

การพัฒนาสายอากาศแบ่งส่วนสำหรับการประยุกต์ใช้งานใน WLAN



นายกันต์ธร กิรติเพียรเลิศ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2562

**DEVELOPMENT OF SECTOR ANTENNA
FOR WLAN APPLICATIONS**



Kanthorn Keeratipianlerd

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Master of Engineering in Telecommunication Engineering**

Suranaree University of Technology

Academic Year 2019

การพัฒนาสายอากาศแบ่งส่วนสำหรับการประยุกต์ใช้งานใน WLAN

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(ผศ. ดร. พิชญา ชัยปัญญา)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อุทราสกุล)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(ผศ. ดร. เสเรษฐวิทย์ ภูฉายา)

กรรมการ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(รศ. ร.อ. ดร. กนดัตถ์ร ชำนิประศาสน์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ดร. พรศิริ จงกมล)

รักษาการแทนคณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

กัณฑ์กร กิรติเพียรเลิศ : การพัฒนาสายอากาศแบ่งส่วนสำหรับการประยุกต์ใช้งานใน
WLAN (DEVELOPMENT OF SECTOR ANTENNA FOR WLAN
APPLICATIONS) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล,
80 หน้า.

ในปัจจุบันการสื่อสารแบบไร้สายและโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการพัฒนาอย่างรวดเร็วเนื่องจาก
ความต้องการในการรับและส่งข้อมูลความเร็วสูงเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง สำหรับการสื่อสารแบบไร้
สายและโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้นมีการใช้งานกันทั่วไป เช่น ระบบเซลลูลาร์ การสื่อสารผ่านดาวเทียม
และ เครือข่ายไร้สาย เครือข่ายไร้สายเป็นระบบที่เชื่อมโยงอุปกรณ์ตั้งแต่สองเครื่องขึ้นไป โดยใช้
การสื่อสารแบบไร้สายภายในพื้นที่เดียวกันทั้งแบบส่วนตัวและแบบสาธารณะ อย่างเช่นบ้าน
สำนักงาน และ มหาวิทยาลัย เครือข่ายไร้สายได้มีการกำหนดมาตรฐานเพื่อให้อุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ใน
เครือข่ายไร้สายมีการผลิตและพัฒนาไปในทางเดียวกันคือ มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11
ซึ่งคลื่นความถี่ที่ใช้ในการกระจายสัญญาณนั้นจะใช้น้ำหนักความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์และ 5 กิกะเฮิรตซ์
เครือข่ายไร้สายนั้นมีข้อดีหลายอย่างเช่นสามารถรองรับอุปกรณ์จำนวนมาก ง่ายในการติดตั้ง
เครือข่าย โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเปรียบเทียบกับการวางสายเคเบิล เครือข่ายไร้สายสามารถ
ครอบคลุมพื้นที่ได้อย่างเหมาะสมประมาณ 100 เมตรและสามารถส่งข้อมูลความเร็วได้ประมาณ 54
ถึง 300 เมกะบิตต่อวินาที อย่างไรก็ตามเครือข่ายไร้สายก็มีข้อจำกัดในบางสภาพแวดล้อมที่มีสิ่งกีด
ขวางมากมาย ปัญหาที่เกิดจากการส่งข้อมูลไม่สำเร็จซึ่งจะทำให้ระบบมีค่าวิสัยสามารถต่ำ

จากการสำรวจปริทรรศน์วรรณกรรมที่ผ่านมาพบว่ายังไม่มียานวิจัยใดที่สามารถนำมา
ประยุกต์ใช้งานสำหรับ โหนดแบบ 4 เซกเตอร์นี้ได้เนื่องจากมีค่าความกว้างลำกล้องกำลัง ไมซ์ 90 องศา
และมีอัตราส่วนหน้าต่อหลังที่ต่ำ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ออกแบบสายอากาศสำหรับ โหนดแบบ
4 เซกเตอร์ โดยสายอากาศจะถูกออกแบบให้ทำงานในย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าความกว้างลำ
กล้องกำลังเท่ากับ 90 องศาและมีอัตราส่วนหน้าต่อหลังที่สูง โดยจำลองแบบด้วยโปรแกรม
คอมพิวเตอร์ HFSS และทดสอบสายอากาศโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวัง
ว่าจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบเครือข่ายไร้สายและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อนักศึกษา กัณฑ์กร กิรติเพียรเลิศ
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ดร.มนต์ทิพย์ภา

KANTHORN KEERATIPIANLERD : DEVELOPMENT OF SECTOR
ANTENNA FOR WLAN APPLICATIONS. THESIS ADVISOR : ASSOC.
PROF. MONTHIPPA UTHANSAKUL, Ph.D., 80 PP.

SECTOR ANTENNA/WLAN

In the current decades, wireless and mobile communication has been developed at a rapid pace because the demand for high-speed data transmission increases continuously. For wireless and mobile communication, there are many standards such as cellular network, satellite communication, and Wireless Local Area Networks (WLAN). The popular communication network is the WLAN which is a wireless computer network that links two or more devices using wireless communication within both private and public areas such as home, office, and university. The WLAN has lots of standards based on IEEE 802.11 which is operated in the frequency range from 2.4 to 2.5 GHz. The WLAN has many advantages such as, it can support a large number of devices, it is easy to set up a network, especially when compared to laying cables for wired networks, it can provide an appropriate range of coverage which is about 100 meters and it can provide a high-speed data transmission about 54 – 300. However, the coverage area and data rate of WLAN are limited in some environment which has lots of obstacles.

From the recent literatures, those proposed antennas cannot be applied for 4-sector node as their beamwidth is not 90-degree and their front-to-back ratio is too low. Therefore, this research proposes the 4-sector antenna that designed antenna operates at 2.4 GHz which has 90 degrees beamwidth and high front-to-back ratio using computer simulation. The fabricated antenna is measured to compare with the-

simulation results. The aim of this research is that the antenna achieves the improved performance and can be applied for WLAN.



School of Telecommunication Engineering

Academic Year 2019

Student's Signature ศุภวิชญ์ วัฒนวิวัฒน์

Advisor's Signature ดร. น.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้ดำเนินการสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำปรึกษา แนะนำ และแนะแนวทางอันเป็นประโยชน์ยิ่งต่องานวิจัย รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

รองศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรคค์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เศรษฐวิทย์ ภูญาษา อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการและให้โอกาสในการศึกษา

ขอขอบคุณ พี่ เพื่อน และน้องบัณฑิตศึกษาทุกคน ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจ และขอบคุณ คุณวิรินทร์ อาจหาญ เลขานุการสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ที่ให้คำปรึกษาและจัดการด้านเอกสารตลอดระยะเวลาการศึกษา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่านที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

กัณฑ์ธร กิริติเพียรเลิศ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ญ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	2
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	3
1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
2 ทฤษฎีและปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 ประวัติและความเป็นมาของเครือข่ายไร้สาย.....	5
2.2.1 มาตรฐาน IEEE 802.3.....	6
2.2.2 มาตรฐาน IEEE 802.11.....	6
2.2.3 การเชื่อมต่ออุปกรณ์.....	7
2.2.4 การรับส่งข้อมูลของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย.....	8
2.2.5 ข้อกำหนดแถบความถี่ของช่องสัญญาณ.....	8
2.2.6 ปัญหาที่พบในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย.....	9

