakaria, M. N. Husain, M. H. Misran and F. S. M. Noor, "2.45 GHz rectenna with high gain for RF energy harvesting," *Telkomnika*, vol. 17, no. 1, pp. 384–391, 2019.
- [36] S. Ahmed, M. N. Husain, Z. Zakaria, M. S. I. M. Zin and A. Alhegazi, "Rectenna designs for RF energy harvesting system: A review," *International Journal on Communications Antenna and Propagation*, vol. 6, no. 2, pp. 82–91, 2016.
- [37] W. Hong, Y. Cao, L. Deng, S. Li, M. Li *et al.*, "A circular polarized rectenna with out-of-band suppression for microwave power transmission," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2016, pp. 1–7, 2016.
- [38] N. Fhalhiem, P. Krachodnok and R. Wongsan, "Curved strip dipole antenna on EBG reflector plane for RFID applications," *Wseas Transactions on Communications*, vol. 9, pp. 374–383, 2010.



รายงานสืบเนื่องจากการประชุมวิชาการ
การประชุมวิชาการวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี
และสถาปัตยกรรมศาสตร์ ครั้งที่ 12 ประจำปี 2564

วันที่ 20 สิงหาคม 2564

โดย คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน



The 12th Engineering, Science, Technology and Architecture Conference 2021 (ESTACON 2021)

วิศวกรรมในอนาคตสู่ชีวิตปกติวิถีใหม่หลังโรคระบาดใหญ่
(Engineering in the Future under the New Normal after PANDEMIC)



วิทยากรบรรยายพิเศษ

รองศาสตราจารย์ ดร.โมษิต ศรีภูธร
รักษาราชการแทน อธิการบดีมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน

ผู้ทรงคุณวุฒิพิจารณาบทความวิจัย

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พนิต ภูจินดา

มหาวิทยาลัยขอนแก่น

รองศาสตราจารย์ ดร.รัชพล สันติวารากร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.จิรณูช เสี่ยมศักดิ์
รองศาสตราจารย์ ดร.พรเทพ ขอบชายเกียรติ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณรงค์ เหลืองบุตรนาค

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

อาจารย์ ดร.เชิดชัย ประภาณวรัตน์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

รองศาสตราจารย์ ดร.พิพัฒน์ พรมมี
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เบญจมาศ ภูมิอินทร์
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรัตน์ อารีรัตน์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

รองศาสตราจารย์ ดร.มนตรี ศิริปรัชญานันท์
รองศาสตราจารย์ ดร.วิบูลย์ ชื่นแขก
อาจารย์ ดร.วินิจ ไวกล้ำ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พงษ์ชัย จิตตะมัย
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธนต์ชัย กุลวรรณิชพงษ์

อาจารย์สรายุทธ ว่าที่ร้อยตรีอนุชา	ฐิตะภาส ศรีบุรัมย์
--------------------------------------	-----------------------

มหาวิทยาลัยราชภัฏนครราชสีมา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปรีชญ์	บุญแซม
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ อนุชิต	คงฤทธิ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ดวงดาว	วัฒนากลาง
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อรอนงค์	แสงผ่อง
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พงษ์นรินทร์	ศรีพลอย
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.การุณย์	ศุภมิตรโยธิน
อาจารย์ ดร.รัฐศาสตร์	ลายกนก
อาจารย์ ดร.วรุทัย	เดชตานนท์
อาจารย์ ดร.สุรัชย์	วงษ์ฟูเกียรติ
อาจารย์ ดร.อาภา	สธนเสาวภาคย์

มหาวิทยาลัยวงษ์ชวลิตกุล

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชัยนิกร	กุลวงษ์
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ฤชญา	วิไลลักษณ์
อาจารย์ ดร.มารุต	โคตรพันธ์
อาจารย์ ดร.จิตติมา	กุลวงศ์
อาจารย์ ดร.ยุทธชัย	เกี่ยวสันเทียะ
อาจารย์ ดร.สุรพร	มีหอม
อาจารย์ ดร.ศิริชัย	ห้วงจริง
อาจารย์ รัชพงษ์	ขันธวิธิ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น

รองศาสตราจารย์ ดร.ศักดิ์ระวี	ระวีกุล
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อภิชาติ	คำภ่าหล้า
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กฤษณะพงศ์	พันธ์ศรี
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุธาสินี	ละมุลตรี
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อดิเรก	จันทะคุณ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อรพิน	ชาญนำสิน
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ วัชรยุทธ	จีไพเซอร์
อาจารย์ ดร.สุรเชษฐ์	เลื่อนแก้วสิงห์

อาจารย์ ดร.ปฐมภรณ์	ชัยกุล
อาจารย์ ดร.วีระพล	นวนทอง
อาจารย์ ดร.สมภพ	พิมพ์
อาจารย์ ดร.พิศาล	มูลอำคา
อาจารย์ ดร.ไพวรรณ	เกิดตรวจ
อาจารย์ ดร.ปรัชญาวณิ	โล่ปั้น
อาจารย์ ดร.ปิยะนุช	ตั้งกิตติพล
อาจารย์ ดร.อังคณา	เจริญมี
อาจารย์ ดร.ชัชรินทร์	ศักดิ์กำปัง
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ภาณุวัฒน์	ทรัพย์ปรุง
อาจารย์ ดร.ปิยะนุช	ตั้งกิตติพล
อาจารย์ ดร.เพิ่มพร	ลักขณาวรรณกุล
อาจารย์ ดร.กัญญา	ชัยอมฤต
อาจารย์ ดร.ปรเมศวร์	บัววรรณ
อาจารย์ ดร.อิงอร	สิทธิธนาตล
อาจารย์สิริธร	สุภาคาร
อาจารย์จรินทร์ศักดิ์	แซ่เตียว
อาจารย์จักรกริช	ปานเรือนแสน
อาจารย์อภาภรณ์	จอมหล้าพีรติกุล