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.3	ระบบการแบ่งเซกเตอร์	9
2.4	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริป.....	10
2.4.1	การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม	12
2.4.2	ทฤษฎีสายส่งสัญญาณไมโครสตริป	13
2.5	ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ	14
2.5.1	สัมประสิทธิ์การสะท้อน	14
2.5.2	พารามิเตอร์เอส.....	16
2.5.3	แบนด์วิดท์.....	17
2.5.4	แบบรูปการแผ่พลังงาน.....	18
2.5.5	พุกคลื่นของแบบรูปการแผ่พลังงาน	19
2.5.6	ความกว้างลำคลื่นของแบบรูป.....	20
2.5.7	อัตราขยายของสายอากาศ.....	22
2.6	สรุป.....	23
3	การออกแบบสายอากาศ	25
3.1	กล่าวนำ.....	25
3.2	ศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ วงกลมโดยการปรับรูปของสายอากาศโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป HFSS	25
3.2.1	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์.....	28
3.2.2	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม	30
3.2.3	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการปรับรูป 1 ใน 4 ของรูปวงกลม	31
3.2.4	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลง ขนาดความกว้างของครึ่งวงกลม	33
3.2.5	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลัง ของสายอากาศ.....	35
3.2.6	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ.....	37

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2.7	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนหลังด้านนอกของสายอากาศ	40
3.2.8	การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนหลังด้านในของสายอากาศ	42
3.3	การศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศเซกเตอร์ 4 ต้น โดยการจำลองผลโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป HFSS.....	47
3.3.1	การจำลองสายอากาศต้นเซกเตอร์ด้วยการปรับระยะห่าง ระหว่างอิลิเมนต์	47
3.4	สรุป	52
4	การทดสอบสายอากาศและวิเคราะห์ผล	53
4.1	กล่าวนำ.....	53
4.2	การสร้างสายอากาศต้นแบบ	53
4.2.1	ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศต้นแบบ	54
4.2.2	ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบ	55
4.2.3	ผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ	57
4.3	วิธีการสร้างสายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์.....	57
4.3.1	ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ของสายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์	58
4.3.2	ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์เอส.....	59
4.3.3	ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์ ..	59
4.3.4	ผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์	62
4.4	เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและการจำลอง	62
4.5	สรุป.....	63
5	สรุปงานวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	64
5.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์	64
5.2	ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา	65

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

รายการอ้างอิง	66
ภาคผนวก	
บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	69
ประวัติผู้เขียน	80



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม 26
3.2	พารามิเตอร์ของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ 45
3.3	พารามิเตอร์ของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ 50
4.1	พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบ 54
4.2	พารามิเตอร์ของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ 58
4.3	เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและการจำลอง 62



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ปัญหาโนดที่มองไม่เห็น.....	10
2.2 การแบ่งเซกเตอร์ของโนดจำนวน N เซกเตอร์.....	10
2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์สี่เหลี่ยม.....	11
2.4 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม.....	13
2.5 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป.....	13
2.6 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว.....	18
2.7 แบบรูปการแผ่พลังงานหลักในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า ที่เกิดจากสายอากาศปากแตรทรงพีระมิด.....	20
2.8 แบบรูปการแผ่พลังงานสามมิติแบบเชิงขั้ว.....	21
2.9 แบบรูปการแผ่พลังงานสองมิติ.....	21
3.1 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม.....	26
3.2 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม.....	27
3.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม.....	27
3.4 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์.....	28
3.5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริป โดยการปรับรูปของระนาบกราวด์.....	29
3.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์.....	29
3.7 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม.....	30
3.8 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม.....	31
3.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม.....	31
3.10 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับรูป 1 ใน 4 วงกลม.....	32
3.11 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูป 1 ใน 4 วงกลม.....	32
3.12 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูป 1 ใน 4 วงกลม.....	33
3.13 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับขนาดความกว้างของครึ่งวงกลม.....	34

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับความถี่เรโซแนนซ์เมื่อทำการเปลี่ยนแปลง ความกว้างของครึ่งวงกลม.....	34
3.15 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปเมื่อทำการเปลี่ยนแปลง ความกว้างของครึ่งวงกลม.....	35
3.16 แบบจำลองสายอากาศโดยการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ.....	36
3.17 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริป โดยการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ.....	36
3.18 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ.....	37
3.19 แบบจำลองสายอากาศโดยการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ.....	38
3.20 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ.....	38
3.21 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าความกว้างลำครึ่งกำลัง เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของเนื้อโลหะ.....	39
3.22 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลัง เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของเนื้อโลหะ.....	39
3.23 แบบจำลองสายอากาศโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะ ที่ส่วนด้านนอกของสายอากาศ.....	40
3.24 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนหลังด้านนอกของสายอากาศ.....	41
3.25 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าความกว้างลำครึ่งกำลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนด้านนอกของสายอากาศ.....	41
3.26 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนด้านนอกของสายอากาศ.....	42
3.27 แบบจำลองสายอากาศโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะ ที่ส่วนด้านในของสายอากาศ.....	43

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.28	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการเปลี่ยนแปลง ขนาดของ โลหะที่ส่วนหลังด้านในของสายอากาศ.....43
3.29	กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าความกว้างลำคลื่นกำลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนด้านในของสายอากาศ.....44
3.30	กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลง ขนาดของโลหะที่ส่วนด้านในของสายอากาศ.....44
3.31	แบบจำลองสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ.....45
3.32	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบหนึ่งต้น.....46
3.33	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ แบบ 3 มิติ.....46
3.34	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ แบบ 2 มิติ.....47
3.35	โครงสร้างสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....48
3.36	ผลกระทบเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์.....48
3.37	แบบจำลองสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....49
3.38	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....50
3.39	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....51
3.40	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ทั้ง 4 ทิศทาง.....51
4.1	สายอากาศต้นแบบ.....53
4.2	กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลอง และผลการวัดทดสอบของสายอากาศต้นแบบ.....55
4.3	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบ.....56
4.4	สายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....58
4.5	กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลอง และผลการวัดทดสอบของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....60
4.6	กราฟเปรียบเทียบพารามิเตอร์เอสระหว่างผลการจำลอง และผลการวัดทดสอบของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....60
4.7	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์.....61

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารแบบไร้สายและโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการพัฒนาอย่างรวดเร็วเนื่องจากความต้องการในการรับและส่งข้อมูลความเร็วสูงเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง สำหรับการสื่อสารแบบไร้สายและโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้นมีการใช้งานกันทั่วไป เช่น ระบบเซลลูลาร์ การสื่อสารผ่านดาวเทียมและ เครือข่ายไร้สาย เครือข่ายไร้สายเป็นระบบที่เชื่อมโยงอุปกรณ์ตั้งแต่สองเครื่องขึ้นไป โดยใช้การสื่อสารแบบไร้สายภายในพื้นที่เดียวกันทั้งแบบส่วนตัวและแบบสาธารณะ อย่างเช่นบ้าน สำนักงาน และ มหาวิทยาลัย เครือข่ายไร้สายได้มีการกำหนดมาตรฐานเพื่อให้ อุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในเครือข่ายไร้สายมีการผลิตและพัฒนาไปในทางเดียวกันคือ มาตรฐานเครือข่ายไร้สาย IEEE 802.11 ซึ่งคลื่นความถี่ที่ใช้ในการกระจายสัญญาณนั้นจะใช้ย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์และ 5 กิกะเฮิรตซ์ เครือข่ายไร้สายนั้นมีข้อดีหลายอย่างเช่นสามารถรองรับอุปกรณ์จำนวนมาก ง่ายในการติดตั้งเครือข่าย โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อเปรียบเทียบกับการวางสายเคเบิล เครือข่ายไร้สายสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้อย่างเหมาะสมประมาณ 100 เมตรและสามารถส่งข้อมูลความเร็วได้ประมาณ 54 ถึง 300 เมกะบิตต่อวินาที อย่างไรก็ตามเครือข่ายไร้สายก็มีข้อจำกัดในบางสภาพแวดล้อมที่มีสิ่งกีดขวางมากมายและปัญหาที่สำคัญอีกประการคือ “โนดที่มองไม่เห็น” ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อโนด A และโนด B สามารถสื่อสารกันได้ และในขณะเดียวกัน โหนด C และโนด B สามารถสื่อสารกันได้ แต่โนด A และโนด C ไม่สามารถสื่อสารกันได้ เนื่องจากโนดทั้งสองไม่ได้อยู่ในรัศมีซึ่งกันและกัน ปัญหาที่เกิดจากการส่งข้อมูลไม่สำเร็จซึ่งจะทำให้ระบบมีค่าวิสัยสามารถต่ำ จากปัญหาดังกล่าวจึงได้นำเสนอแนวคิดสายอากาศสำหรับโนดแบบ 4 เซกเตอร์ เพื่อให้สามารถสื่อสารข้ามกันได้ระหว่าง 4 โหนด

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรม (Korakis, et al., 2008) ได้นำเสนอการใช้สายอากาศ 4 ต้น หรือสายอากาศ 8 ต้นนั้นสามารถจัดการปัญหาโนดที่มองไม่เห็นและยังช่วยเพิ่มอัตราขยายในแต่ละทิศทางและเพิ่มพื้นที่ที่ครอบคลุมอีก (Kaswiati and Suryana, 2012; Haraz and Sebak, 2011; Patron, et al., 2014; Wnuk and Nowosielski, 2016; Chan-arpas, et al., 2014; Mahlaoui, et al., 2015; Yassin, et al., 2014; Lai, et al., 2008; Choi, et al., 2010) จากปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้นำเสนอได้เลือกใช้สายอากาศไมโครสตริปซึ่งเหมาะสำหรับการใช้งานภายในอาคาร มีน้ำหนักเบาและต้นทุน-

ต่ำ แต่ไม่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานสำหรับ โหนดแบบ 4 เซกเตอร์นี้ได้เนื่องจากมีค่าความกว้างลำ
 ครึ่งกำลังไม่ใช่ 90 องศาและมีค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังที่ต่ำ

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ออกแบบสายอากาศสำหรับ โหนดแบบ 4 เซกเตอร์ โดย
 สายอากาศจะถูกออกแบบให้ทำงานในย่านความถี่ 2.4 กิกะเฮิรตซ์ มีค่าความกว้างลำครึ่งกำลัง
 เท่ากับ 90 องศาและมีอัตราส่วนหน้าต่อหลังที่สูง โดยจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ HFSS
 และทดสอบสายอากาศโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวังว่าจะสามารถเพิ่ม
 ประสิทธิภาพให้กับระบบเครือข่ายไร้สายและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

สร้างสายอากาศสำหรับ โหนดแบบ 4 เซกเตอร์ โดยใช้สายอากาศไมโครสตริปสำหรับ
 เครือข่ายไร้สาย

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

สายอากาศสำหรับ โหนดแบบ 4 เซกเตอร์สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบเครือข่ายไร้
 สายโดยจะมีความจุของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้น สัญญาณแทรกสอดลดลงและสภาพเจาะจงทิศทาง
 เพิ่มขึ้น

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 สร้างสายอากาศสำหรับ โหนดแบบ 4 เซกเตอร์ผ่านแบบจำลอง

1.4.2 ใช้โปรแกรม Ansoft HFSS ในการจำลองแบบ

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 ออกแบบสายอากาศให้มีความกว้างลำครึ่งกำลังเท่ากับ 90 องศาโดยใช้โปรแกรม
 สำเร็จรูปคอมพิวเตอร์

1.5.2 นำสายอากาศมารวมกันทั้ง 4 องค์ประกอบเพื่อให้ครอบคลุมพื้นที่ทั้ง 360 องศา
 โดยใช้แบบจำลองในคอมพิวเตอร์

1.5.3 สร้างสายอากาศที่ได้จากการออกแบบและนำไปทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์
 โครงข่ายเพื่อเปรียบเทียบกับแบบจำลองในคอมพิวเตอร์

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

- 1.6.1 สํารวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 1.6.2 จําลองสายอากาศ 1 ต้นโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ให้เหมาะสมสําหรับการทำงานในรูปแบบเซกเตอร์
- 1.6.3 สร้างสายอากาศ 1 ต้นและวัดแบบรูปการแผ่พลังงานและสัมประสิทธิ์การสะท้อน
- 1.6.4 จําลองผลสายอากาศ 4 ต้นโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อการทำงานสําหรับ 4 เซกเตอร์โดยสมบูรณ์
- 1.6.5 สร้างสายอากาศ 4 ต้นจากนั้นนำไปวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.7.1 ได้สายอากาศต้นแบบสําหรับโนดแบบ 4 เซกเตอร์ สําหรับการประยุกต์ใช้ในเครือข่ายไร้สาย
- 1.7.2 สามารถลดปัญหาการชนกันของสัญญาณได้ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของเครือข่ายไร้สาย

1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 5 บท

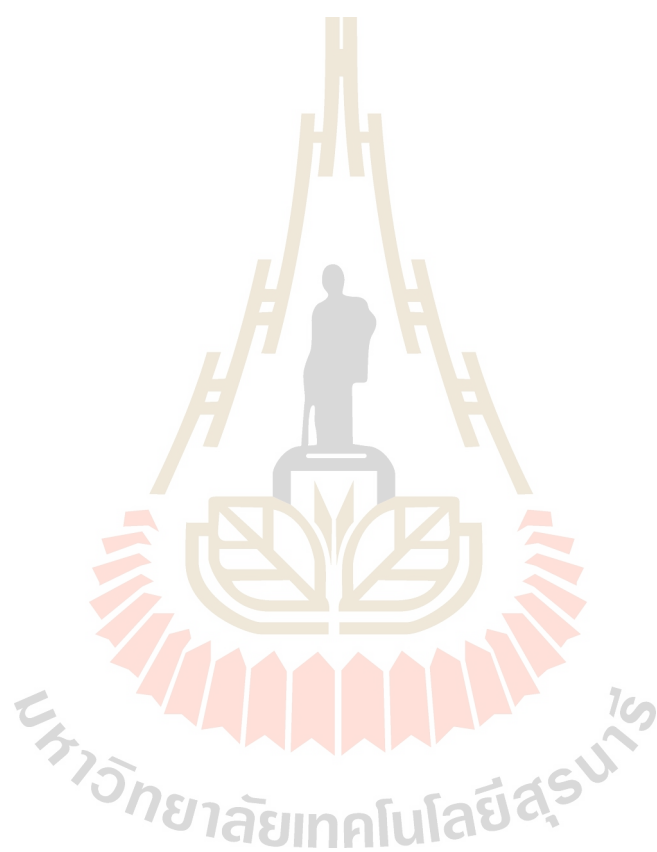
บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสําคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย สมมติฐานของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตการวิจัย วิธีดำเนินการวิจัย และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 กล่าวถึงประวัติและความเป็นมาของเครือข่ายไร้สาย ระบบการแบ่งเซกเตอร์สายอากาศไมโครสตริป และค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ