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน นครราชสีมา

รองศาสตราจารย์สมสิน	วางขุนทด
รองศาสตราจารย์ ดร.ภาณท์	เกิดขึ้น
รองศาสตราจารย์ ดร.นิคม	บุญญานูสิทธิ์
อาจารย์ ดร.จารุพงษ์	บรรเทา
ผู้ช่วยศาสตราจารย์วัชรพล	นาคทอง
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ณรงค์ศักดิ์	โยธา
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วรรณรีย์	วงศ์ไตรรัตน์
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พินิจ	ศรีธร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุรัตน์	วรรณศรี
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อิทธิพล	วรพันธ์
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รัฐพล	สมนา
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.จักษดา	ธำรงวุฒิ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ไมตรี	พลสงคราม

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธวัชชัย	จากรวงศ์วิทยา
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เพลงพิน	เพ็ญภูมิพงศ์
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.กฤติเดช	บัวใหญ่
ผู้ช่วยศาสตราจารย์สุทัศน์	ยอดเพชร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.อภิญา	ดีคำคำ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.คมกร	ไชยเดชธร
ผู้ช่วยศาสตราจารย์วิษุพงษ์	วิบูลเจริญ
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มานิช	ริทินโย
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุจิตรา	อุ่นเรือน
อาจารย์ ดร.พลเทพ	เวงสูงเนิน
อาจารย์ ดร.วิทยา	ดาวดอน
อาจารย์ ดร.รุ่งวสินต์	ไกรกลาง
อาจารย์ ดร.ณัฐกฤตา	ประเสริฐโสภา
อาจารย์ ดร.นवलพรรณ	บุราณศรี
อาจารย์ ดร.นาฏชนก	ปรางปรุ
อาจารย์ ดร.วิชัย	บุญญานุสิทธิ์
อาจารย์ ดร.สมใจ	ยุบลชิต
อาจารย์ ดร.ทวีศิลป์	เล็กประดิษฐ์
อาจารย์ ดร.พีรวัส	คงสง
อาจารย์ ดร.กัระชาติ	สุขสุทธิ
อาจารย์ ดร.ณัฐพงษ์	ประภาการ

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
คำนำ	ก
สารจากอธิการบดีมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน	ข
สารจากคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน	ค
สารจากคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น	ง
สารจากคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยภาคตะวันออกเฉียงเหนือ	จ
สารจากคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยวงษ์ชวลิตกุล	ฉ
สารจากคณบดีคณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏนครราชสีมา	ช
สารจากคณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยกาฬสินธุ์	ซ
สารจากคณบดีคณะวิทยาศาสตร์และศิลปศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน	ญ
วิทยากรบรรยายพิเศษ รายชื่อผู้ทรงคุณวุฒิพิจารณาบทความวิจัย	ฎ
คณะกรรมการดำเนินการประชุมวิชาการ	ฏ
กำหนดการประชุมวิชาการ ESTACON 2021	ตม
ตารางการนำเสนอบทความวิจัย ESTACON 2021	ณ
ตารางการนำเสนอบทความวิจัยแยกตาม Session	ด
ประวัติและผลงานวิทยากรบรรยายพิเศษ	ต
บทความวิจัยกลุ่มวิศวกรรมไฟฟ้า	
EE001 โปรแกรม PVxel สำหรับการประมาณการออกแบบระบบโซลาร์แบบแยกอิสระและแบบผสม	1
EE002 เครื่องแกะสลักเลเซอร์ขนาดเล็ก 2 แกน ควบคุมการทำงานด้วย GRBL Controller Board	6
EE003 เครื่องรดน้ำต้นหอมแบ่งด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์อาคิโน	12
EE004 เครื่องพลิกกลับเมล็ดข้าวอัตโนมัติ	18
EE005 เครื่องคัดแยกขนาดและสีของมะนาวระบบกึ่งอัตโนมัติ	23
EE006 เครื่องควบคุมแสง LED RGB สำหรับการเพาะปลูกผัก	28
EE007 เครื่องควบคุมแผงโซลาร์เซลล์ตามทิศทางแสงอาทิตย์อัตโนมัติ	34
EE008 เครื่องกรอกข้าวสารกึ่งอัตโนมัติ	39
EE009 สายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยเทคนิคการเจาะร่องและแผ่นสะท้อนสำหรับใช้งานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB	44
EE010 สายอากาศโมโนโพลรูปตัวทีที่ใช้เทคนิคการเพิ่มสัดับรูปตัวโอคู่สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบ 4G/5G	50