บทที่ 3 กล่าวถึงการศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจําลองสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปคอมพิวเตอร์ การศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของสายอากาศ และการศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจําลองสายอากาศเซกเตอร์ 4 ต้น ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปคอมพิวเตอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงการสร้างสายอากาศต้นแบบและสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ ตามพารามิเตอร์ต่างๆที่ถูกออกแบบไว้และทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆเพื่อยืนยันความถูกต้อง

บทที่ 5 กล่าวถึงการสรุปผลของงานวิจัย ปัญหาและข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนาในอนาคต



บทที่ 2

ทฤษฎีและปรัทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งประกอบด้วย ส่วนแรกจะเป็นการกล่าวนำเข้าสู่เนื้อหา ส่วนที่สองจะกล่าวถึงประวัติและความเป็นมาของเครือข่าย ส่วนที่สามจะกล่าวถึงระบบการแบ่งเซกเตอร์ ส่วนที่สี่จะกล่าวถึงสายอากาศไมโครสตริปและการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป ส่วนที่ห้าจะกล่าวถึงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ และส่วนสุดท้ายจะเป็นการสรุปเนื้อหาทั้งหมดในบทนี้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการค้นงานวิจัยนี้เป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่น ฐานข้อมูลจาก The Institute of Electrical and Electronics Engineers หรือ IEEE นอกจากนี้ยังได้ทำการสืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่น ๆ เช่น จากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยต่าง ๆ ผลการสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

2.2 ประวัติและความเป็นมาของเครือข่ายไร้สาย

เครือข่ายท้องถิ่น (Local Area Network: LAN) ถูกพัฒนาครั้งแรกในปลายปี ค.ศ.1970 ซึ่งเป็นการเชื่อมต่อกันระหว่างผู้ใช้ข้อมูลเชื่อมผ่านทางลวดหรือสายเคเบิลในท้องถิ่นแคบๆหรือพื้นที่ที่มากที่สุดขอบเขตไม่กี่กิโลเมตร ส่วนการจะติดตั้งเส้นใยแก้วนำแสงได้นั้นก็ต่อเมื่อเส้นใยเริ่มใช้งานในเชิงพาณิชย์ในราคาและค่าใช้จ่ายที่ต่ำมากพอ IEEE จึงตระหนักถึงความจำเป็นในการพัฒนานี้ ในต้นปี ค.ศ. 1980 ได้มีการจัดตั้งคณะกรรมการพัฒนามาตรฐาน IEEE 802 นี้มีการทำงานเพื่อพัฒนามาตรฐานอยู่ตลอดเวลา จึงทำให้มาตรฐานในตระกูลนี้ถูกแบ่งออกเป็นข้อกำหนดย่อยๆ เพื่อใช้อธิบายรายละเอียดที่แตกต่างกัน เช่น IEEE 802.3 หรืออีเทอร์เน็ต (Ethernet) ซึ่งได้รับความนิยมใช้งานมากที่สุดในอาคารสำนักงาน ธุรกิจและวิทยาเขตทั่วโลก มาตรฐานนี้ครอบคลุมถึงการเข้าถึงตัวกลาง หรือ MAC ของชั้นเชื่อมโยงข้อมูล รวมทั้งชั้นกายภาพ ด้านล่างด้วย

สำหรับ IEEE 802.11 เป็นข้อกำหนดย่อยในตระกูล IEEE 802 เช่นกัน โดยจะกล่าวถึงการสื่อสารไร้สายที่ครอบคลุมทั้งชั้นกายภาพและ MAC ซึ่งเป็นข้อกำหนดสำคัญในการพัฒนาระบบที่เรียกว่า เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย โดยที่ในข้อกำหนดย่อยนี้ยังมีการแบ่งออกเป็นรุ่นๆ ตามการพัฒนาของเทคโนโลยีเช่น IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g และ IEEE 802.11n เป็นต้น ซึ่งใน

แต่ละรุ่นนี้จะมีความแตกต่างกันในเรื่องข้อกำหนดทางกายภาพ อาทิเช่น ความถี่ ความกว้างแถบความถี่ วิธีการเข้ารหัส การกล่าสัตยญาณ เป็นต้น

2.2.1 มาตรฐาน IEEE 802.3

มาตรฐาน IEEE 802.3 หรืออีเทอร์เน็ตถือเป็นข้อกำหนดที่สำคัญสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นเพราะใช้กันในวงกว้าง แต่เมื่อนำวิธีการเข้าถึงของมาตรฐานไร้สาย IEEE 802.11 มาเปรียบเทียบกับ IEEE 802.3 พบว่ามีความแตกต่างกันมากในเรื่องของสื่อกลางในการติดต่อ สำหรับอีเทอร์เน็ตนั้นจะใช้โปรโตคอลเข้าถึงที่เกิดจากการสุ่มและต่อออกจากโปรโตคอลประเภทอะโลฮา ซึ่งเป็นโปรโตคอลที่กระจายสิทธิการใช้งานให้กับผู้ใช้งานทุกคน ถือว่ามีการเชื่อมต่อและการสื่อสารถึงกันผ่านทางลิงก์กายภาพเดียวกัน โปรโตคอลนี้มีสมมติฐานว่าผู้ใช้ที่อยู่ใกล้พอที่จะรับรู้ว่ามีใครที่เกิดการชนกันขึ้นของข้อมูล เนื่องจากความสามารถในการรับรู้การชนกันของข้อมูลนี้ จึงได้มีการพัฒนาโปรโตคอลที่สามารถตรวจสอบสถานะการชนกันของข้อมูลก่อนการส่งข้อมูลออกไป หรือเรียกว่า CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access/Collision Detection) ซึ่งกลไกการทำงานพื้นฐานดังนี้ สถานีข้อมูลที่ต้องการจะส่งข้อความจะต้องฟังเครือข่ายและส่งข้อมูลได้เฉพาะกรณีที่ไม่มีมีการตรวจพบการส่งข้อมูลใดๆในเครือข่าย

2.2.2 ข้อกำหนดในมาตรฐาน IEEE 802.11

เมื่อพิจารณามาตรฐานอีเทอร์เน็ตให้เป็นไร้สายตามข้อกำหนดของ IEEE 802.11 หรือเรียกว่าเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย จะพบว่ายังคงมีบางลักษณะของมาตรฐานอีเทอร์เน็ต IEEE 802.3 ที่กล่าวข้างต้น แต่มีความแตกต่างที่สำคัญเนื่องจากสื่อเป็นไร้สาย ทำให้ต้องมีการออกแบบมาเพื่อรองรับการทำงานมากขึ้น สื่อกลางไร้สายนี้น่าเชื่อถือน้อยกว่าสื่อมีสายเพราะคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นสามารถที่จะเปลี่ยนแปลงตามเวลาและไม่สมดุค ตัวกลางควบคุมอย่างง่ายตายไม่มีขอบเขตที่ชัดเจน ขาดการเชื่อมต่อกับทุกสถานีอย่างสมบูรณ์และสถานีผู้ใช้อาจไม่ได้ยิน นอกจากนี้สถานีอาจจะเคลื่อนที่นำสู่รูปแบบใดนามิมีความแตกต่างเหล่านี้ในลักษณะตัวกลางและสถานีผู้ใช้ระหว่างเครือข่ายมีสายและเครือข่ายไร้สาย นำไปสู่ความต้องการเฉพาะของ IEEE 802.11 สำหรับกลยุทธ์การเข้าถึงแบบสุ่มซึ่งแตกต่างกว่า IEEE 802.3