เรื่อง	สารบัญ	หน้า
EE011	สายอากาศโมโนโพลปรับจูนด้วยสับรูปตัวโอ สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบ 5G	55
EE012	สายอากาศปากแตรที่ปรับแถบความถี่ได้โดยการไหลตสารไดอิเล็กตริกและวงแหวนเรโซเนเตอร์	60
EE013	สายอากาศช่องเปิดปรับจูนด้วยสับรูปตัวโอเรขาคณิตสำหรับประยุกต์ใช้งานย่าน 5G	66
EE014	ระบบผลิตไฟฟ้าจากพัดลมระบายอากาศในโรงเลี้ยงปศุสัตว์	72
EE015	ระบบจัดการข้อมูลพฤติกรรมนักศึกษา	77
EE016	ระบบควบคุมอุณหภูมิและความชื้นภายในโรงเรือน	82
EE017	ระบบการตรวจสอบมาตรวัดน้ำด้วยแอปพลิเคชันบนโทรศัพท์มือถือ	88
EE018	ผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงโหลดต่อเสถียรภาพของโรเตอร์ที่มีการรบกวนขนาดเล็ก ของโรงไฟฟ้ากังหันลมที่มีการติดตั้งระบบสะสมพลังงาน	93
EE019	ต้นแบบแก้วน้ำสำหรับผู้พิการทางสายตา	99
EE020	ตู้แสดงสินค้าอาหารแปรรูปกำจัดเชื้อโดยใช้แสงยูวีซี	105
EE021	ตัวตรวจจับสรีรภาพระยะไกลโดยใช้วิธีการแบ่งกลุ่มแบบเพื่อนบ้านใกล้ที่สุด	110
EE022	จักรยานไฟฟ้าใช้ระบบชาร์จพลังงานย้อนกลับ	117
EE023	การใช้คิวอาร์โค้ดเพื่อการส่งเสริมการตลาดของกลุ่มวิสาหกิจชุมชนบ้านสมุนไพรมะทองคำ	122
EE024	การแก้ไขปัญหานักศึกษาวิศวกรรมโทรคมนาคมเล่นโทรศัพท์ในห้องเรียน	127
EE025	การแก้ปัญหาการขาดทักษะของการวัดสัญญาณสื่อสารไร้สาย ในรายวิชาปฏิบัติการวิศวกรรมไมโครเวฟ	133
EE026	การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยด้วยโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสองชั้น	139
EE027	การเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ โดยใช้ช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับระบบดิจิทัลทีวี	144
EE028	การออกแบบและใช้งานหุ่นยนต์พ่นยาฆ่าเชื้อด้วยการควบคุมระยะไกล	149
EE029	การออกแบบและสร้างเครื่องปกป้องกันเชื้อไวรัสโดยใช้ลูกกะเทาะแบบเหลี่ยม	155
EE030	การออกแบบและสร้างหุ่นยนต์พ่นยาฆ่าเชื้อโควิด-19 แบบไร้สายที่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์	161
EE031	การออกแบบและสร้างหุ่นยนต์ขนส่งเอกสารวิ่งตามเส้นแบบอัตโนมัติที่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์	166
EE032	การออกแบบและพัฒนาแอปพลิเคชันหมายเลขโทรศัพท์ฉุกเฉินบนอุปกรณ์เคลื่อนที่	172

เรื่อง	สารบัญ	หน้า
EE033	การออกแบบสายอากาศแบบอะเพอร์เจอร์แถบความถี่กว้างสำหรับใช้งานในระบบ 4G/5G	177
EE034	การออกแบบพัฒนาระบบควบคุมอุณหภูมิอัตโนมัติในหม้อต้มรังไหม	182
EE035	การออกแบบตัวตรวจจับความชื้นราคาประหยัดโดยใช้การวิเคราะห์การถดถอย	188
EE036	การหาอัตราการผลิตและพยากรณ์เวลาความเสียหายหม้อแปลงไฟฟ้าในระบบจำหน่าย	194
EE037	การส่งเสริมและพัฒนาการตลาดอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับผ้าพื้นเมืองของกลุ่มผ้าแฮวี่ ตำบลพะวอ อำเภอแม่สอด จังหวัดตาก	200
EE038	การสร้างและพัฒนาชุดการสอนวิชาการส่งและจ่ายไฟฟ้า แผนกวิชาไฟฟ้ากำลัง วิทยาลัยเทคนิคสว่างแดนดิน	205
EE039	การศึกษาออกแบบสายอากาศจากแผ่นวงจรพิมพ์สำหรับมือถือโทรศัพท์มือถือย่านความถี่ 3G และ 4G ในประเทศไทย โดยการใช้เทคนิคโมโนโพลรูปตัวเจกลับหัวกับการเพิ่มสตัด	210
EE040	การศึกษาสายอากาศไดโพลด้วยการปรับปรับรูปตัวไอสำหรับใช้งานเครื่องบินโดรนในสนามบิน	216
EE041	การศึกษาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อดูแลเหล็กในโรงฝึกงาน	222
EE042	การนำการเข้ารหัสคอนโวลูชันมาใช้ในงานจริงสำหรับการสื่อสารใต้น้ำโดยใช้แสงที่มองเห็นได้	227
EE043	การศึกษาคุณลักษณะของตัวดูดซับคลื่นไมโครเวฟแบบพีซีบีร่วมกับเส้นโค้งฮิลเบิร์ต	232
EE044	การศึกษาการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม	238
EE046	การพัฒนาไลน์บอทสำหรับร้านอาหารเพื่อส่งเสริมการท่องเที่ยว	243
EE047	การพัฒนาเว็บแอปพลิเคชันสำหรับค้นหาแหล่งท่องเที่ยวในอำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา	250
EE048	การพัฒนาเครื่องป้อนรังไหมเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของเส้นไหม	255
EE049	การพัฒนาระบบเฝ้าระวังสถานะการตอบสนองของอุปกรณ์แม่ข่ายด้วยเทคโนโลยีอินเทอร์เน็ตของสรรพสิ่ง	260
EE050	การประมาณการราคางานก่อสร้างระบบจำหน่ายไฟฟ้า	266
EE051	การทดสอบระบบบริหารจัดการคลังความรู้ข้อมูลโปรเจกต์สำหรับบริษัท เรเวลซอฟต์แวร์ จำกัด	271
EE052	การถ่ายทอดเทคโนโลยีสารสนเทศเพื่อการบริหารจัดการร้านค้าออนไลน์สำหรับชุมชนท่องเที่ยว OTOP นวัตวิถีบ้านแม่หอย ต.บ้านหลวง อ.จอมทอง จ.เชียงใหม่	278

เรื่อง	สารบัญ	หน้า
EE053	การจำลองหลักการพื้นฐานของระบบวิทยุคิดด้วยแม่เหล็ก	284
EE054	สายอากาศแบบแพทช์สำหรับระบบ 5G ย่านความถี่ 700 MHz	289
EE055	สายอากาศแบบแพทช์สำหรับระบบ 5G ย่านความถี่ 2,600 MHz	295
EE056	การส่งเสริมการตลาดวิชาทฤษฎีกลุ่มทอผ้าบ้านหนองกก อำเภอสีคิ้ว จังหวัดนครราชสีมา ด้วย QR Code	301
EE057	สายอากาศโมโนโพลรูปตัวไอ สำหรับประยุกต์ใช้งานตรวจสอบเด็กติดในรถยนต์	307
บทความวิจัยกลุ่มวิศวกรรมอุตสาหกรรม		
IE001	แนวทางการเพิ่มประสิทธิภาพด้านโลจิสติกส์ของการจัดการคลังสินค้า : กรณีศึกษาค้างสินค้า บริษัท XYZ	313
IE002	อิทธิพลของชนิดและอัตราส่วนตัวประสานในการเตรียมเชื้อเพลิงชีวมวลอัดแห้งจากเศษวัสดุอินทรีย์เหลือทิ้งในกระบวนการผลิตยาสูบไฟร	319
IE003	อุปสรรคที่เกิดขึ้นในการสร้างแบบจำลองสามมิติจากภาพถ่ายทางอากาศ กรณีศึกษาโครงการก่อสร้างอาคารคอนกรีตเสริมเหล็ก	324
IE004	อิทธิพลของพารามิเตอร์ในการเชื่อมเหล็กกล้าทนแรงดึงสูง ASTM A285 เกรด C โดยการใช้หุ่นยนต์เชื่อม ด้วยวิธีการทดลองแบบทากูชิ	331
IE005	อิทธิพลของพารามิเตอร์ในกระบวนการเชื่อมอาร์คโลหะแก๊สปกคลุมด้วยหุ่นยนต์เชื่อมอัตโนมัติในเหล็กกล้าทนแรงดึง เกรด St52-3	336
IE006	อิทธิพลของตัวแปรการประมวลผลภาพที่มีผลต่อการประเมินสัญญาณของแกรไฟต์ในเหล็กหล่อ	341
IE007	อิทธิพลของตะกอนเฟสที่ 2 ต่อการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของอะลูมิเนียมเจือ เกรด 2017 ระหว่างกระบวนการรีดเย็น	347
IE008	สมบัติเชิงกลของวัสดุผสมพอลิบิวทิลีนซัคซิเนต/รังไหม	354
IE009	ศักยภาพการจัดการด้านโลจิสติกส์ผู้ประกอบการเกษตรแปรรูปในภาคตะวันออกเฉียงเหนือ	359
IE010	ระบบวินิจฉัยตรวจสอบฝาขวดน้ำดื่ม	365
IE011	ผลกระทบของน้ำท่วมขังต่อการเลือกเส้นทางการเดินทางเดินรถ กรณีศึกษา ซอยมิตรภาพ 15	371
IE012	การแก้ไขปัญหาการขนส่งน้ำมันเชื้อเพลิงล่าช้าของรถเรลเลอร์แห่งชาติ กรณีศึกษา บริษัท ญัฐพล ทรัสต์ แอนด์ ออยล์ จำกัด	377
IE013	การเพิ่มประสิทธิภาพสินค้าคงคลัง กรณีศึกษาร้านค้าปลีกขนาดกลาง จังหวัดกาฬสินธุ์	382

สายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยเทคนิคการเจาะร่องและแผ่นสะท้อนสำหรับใช้งานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB

Rectangular Monopole Antenna by Utilizing Slot Techniques and Reflectors for Applying WLAN/WiMAX and UWB Systems

วัชรพล นาคทอง¹, อำนวย เรืองวารีย์^{1*} และ อภิญญา ดีค่ายคำ^{2*}

¹ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ถ.รังสิต-นครนายก ต.คลองหก อ.ธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110 *E-mail: amnoiy.r@en.mutt.ac.th, เบอร์โทรศัพท์: 092-9163653

²สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
744 ถ.สุรนารายณ์ ต.โนนเมือง อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000 *E-mail: apinya.io@muti.ac.th, เบอร์โทรศัพท์: 097-3421928

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปลี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยเทคนิคการเจาะร่องและแผ่นสะท้อนเพื่อนำมาใช้งานสำหรับรับส่งสัญญาณในตัวอาคารและนอกอาคารตามระบบ WLAN WiMAX และ UWB จากผลการทดสอบพบว่าสายอากาศโมโนโพลพื้นฐานมีช่วงความถี่ใช้งาน 144.27% (2.14 - 13.22GHz) โดยมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางมีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.19dBi และเมื่อนำสายอากาศโมโนโพลใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อนมีช่วงความถี่ใช้งาน 136.74% (2.35 - 12.51GHz) แบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางมีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 7.46dBi โดยเมื่อเพิ่มแผ่นสะท้อนทำให้มีอัตราขยายมากกว่าโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลพื้นฐานคิดเป็นร้อยละ 57.23% เมื่อนำไปทดสอบการใช้งานจริงกับเครื่อง Access Point รุ่น TP-Link WDR7400 พบว่าสายอากาศที่นำไปใช้งานสามารถรับส่งสัญญาณที่ย่านความถี่ต่ำ 2.45GHz และความถี่สูง 5.20GHz ได้ตามมาตรฐาน