วิธีการเข้าถึงแบบ IEEE 802.11 นี้จะไปกำหนดที่ชั้นย่อยของ MAC และอ้างถึง DCF (Distributed Coordination Function) ด้วยการใช้กลยุทธ์การเข้าถึงโดย เฉพาะเรียกว่าการเข้าถึงหลายทางเพื่อให้บริการล่งรู้โดยหลีกเลี่ยงการปะทะกัน ซึ่งใช้ CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) แทนที่ CSMA/CD ในอีเทอร์เน็ต สำหรับแนวคิดของ DCF หมายความว่าทุกสถานีสามารถติดต่อสื่อสารกันในพื้นที่ที่กำหนดและใช้กลยุทธ์เข้าถึงเดียวกัน โปรโตคอลการเข้าถึง CSMA/CA ยังปรากฏเป็นส่วนหนึ่งในชั้นย่อยของ MAC (IEEE 802.11)

มาตรฐานย่อย IEEE 802.11 จะใช้กลไกเข้าถึงเดียวกัน ซึ่งต่างกันเพียงกลไกชั้นกายภาพที่กำหนดเพื่อใช้อัตราการส่งข้อมูลไม่เท่ากันดังนี้

1. IEEE 802.11a ทำงานบนย่านความถี่ 5 GHz (ISM band ไม่ต้องขอใบอนุญาต) ด้วยเทคโนโลยี OFDM โดยที่สามารถให้อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 54 Mbps และเนื่องด้วยการที่มาตรฐานนี้ ใช้การเชื่อมต่อที่ความถี่สูงๆ ทำให้มาตรฐานนี้ มีระยะการรับส่งที่ค่อนข้างใกล้คือ ประมาณ 35 เมตร ในโครงสร้างปิด (เช่น ในตึก ในอาคาร) และ 120 เมตรในที่โล่งแจ้งและด้วยความที่ส่งข้อมูลด้วยความถี่สูงนี้ ทำให้การส่งข้อมูลนั้นไม่สามารถทะลุทะลวงโครงสร้างของตึกได้มากนัก อุปกรณ์ไร้สายที่รองรับเทคโนโลยี IEEE 802.11a นี้ไม่สามารถเข้ากันได้กับอุปกรณ์ที่รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g

2. IEEE 802.11b ทำงานบนย่านความถี่ 2.4 GHz (ISM band ไม่ต้องขอใบอนุญาต) ด้วยเทคโนโลยี DSSS (Direct-Sequence Spread Spectrum) โดยที่สามารถให้อัตราการส่งถ่ายข้อมูล 11 Mbps เนื่องจากการใช้คลื่นความถี่ที่ต่ำกว่าอุปกรณ์ที่รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11a ทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มาตรฐานนี้จะมีความสามารถในการส่งคลื่นสัญญาณไปได้ไกลกว่าคือประมาณ 38 เมตร ในโครงสร้างปิดและ 140 เมตรในที่โล่งแจ้ง รวมถึงสัญญาณสามารถทะลุทะลวงโครงสร้างตึกได้มากกว่าอุปกรณ์ที่รองรับกับมาตรฐาน IEEE 802.11a ด้วย

3. IEEE 802.11g ทำงานบนย่านความถี่ 2.4 GHz เหมือนกับ อุปกรณ์ที่รองรับมาตรฐาน IEEE 802.11b แต่ว่าสามารถให้อัตราการส่งถ่ายข้อมูลได้สูงถึง 54 Mbps เหมือนกับอุปกรณ์มาตรฐาน IEEE 802.11a เพราะใช้เทคโนโลยี OFDM

4. IEEE 802.11n ทำงานบนย่านความถี่ 2.4 และ 5 GHz โดยที่สามารถให้อัตราการส่งถ่ายข้อมูลสูงสุดถึง 300 Mbps เพราะใช้ OFDM ที่เสริมด้วยเทคโนโลยี MIMO ทำให้มีความสามารถในการส่งคลื่นสัญญาณ ได้ระยะประมาณ 70 เมตรในโครงสร้างปิดและ 250 เมตรในที่โล่งแจ้ง

2.2.3 การเชื่อมต่ออุปกรณ์

มาตรฐาน IEEE802.11 ได้กำหนดการเชื่อมต่ออุปกรณ์สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายไว้ 2 แบบด้วยกันคือ การเชื่อมต่อแบบโครงสร้างพื้นฐาน (infrastructure) และการเชื่อมต่อแบบเฉพาะกิจ (Ad Hoc)

1. การเชื่อมต่อแบบโครงสร้างพื้นฐาน เป็นการเชื่อมต่อที่มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลาย การเชื่อมต่อทำได้โดยต้องใช้ Access Point (AP) เป็นตัวกลางในการแพร่สัญญาณให้กับผู้ใช้งานทั้งหมด ส่วนการติดต่อระหว่าง AP ไปยังเครือข่ายท้องถิ่นหลักสามารถใช้ข้อกำหนดตาม IEEE802.3 ได้ปกติ เสมือนว่า AP เป็นเครื่องผู้ใช้งานอีกเครื่องหนึ่ง

2. การเชื่อมต่อแบบเฉพาะกิจ เป็นการเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้งาน โดยตรงไม่ผ่าน AP โดยปกติจะเหมาะสำหรับการเชื่อมต่อแบบชั่วคราว ผู้ใช้งานสามารถเชื่อมต่อหากันได้โดยตรงที่ไหนก็ได้ที่มีสัญญาณของผู้ใช้งานไปถึง จะเห็นว่าการเชื่อมต่อแบบเฉพาะกิจนั้นทำได้ง่ายโดยไม่ต้องใช้ AP แต่ถ้ายังเชื่อมต่อผู้ใช้งานมากประสิทธิภาพของการรับส่งข้อมูลของการเชื่อมต่อแบบเฉพาะกิจ ก็จะยิ่งต่ำกว่าการเชื่อมต่อแบบโครงสร้างพื้นฐานซึ่งใช้ AP เป็นอุปกรณ์แพร่สัญญาณและเป็นตัวกลางในการสลับข้อมูลไปยังเครือข่ายภายนอกได้มากกว่า

2.2.4 การรับส่งข้อมูลของระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

แตกต่างจากระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ที่มีการกำหนดวิธีการร่วมใช้ช่องสัญญาณให้กับผู้ใช้บริการรายบุคคลจึงไม่มีผู้ใช้งานหลายคนส่งข้อมูลซ้อนกันในช่องสัญญาณที่กำหนดสำหรับ IEEE 802.11 นั้นช่องสัญญาณความถี่เดียวกันจะถูกใช้งานได้จากผู้ใช้งานทุกคน โดยแต่ละคนมีสิทธิ์ส่งข้อมูลออกมาเมื่อใดก็ได้เพราะอิงกับระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบเดิมทำให้ต้องมีวิธีการป้องกันการชนกันของผู้ใช้งาน ตามมาตรฐาน IEEE 802.11 นั้นกำหนดให้ใช้การร่วมใช้ช่องสัญญาณเป็นแบบ CSMA/CA ซึ่งเป็นเทคนิคที่หลีกเลี่ยงการชนกันของข้อมูล