คำสำคัญ: สายอากาศโมโนโพล เทคนิคการเจาะร่อง แผ่นสะท้อน เจาะจงทิศทาง รอบทิศทาง

Abstract

This paper presents the design of a rectangular monopole antenna by utilizing slot techniques and reflector for using at indoor and outdoor signal transmission based on WLAN, WiMAX and UWB systems. The measurement result reveals that basic monopole antenna has an operating frequency range of 144.27% (2.14 - 13.22GHz). It has an Omni-directional pattern, an average gain of 3.19dBi. Then, using a monopole antenna with a reflector, it has a frequency range of 136.74% (2.35 - 12.51GHz). The radiation pattern is direction antenna with an average gain of 7.46dBi. In the addition of a reflector, the gain is 57.23% greater than the basic monopole antenna structure. We used the TP-Link WDR7400 Access Point. It was found that the antenna can transmit the signal at the low frequency 2.45GHz and high frequency 5.20GHz as standard.

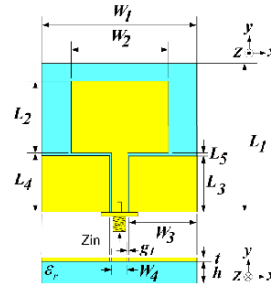
Keywords: Monopole Antenna, Slot, Reflector, Directional, Omnidirectional

1. บทนำ

ปัจจุบันสายอากาศที่ใช้งานในการสื่อสารไร้สายในระบบ WLAN, WiMAX และ UWB [1,2] เป็นที่นิยมกันมากทั้งในประเทศไทยและต่างประเทศ ซึ่งจะพบเห็นได้จากการใช้งานของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณ เช่น มือถือ แท็บเล็ต โน้ตบุ๊ก และ Access Point เป็นต้น จากที่กล่าวมานั้น สายอากาศ ยังมีข้อเสียในด้านไม่ครอบคลุมสัญญาณการใช้งานในระบบ 4G/5G ผู้วิจัยได้พัฒนาสายอากาศให้สามารถใช้งานได้ครอบคลุมความถี่การใช้งานในปัจจุบัน [3,4] และจากการสำรวจงานวิจัยที่ผ่านมาหลาย ๆ งานวิจัยมีความซับซ้อนในการปรับจูน และทำให้สายอากาศมีโครงสร้างที่ซับซ้อน เมื่อนำไปสร้างจริงทำให้สิ้นเปลืองต้นทุนในการผลิต จากปัญหาที่พบ ผู้วิจัยจึงได้ศึกษาโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลพื้นฐานที่มีแบบรูปการแผ่กระจายรอบทิศทางเพื่อใช้งานส่งสัญญาณได้รอบทิศทาง ใช้งานร่วมกับเทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์และสายนำสัญญาณ [3-5] เพื่อให้ครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งานดังกล่าว และการส่งสัญญาณแบบเจาะจงทิศทางจะใช้แผ่นสะท้อน [6-8] ซึ่งมีข้อดีคือมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นและการออกแบบง่ายไม่ซับซ้อนสามารถใช้งานได้ทั้งภายในและภายนอกอาคาร

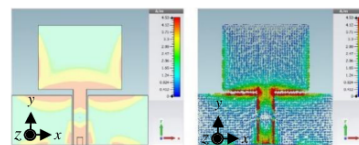
2. การศึกษาพัฒนาโครงสร้างสายอากาศ

การออกแบบโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า [5] ที่ใช้เทคนิคการป้อนร่วมในระนาบเดียวกัน ดังรูปที่ 1 สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ FR4 มีความหนา $(t) = 0.017$ มม. ค่าความหนาฐานรอง $(h) = 0.764$ มม. และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $(\epsilon_r) = 3.2$ จากการคำนวณมีค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดคือ ค่าความกว้าง $W_1 = 34$ มม., $W_2 = 21$ มม., $W_3 = 15.15$ มม., $W_4 = 3.1$ มม., $W_5 = 10.50$ มม. และ $W_6 = 1$ มม. และค่าความยาว $L_1 = 34$ มม., $L_2 = 16$ มม., $L_3 = 13.4$ มม., $L_4 = 12$ มม., $L_5 = 2.5$ มม. และ $g_1 = 0.3$ มม.

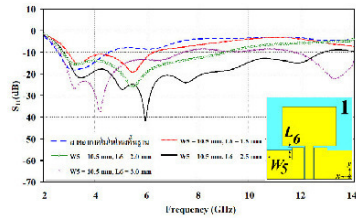


รูปที่ 1 โครงสร้างสายอากาศโมโนโพลพื้นฐาน

ในส่วนแรกทำการเทคนิคการเซาะร่องผิวทองแดงของระนาบกราวด์ทั้งสองด้าน [3] โดยศึกษาจากค่าหนาแน่นและทิศทางของกระแสที่บริเวณเดียวกัน ดังรูปที่ 2 โดยเทคนิคการเซาะร่องจะถูกพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์ 2 ค่า คือ ค่าความกว้าง W_5 และความกว้าง L_6 เท่านั้น ซึ่งมีการค่าความกว้าง $W_5 = 10.5$ มม. ค่าความยาว L_6 เลือกปรับขนาดตั้งแต่ 1.5, 2, 2.5 และ 3 มม. พบว่าค่าความยาว $L_6 = 2.5$ มม. มีในช่วงความถี่ใช้งาน 128.18% (2.81 - 12.86GHz) แสดงดังรูปที่ 3 โดยมีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.11dBi แต่ยังคงพบว่ายังไม่ครอบคลุมย่านความถี่ต่ำ 2.45GHz จึงต้องปรับจูนในขั้นตอนต่อไป

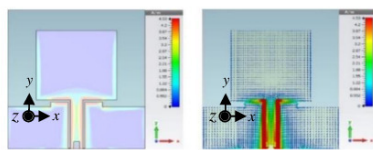


รูปที่ 2 ความหนาแน่นของกระแสและทิศทางของกระแสของสายอากาศ

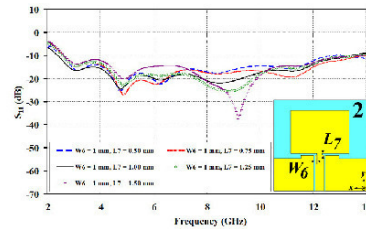


รูปที่ 3 การจำลองผลค่า S_{11} (dB) เมื่อปรับ L_6

การปรับจูนส่วนสองใช้เทคนิคการเซาะร่องผิวทองแดงของสายนำสัญญาณทั้งสองด้าน [5] โดยศึกษาจากค่าหนาแน่นและทิศทางของกระแสที่บริเวณเดียวกัน ดังรูปที่ 4 ในช่วงความถี่ 2.45 GHz โดยเทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกรวดจะถูกพิจารณาจากค่าพารามิเตอร์ 2 ค่า คือ ค่าความกว้าง W_6 และค่าความยาว L_7 เท่านั้น ซึ่งมีการคงค่าความกว้าง W_6 ไว้ที่เท่ากับ 1 มม. แล้วเลือกปรับขนาดค่าความยาว L_7 ตั้งแต่ 0.5, 0.75, 1, 1.25 และ 1.5 มม. พบว่าค่าความกว้าง $L_7 = 1$ มม. มีช่วงความถี่ใช้งาน 140.17% (2.32 - 14.18 GHz) แสดงดังรูปที่ 5 มีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.01 dBi พบว่าครอบคลุม WLAN, WIMAX และ UWB ตลอดช่วงความถี่ที่ต้องการ แต่อัตราขยายค่อนข้างน้อย ซึ่งสามารถเพิ่มอัตราขยายให้เจาะจงทิศทางได้จากการปรับจูนขั้นตอนสุดท้ายโดยการเพิ่มแผ่นสะท้อน

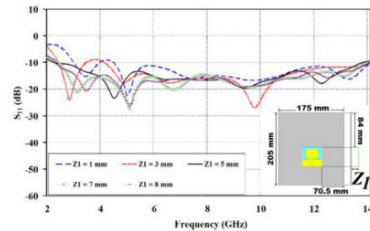


รูปที่ 4 การจำลองค่าความหนาแน่นของกระแสและทิศทางของกระแสของการเซาะผิวทองแดง



รูปที่ 5 การจำลองผลค่า S_{11} (dB) เมื่อปรับ L_7

ในส่วนสุดท้ายเลือกใช้แผ่นสะท้อนรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า [6-8] เพื่อเพิ่มอัตราขยายดังกล่าว โดยแผ่นสะท้อนมีขนาดโครงสร้าง $175 \times 205 \times 3$ มม.³ แสดงดังรูปที่ 6 โดยการปรับจูนระยะห่าง Z_1 ตามค่าความยาวคลื่นความถี่กลาง 8GHz ($0.26\lambda < Z_1 < 2.4\lambda$) โดยเลือกปรับขนาดตั้งแต่ 10, 30, 50, 70 และ 90 มม. ส่งผลต่อค่า S_{11} (dB) จะตอบสนองความถี่และค่าอัตราขยายขยายที่ระยะห่าง 50 มม. ซึ่งมีช่วงความถี่ใช้งาน 140.17% (2.32 - 14.18 GHz) ค่าอัตราขยายเฉลี่ยสูงสุด 8.20 dB และยังมีข้อดีอีกคือระยะห่างน้อยทำให้โครงสร้างสายอากาศมีขนาดเล็ก $175 \times 205 \times 50$ มม.³



รูปที่ 6 การจำลองผลค่า S_{11} (dB) เมื่อปรับ Z_1

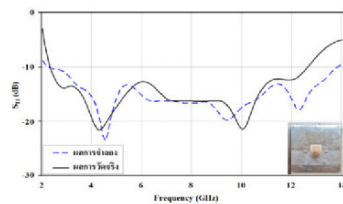
3. การสร้างและผลการวัด

การวัดผลของสายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน ดังรูปที่ 7(ก) วัดผลด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E5071C ดังรูปที่ 7(ข) จากผลการวัดพบว่าสายอากาศพื้นฐาน มีช่วงความถี่ใช้งาน 144.27% (2.14-13.22GHz) มีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.19dBi และการเพิ่มแผ่นสะท้อนทำให้ช่วงความถี่ใช้งานเพิ่มขึ้นเป็น 136.74% (2.35-12.51GHz) สามารถเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบ ได้ดังรูปที่ 8 และค่าอัตราขยายเฉลี่ยเมื่อเพิ่มแผ่นสะท้อนมีค่าเท่ากับ 7.46dBi สามารถแสดงผลการจำลองแบบและผลการทดสอบดังรูปที่ 9 ซึ่งผลการทดสอบจากการเพิ่มแผ่นสะท้อนมีค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้นร้อยละ 57.23% แสดงดังตารางที่ 1 และมีข้อดีคือด้านความปลอดภัยตามมาตรฐานทั้ง 2 โครงสร้างคือ แบบรูปการแผ่พลังงานรอบทิศทางและแบบเจาะจงทิศทาง