สถานีจะเลือกวิธีสุ่มการสุ่มเวลาหรือความน่าจะเป็นอย่างไรอย่างหนึ่งในการส่งเฟรมข้อมูล เมื่อสื่อว่างแล้ว สถานีที่ต้องการจัดส่งเฟรมข้อมูลจะรอเวลาอยู่ช่วงเวลาหนึ่งที่เรียกว่า IFG (InterFrame Gap) จากนั้นจะทำการสุ่มเวลาที่จะต้องส่งเฟรมข้อมูล เมื่อถึงกำหนดเวลาที่สุ่มแล้วจึงทำการส่งเฟรมข้อมูลออกไป และทำการกำหนดเวลาในการรอการตอบรับกลับมา ถ้ามีการตอบรับภายในเวลาที่กำหนด แสดงว่าสามารถส่งเฟรมข้อมูลไปได้เรียบร้อย แต่ถ้าไม่มีการตอบรับภายในเวลาที่กำหนดแล้วแสดงว่าการส่งเฟรมข้อมูลครั้งนี้ล้มเหลว สถานีจะต้องทำการเพิ่มค่าเบี่ยงกอฟ แล้วตรวจสอบว่าเกินจากที่กำหนดไว้หรือไม่ ถ้าเกินก็จะเลิกส่งเฟรมข้อมูลนั้น แต่ถ้าไม่เกินรอเวลาตามที่ได้กำหนดไว้แล้วจึงเริ่มกระบวนการส่งใหม่อีกครั้ง เทคนิค CSMA/CA จะนิยมใช้กับระบบเครือข่ายไร้สายแบบโครงสร้างพื้นฐาน

2.2.5 ข้อกำหนดแถบความถี่ของช่องสัญญาณ

สำหรับมาตรฐาน IEEE 802.11 ได้แบ่งแถบความถี่ออกเป็นช่องสัญญาณ คล้ายกับระบบทีวีที่แบ่งแถบความถี่ออกเป็นแถบเล็กๆ ต่อกันและกำหนดตัวเลขเรียกแทนแถบความถี่เล็กๆ นั้นว่าช่อง สำหรับความถี่ของมาตรฐาน IEEE 802.11 นั้นกำหนดไว้ที่แถบความถี่ ISM ทั้ง 2 ช่วงความถี่ที่ 2.4 GHz และ 5.8 GHz แต่ในทางพาณิชย์นั้นนิยมใช้ความถี่ 2.4 GHz มากกว่าซึ่งตรงกับมาตรฐาน IEEE 802.11 b/g/n ดังนั้นในส่วนนี้ให้ให้ความสำคัญกับย่านความถี่ 2.4 GHz ซึ่งในแต่ละช่องนั้นผู้ใช้งานทุกคนสามารถร่วมใช้ช่องร่วมกันได้ ทำให้เกิดปัญหาในการชนกันของข้อมูล

ในย่านนี้จะเริ่มต้นแถบความถี่ในช่วง 2.4000-2.4835 GHz และถูกแบ่งออกเป็น 13 ช่องสัญญาณ แต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 5 MHz โดยช่องสัญญาณที่ 1 มีความถี่กลางที่ 2.412 GHz และช่องสัญญาณที่ 13 มีความถี่กลางที่ 2.472 GHz ซึ่งบนมาตรฐาน IEEE 802.11b ใช้เทคโนโลยี DSSS บนความกว้างแถบความถี่ 22 MHz ดังนั้นจึงมีเพียงแค่ 3 ช่องสัญญาณเท่านั้นที่จะไม่ซ้อนทับกัน โดยปกติในเชิงพาณิชย์จะนิยมใช้ช่องสัญญาณที่ 1 6 และ 11 และจะติดตั้งสลับกันไปมาเพื่อไม่ให้กวนกัน แต่ในปัจจุบันบนมาตรฐานของ IEEE 802.11g จะมีช่องสัญญาณที่ไม่ซ้อนทับกันมากขึ้นเป็น 4 ช่อง สัญญาณได้แก่ช่องสัญญาณที่ 1 5 9 และ 13 ทั้งนี้เป็นเพราะมาตรฐาน IEEE 802.11g ใช้เทคโนโลยี OFDM ที่ต้องการความกว้างแถบความถี่เพียง 20 MHz เท่านั้น

2.2.6 ปัญหาที่พบในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

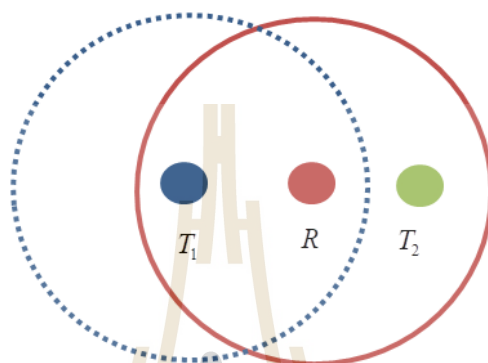
ในปัจจุบันปริมาณการใช้งานเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายเติบโตเป็นอย่างมาก ด้วยการใช้อุปกรณ์มือถือเช่นสมาร์ทโฟนและคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล เครือข่ายท้องถิ่นไร้สายเป็นหนึ่งในเครือข่ายไร้สายที่ได้รับความนิยมมากที่สุด อันเนื่องมาจากความสะดวกในการให้บริการและในการติดตั้งมีราคาที่ไม่ค่อยสูง อย่างไรก็ตามในฐานะผู้ให้บริการหรือผู้ใช้ส่วนบุคคลที่ทำการติดตั้งจุดเชื่อมต่อโดยไม่พิจารณาชุดบริการพื้นฐาน (Basic service sets, BSSs) ที่อยู่บริเวณใกล้เคียง ซึ่งในการติดตั้งชุดบริการพื้นฐานเป็นจำนวนมากจะส่งผลกระทบต่อปัญหาตามมา โดยจะเกิดการทับซ้อนกันของช่องสัญญาณ ในสภาพแวดล้อมดังกล่าวส่งผลให้เกิดปัญหา โหนดที่มองไม่เห็น (Hidden node) ซึ่งสามารถเกิดขึ้นได้บ่อย ถึงแม้ว่าในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายจะมีกลไกหลีกเลี่ยงการชน (CSMA/CA) ก็มีโอกาที่จะล้มเหลวซึ่งส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงอีกด้วย (Kim, M., & Choi, C. H., 2013) จากรูปที่ 2.1 แสดงเหตุการณ์การชนกันของระบบ โหนดที่มองไม่เห็นจะเกิดขึ้นเมื่อ T_1 ทำให้ส่งข้อมูลมายัง R แต่ในช่วงเวลาเดียวกัน T_2 ก็ทำการส่งมายัง R ด้วย เนื่องจาก T_1 และ T_2 ไม่สามารถส่งสัญญาณ carrier sense หากันได้เนื่องจากอยู่นอกรัศมีซึ่งกันและกัน

2.3 ระบบการแบ่งเซกเตอร์

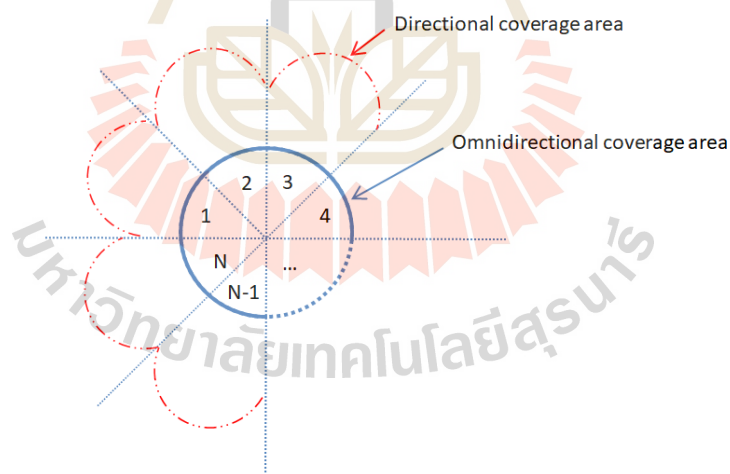
เมื่อความต้องการของผู้ใช้งานในระบบสูงขึ้นเรื่อยๆ จำนวนความถี่ที่ให้บริการมีจำนวนไม่เพียงพอที่จะรองรับผู้ใช้งานที่ต้องการ ดังนั้นจึงได้ใช้เทคนิคการแบ่งเซกเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยที่สายอากาศแบบรอบทิศทางจะถูกแทนที่ด้วยสายอากาศแบบมีทิศทาง โดยทั่วไปจะแบ่งเป็น 3 ส่วน โดยที่แต่ละส่วนจะครอบคลุม 120 องศา ในการแบ่งเซกเตอร์นั้นจะส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดร่วมลดลงทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสิ่งแทรกสอดเพิ่มขึ้นอย่างมาก ซึ่งส่งผลให้มีความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นอีกด้วย โดยความจุช่องสัญญาณสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.1)