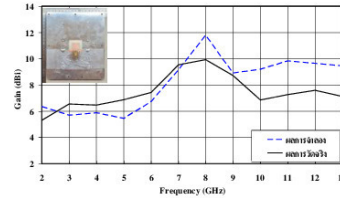


(ก) สายอากาศ (ข) เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

รูปที่ 7 สายอากาศโมโนโพลระนาบร่วมรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าใช้งานร่วมกับแผ่นสะท้อน



รูปที่ 8 การเปรียบเทียบค่า S_{11} (dB) แบบมีแผ่นสะท้อน

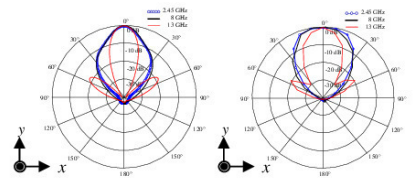


รูปที่ 9 การเปรียบเทียบค่า Gain แบบมีแผ่นสะท้อน

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลการทดสอบ

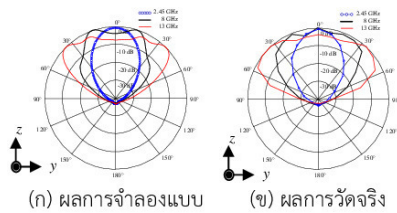
สายอากาศโมโนโพลต้นแบบกับแผ่นสะท้อน	f_c (GHz)	BW (GHz)	BW (%)	Gain (dBi)
ไม่มีแผ่นสะท้อน	7.68	2.14 - 13.22	144.27	3.19
มีแผ่นสะท้อน	7.43	2.35 - 12.51	136.74	7.46

การเปรียบเทียบผลการจำลองแบบและผลการทดสอบของสายอากาศแบบมีแผ่นสะท้อน ในช่วงย่านความถี่ที่ใช้งาน 2.45GHz, 8GHz และ 13GHz โดยการแผ่พลังงานจะถูกพิจารณาที่กำลังงานครึ่งหนึ่งที่ -3dB Half Power Beamwidth (HPBW) ซึ่งพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าเป็นแบบเจาะจงทิศทาง คือมีค่ามุมเป็น 41 องศา 37 องศา และ 23 องศา ตามลำดับ ดังรูปที่ 10 และระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทาง คือมีค่ามุมเป็น 18 องศา 44 องศา และ 25 องศา ตามลำดับ ดังรูปที่ 11



(ก) ผลการจำลองแบบ (ข) ผลการวัดจริง

รูปที่ 10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



รูปที่ 11 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานใน
ระนาบสนามแม่เหล็ก

การทดสอบใช้งานของสายอากาศกับเครื่อง Access Point รุ่น TP-Link WDR7400 ดังรูปที่ 12 การทดสอบเลือกที่ความถี่ต่ำ 2.45 GHz และความถี่สูง 5.2GHz วัดสัญญาณโดยโปรแกรม (test speed Wi-Fi) ดังรูปที่ 13 โดยการทดสอบ 2 แบบคือ แบบไม่มีสิ่งกีดขวาง (line-of-sight-wireless) เป็นการทดสอบบริเวณที่โล่งกว้าง และแบบมีสิ่งกีดขวาง (non-line-of-sight-wireless) เป็นการทดสอบในตัวอาคารที่มีผนังกัน โดยเริ่มวัดสัญญาณแบบมีสิ่งกีดขวาง ผลการวัดพบว่าสายอากาศแบบไม่มีแผ่นสะท้อนรับสัญญาณในระยะสูงสุด 60 เมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ 5.20 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 40 เมตร ในส่วนแบบไม่มีสิ่งกีดขวางรับสัญญาณในระยะสูงสุด 200 เมตร ที่ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ 5.20 GHz รับสัญญาณระยะสูงสุด 80 เมตร การทดสอบสายอากาศแบบมีแผ่นสะท้อนรับสัญญาณที่ความถี่ 2.45 GHz ในระยะสูงสุด 70 เมตร และความถี่ 5.20 GHz ในระยะสูงสุด 60 เมตร และแบบไม่มีสิ่งกีดขวางที่ความถี่ 2.45 GHz รับสัญญาณในระยะสูงสุด 400 เมตร และความถี่ 5.20 GHz ในระยะสูงสุด 100 เมตร ซึ่งการวัดกำลังของสัญญาณจะมีค่า -79 dBm ถึง -86 dBm ซึ่งผลที่แตกต่างเกิดจากการบริเวณที่วัดสัญญาณมีการใช้งานจริงตลอดเวลา ดังแสดงในตารางที่ 3



(ก) สายอากาศ (ข) การวัดสัญญาณ Wi-Fi

รูปที่ 12 นำสายอากาศมาทดสอบใช้งานจริง



(ก) ความถี่ 2.45GHz (ข) ความถี่ 5.2GHz

รูปที่ 13 แอปพลิเคชันการทดสอบสัญญาณ Wi-Fi

ตารางที่ 3 การวัดกำลังงานของสัญญาณ

ระยะทาง รับสัญญาณ	แบบไม่มีแผ่นสะท้อน				แบบมีแผ่นสะท้อน			
	มีสิ่งกีดขวาง (dBm)		ไม่มีสิ่งกีดขวาง (dBm)		มีสิ่งกีดขวาง (dBm)		ไม่มีสิ่งกีดขวาง (dBm)	
	2.45 GHz	5.20 GHz	2.45 GHz	5.20 GHz	2.45 GHz	5.20 GHz	2.45 GHz	5.20 GHz
10 m	-38	-56	-27	-25	-29	-27	-20	-17
20 m	-42	-65	-36	-34	-32	-29	-24	-22
40 m	-68	-85	-47	-42	-60	-59	-33	-29
60 m	-76		-58	-56	-72	-82	-39	-35
80 m			-65	-73			-59	-56
100 m			-79				-64	-73
200 m			-84				-72	
300 m							-79	
400 m							-82	

4. สรุปผลการทดสอบ

จากการศึกษาออกแบบและสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าร่วมกับแผ่นสะท้อน พบว่าสายอากาศครอบคลุมตามมาตรฐาน WLAN IEEE 802.11 a/b/g/n, WIMAX IEEE 802.16a/e และ UWB IEEE 802.15.3a ทั้ง 2 แบบ คือสายอากาศโมโนโพลไม่มีแผ่นสะท้อนมีช่วงความถี่ใช้งาน 144.27% (2.14 - 13.22 GHz) และแบบมีแผ่นสะท้อนมีช่วงความถี่ใช้งาน 136.74% (2.35 - 12.51 GHz) โดยมีค่าอัตราขยายเฉลี่ย 3.19 dBi และ 7.46 dBi ตามลำดับ สามารถใช้งาน

รับส่งสัญญาณแบบไม่มีสิ่งกีดขวางและแบบมีสิ่งกีดขวางได้ตามที่ต้องการ

5. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่ให้ความอนุเคราะห์ใช้งานด้านโปรแกรมจำลองแบบ คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ให้ความอนุเคราะห์ใช้งานด้านเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายและสถานที่ในการทดสอบวัดคุณสมบัติของสายอากาศ

6. เอกสารอ้างอิง

- [1] Masoodi I. S., Ishteyaq I., Muzaffar K. and Idrees M. M. (2020). Low cost substrate based compact antennas for 4g/5g side-edge panel smartphone applications. *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 91, pp. 145- 152.
- [2] Ojaroudi P. N., Basherlou H. J. and Abd-Alhameed R. A. (2020). A design of crossed exponentially tapered slot antenna with multi-resonance function for 3G/4G/5G applications. *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 92, pp. 1-8.
- [3] Naktong W., Kornsing S., Boonmaitree P., Dabbling P. and Ruengwaree A. (2016). Study of geometry-shaped monopole antenna with step-shaped etching technique on ground plane. In *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Chiang Mai, Thailand, 28 June-1 July 2016.
- [4] Naidu P. V. and Malhotra A. (2016). A compact stair case shaped monopole dual band antenna for bluetooth/WLAN and UWB applications. *Int. J. Microw. Opt. Technol*, vol. 11(1), pp. 64-71
- [5] Balanis, C. A. (Ed. 3) (2005). *Antenna theory and design*, John Wiley & sons New Jersey, NJ, USA.
- [6] Chatterjee A., and Parui S. K. (2016). Performance enhancement of a dual-band monopole antenna by using a frequency-selective surface-based corner reflector. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64(6), 2165-2171.
- [7] Serhir M. and Lesselier D. (2017). Wideband reflector-backed folded bowtie antenna for ground penetrating radar. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.66(3), pp. 1056-1063.
- [8] Shah S. I. H. and Lim S. (2019). Thermally beam-direction-and-beamwidth-switchable monopole antenna using origami reflectors with smart shape memory polymer hinges. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18(8), pp. 1696-1700.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายวัชรพล นาคทอง
วัน เดือน ปีเกิด	8 มีนาคม 2523
ที่อยู่	971 หมู่ 4 ต.หัวทะเล อ.เมือง จ.นครราชสีมา
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต วิศวกรรมไฟฟ้า สาขาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตภาคตะวันออกเฉียงเหนือ เมื่อ พ.ศ. 2546 สำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต วิศวกรรมไฟฟ้า สาขาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี เมื่อ พ.ศ. 2552
ความชำนาญเฉพาะทาง	Antenna Designs Ultra-Wideband and UWB-MIMO

ผลงานวิจัย

วัชรพล นาคทอง อำนวย เรืองวารี และ ธัชชัย พุ่มพวง . “การศึกษาการปรับจูนสายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตพื้นฐานที่ป้อนด้วยท่อนำคลื่นระนาบร่วมสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับแถบความถี่กว้างยิ่งยวด” Naresuan University Engineering Journal (NUEJ), ฉบับที่ 15, มกราคม - มิถุนายน 2563, หน้า17-32.

Watchaphon Naktong and Amnoiy Ruengwaree. “Four-Port Rectangular Monopole Antenna for UWB-MIMO Applications,” Progress In Electromagnetics Research B, 87, 2020, pp19-38.

Watchaphon Naktong Amnoiy Ruengwaree Nuchanart Fhaffhiem and Piyaporn Krachodnok. “Resonator Rectenna Design Based on Metamaterials for Low-RF Energy Harvesting,” CMC-Computers, Materials & Continua, 2021, 68(2), 1731-1750

วัชรพล นาคทอง อำนวย เรืองวารี และ อภิญญา ดีค่ายคำ “การพัฒนาสายอากาศโมโนโพลรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยเทคนิคการเซาะร่องและแผ่นสะท้อนสำหรับใช้งานในระบบ WLAN/WiMAX และ UWB” การประชุมวิชาการวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสถาปัตยกรรมศาสตร์ (ESTACON 2021) ครั้งที่ 12, ณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน นครราชสีมา, ไทย, หน้า 899-904, 20 สิงหาคม 2563.