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.2)$$

โดยที่ C คือ ความจุช่องสัญญาณ
 B คือ แบนด์วิธ (Hz)
 S/N คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.1 ปัญหาโนดที่มองไม่เห็น

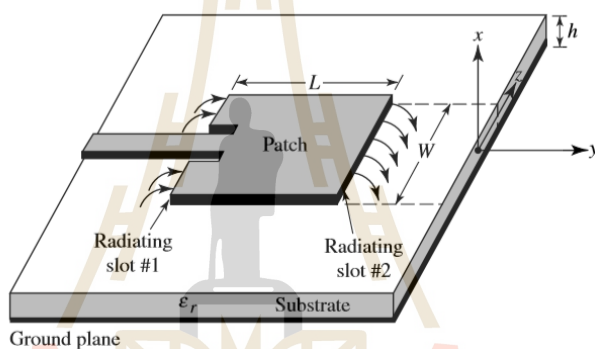


รูปที่ 2.2 การแบ่งเซกเตอร์ของโนดจำนวน N เซกเตอร์

2.4 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

โดยทั่วไปแล้วสามารถแบ่งโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปได้สามส่วน ซึ่งประกอบด้วยส่วนบนจะเป็นแผ่นตัวนำ (patch) ที่ใช้สำหรับการแพร่กระจายคลื่น ส่วนที่สองเป็น

วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (substrate) ที่คั่นกลางระหว่างระนาบกราวด์ (ground plane) และแผ่นตัวนำ และส่วนที่สามคือระนาบกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 2.3 สำหรับแผ่นตัวนำได้ถูกพัฒนาออกมาในลักษณะที่แตกต่างกันออกไป ตามวัตถุประสงค์ของการใช้งานเช่น แผ่นรูปสี่เหลี่ยม รูปวงกลม หรือรูปแบบเชิงเรขาคณิตอื่นๆ ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปมีความสะดวกในการสร้างลงในแผ่นวงจรพิมพ์ โดยที่แผ่นตัวนำจะถูกวางไว้ที่ด้านหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์ และอีกด้านหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นแผ่นระนาบกราวด์โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นสตริปโลหะแคบๆ (microstrip line feed) และสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม แผ่นตัวนำรูปวงกลมที่ป้อนด้วยโพรบแกนร่วม (coaxial probe feed) โดยตัวนำด้านในของแกนร่วมถูกติดอยู่กับแพทช์ที่แผ่คลื่นออกไป ขณะที่ตัวนำด้านนอกถูกเชื่อมต่อกับกราวด์



รูปที่ 2.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์สี่เหลี่ยม

(ภาพจาก Balanis: Antenna Theory)

ในปัจจุบันสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปได้ถูกประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายได้แก่ (Kaswiati and Suryana, 2012) ได้ออกแบบสายอากาศสำหรับจุดเชื่อมต่อ Wi-Fi โดยออกแบบเป็นรูปทรงสามเหลี่ยมคล้ายๆ หูกระต่าย (bow-tie) ซึ่งมีแบนด์วิธที่กว้าง อัตราขยายสูงและขนาดไม่ใหญ่มากนัก (Haraz and Sebak, 2011) และ (Yassin, et al., 2014) ได้ออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเป็นรูปทรงตัวยู (U-shaped) โดยที่ออกแบบให้หนึ่งด้านของแพทช์เป็นรูปตัวยู (Chan-arpas, et al., 2014) ได้ออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมที่มีการดัดมุมของสายอากาศทั้งสี่ด้านและป้อนด้วยโพรบแกนร่วม และ (Mahlaoui, et al., 2015) ได้ออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีการเจาะร่องเป็นรูปสามเหลี่ยมหลายๆ อันและทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของเส้นการป้อนซึ่งส่งผลถึงค่าสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ถือว่ามีความสำคัญมาก เนื่องจากเป็นพารามิเตอร์สำคัญที่มีผลต่อการเดินทางของคลื่นความถี่เรโซแนนซ์และคุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปมีคุณลักษณะในเรื่องของความง่ายในการสร้าง มีน้ำหนักเบา แข็งแรงทนทาน ติดตั้งร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้สะดวกและมีราคาถูก แต่ข้อดีของอาจจะไม่ตรงกับความต้องการของผู้ใช้งานก็อาจจะมีบ้างเช่น มีค่าของสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) ไม่สูงมาก ค่าของการโพลาไรซ์ไขว้ (cross polarization) และค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ (antenna efficiency) ก่อนข้างต่ำ ซึ่งเป็นผลจากการสูญเสียของค่าตัวนำและของไดอิเล็กตริกของวัสดุที่นำมาสร้างสายอากาศมีค่าสูง ดังนั้นการนำมาใช้งานเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงขึ้นจึงมักออกแบบให้อยู่ในรูปแบบของสายอากาศที่เป็นแถวลำดับ (array)

สำหรับการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ตัวป้อนสัญญาณที่นำมาต่อกับสายอากาศควรมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายเท่ากับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วย โดยสายนำสัญญาณที่จะต่อเข้ากับเครื่องมือวัดและทดสอบสายอากาศนั้นส่วนใหญ่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม ซึ่งในการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปนั้นพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบได้แก่ ความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง (dielectric constant, ϵ_r) และความสูงของไดอิเล็กตริกหรือวัสดุฐานรอง (h) สายอากาศไมโครสตริปสามารถทำการป้อนสัญญาณได้หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้มากที่สุดมี 4 วิธีคือ การป้อนสัญญาณด้วยเส้นไมโครสตริป การป้อนสัญญาณด้วยโพรบแกนร่วม การป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมต่อโดยใช้ช่องเปิด (aperture coupling feed) และการป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมต่อใกล้ (proximity-coupling feed)

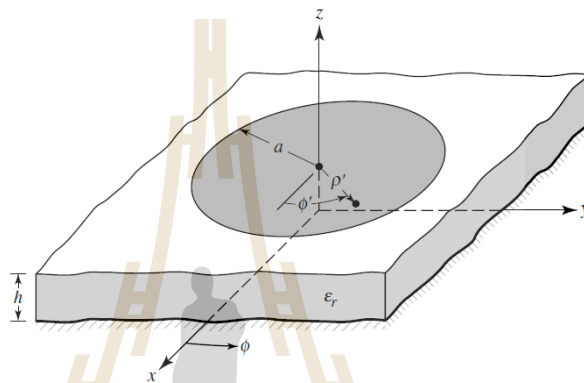
2.4.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม (Constantine, A. B., 2005) เพื่อใช้งานสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายให้ครอบคลุมความถี่ย่าน 2.4 GHz โดยการสร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 ที่มีค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์เท่ากับ 4.3 และความสูงของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 0.08 เซนติเมตร ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลมจะเริ่มคำนวณหารัศมีของวงกลม (a) จากสมการที่ 2.2 และสมการที่ 2.3 โดยสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลมแสดงดังรูปที่ 2.4

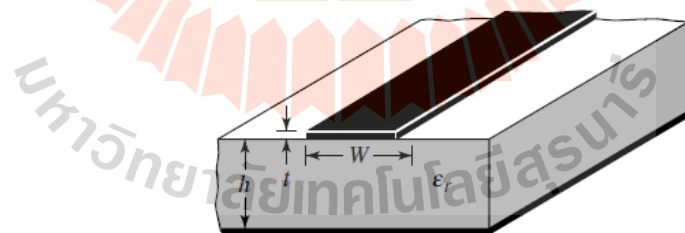
$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (2.2)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

โดยที่ h คือ ความสูงของไดอิเล็กตริก (เซนติเมตร)
 f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ
 ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง



รูปที่ 2.4 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบวงกลม
 (ภาพจาก Balanis: Antenna Theory)



รูปที่ 2.5 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป
 (ภาพจาก Balanis : Antenna Theory)

2.4.2 ทฤษฎีสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณไมโครสตริปประกอบด้วย ตัวนำไฟฟ้าแบบแผ่น และระนาบกราวด์ โดยมีไดอิเล็กตริกอยู่ตรงกลางดังรูปที่ 2.5 โดยค่าไดอิเล็กตริกนี้จะอยู่ตรงกลางระหว่าง ตัวนำไฟฟ้าแบบแผ่นและระนาบกราวด์ในการออกแบบสายส่งสัญญาณไมโครสตริปนี้จะมีพารามิเตอร์ที่

สำคัญคือ ความกว้างของตัวนำไฟฟ้าแบบแผ่น (W) ความสูงของไดอิเล็กตริก ความหนาของตัวนำไฟฟ้าแบบแผ่น (t) และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง เป็นต้น

การคำนวณหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปมีดังนี้

เมื่อ $\frac{W_0}{h} \leq 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] \quad (2.4)$$

และที่ $\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$ (2.5)

และเมื่อ $\frac{W_0}{h} \geq 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]}} \quad (2.6)$$

และที่ $\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}$ (2.7)

2.5 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ

2.5.1 สัมประสิทธิ์การสะท้อน (Return loss)

การสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ (return loss) เป็นการแสดงถึงค่า การสูญเสียเมื่อป้อนพลังงานให้กับสายอากาศและยังสามารถแสดงถึงช่วงแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่สามารถทำงานได้ โดยมีค่าเท่ากับหรือต่ำกว่า -10 dB รวมทั้งแสดงถึงคุณลักษณะของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (standing wave ratio, SWR) โดยค่า SWR และค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (voltage reflection coefficient)

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} \quad (2.8)$$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ
 V_r คือ แรงดันสะท้อนกลับ
 V_i คือ แรงดันตกกระทบ

จากสมการที่ (2.8) ถ้าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับมีค่าเป็นบวกแสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกัน (in phase) แต่ถ้าเครื่องหมายเป็นลบแสดงว่าแรงดันสะท้อนกลับมีเฟสตรงกันข้าม (out of phase) การหาค่าเปอร์เซ็นต์ของคลื่นแรงดันสะท้อนกลับหาได้ดังนี้

$$\text{ค่าเปอร์เซ็นต์ของแรงดันสะท้อนกลับ} = \Gamma \times 100 \quad (2.9)$$

กำลังงานหาได้จากแรงดันยกกำลังสองหารด้วยอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_c

$$P = \frac{V^2}{Z_c} \quad (2.10)$$

ฉะนั้นสัมประสิทธิ์กำลังงานสะท้อนกลับ (Power reflection coefficient) มีค่าเท่ากับกำลังสองของค่าสัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ

$$\Gamma^2 = \frac{P_r}{P_i} \quad (2.11)$$

เมื่อ Γ คือ สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับ
 P_r คือ กำลังงานสะท้อนกลับ
 P_i คือ กำลังงานตกกระทบ

นอกจากนี้สัมประสิทธิ์แรงดันสะท้อนกลับยังสามารถหาได้จากอัตราส่วนของผลต่างและผลรวมระหว่างโวลตกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c} \quad (2.12)$$

โดยที่ Z_c และ Z_1 เป็นอิมพีแดนซ์ของสายส่งและอิมพีแดนซ์ของโหลด เนื่องจากอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งเท่ากับ 50 โอห์ม อิมพีแดนซ์โหลด ก็คือสายอากาศที่ทำการออกแบบ ถ้าสามารถออกแบบให้เท่ากับ 50 โอห์มก็จะไม่เกิดการสะท้อนกลับ แต่ถ้าไม่เท่ากับ 50 โอห์ม ก็จะเกิดการสะท้อนกลับจากโหลดไปยังแหล่งกำเนิด ทำให้เกิดคลื่นนิ่ง (SWR) ในสายส่ง โดยการวัดค่า SWR เป็นอัตราส่วนระหว่างของแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นนิ่งกับแอมพลิจูดต่ำสุดของคลื่นนิ่ง โดยค่ามาตรฐานที่ยอมรับได้ของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง คือ มีค่าน้อยกว่าหรือ เท่ากับ 2.0 สามารถคำนวณได้จากสมการ (2.13)

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}} \quad (2.13)$$

ถัดไปเป็นการแสดงสมการสูญเสียย้อนเนื่องจากการย้อนกลับของสายอากาศโดยมีความสัมพันธ์เหมือนกับค่าของอัตราส่วนคลื่นนิ่ง โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.14)

$$Return\ loss = 10 \log |S_{11}|^2 = -20 \log (|\Gamma|) \quad (2.14)$$

เนื่องจากการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ดี ค่าของการสูญเสียย้อนกลับต้องน้อยกว่า 10 dB เมื่อคำนวณย้อนกลับแล้วค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนต้องน้อยกว่า 0.3162 ส่งผลให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง น้อยกว่า 2 ซึ่งเป็นไปตามมาตรฐานที่กำหนดไว้ตั้งแต่แรก

2.5.2 พารามิเตอร์เอส

เนื่องจากการกำหนดแรงดันและกระแสที่เกิดขึ้นในสาย (line) ยานความถี่ไมโครเวฟที่ไม่ใช่โหมด TEM เพื่อนำมาคำนวณหาคุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์ในทางปฏิบัติ นั้น จะกระทำได้ยากจึงจำเป็นต้องทำการวัดขนาด (magnitude) และเฟสของคลื่นที่เดินทางไปในทิศทางที่กำหนดให้โดยตรง (หรือขนาดและเฟสของคลื่นนิ่ง (standing wave) ก็ได้) จึงมีการกำหนดให้พิจารณาช่วงความถี่ไมโครเวฟในรูปของคลื่นพุ่งกระทบ (incident wave) คลื่นสะท้อนกลับ (reflected wave) และคลื่นส่งผ่าน (transmitted wave) ที่เดินทางในรูปเมตริกซ์การกระจัดกระจาย (scattering matrix) ผ่านเข้าออกอุปกรณ์หรือโครงข่ายที่มีจำนวน N ซึ่งมีจำนวนของพารามิเตอร์เอส ตั้งแต่ S_{11} จนถึง S_{NN} เช่น ถ้าเป็นอุปกรณ์ที่มี 2 พอร์ตก็จะมีพารามิเตอร์เอสจำนวน 4 ตัว ได้แก่

S_{11} , S_{12} , S_{21} และ S_{22} ซึ่งพารามิเตอร์เอสของเครื่องมือวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) ที่มีลักษณะช่องสัญญาณ 2 พอร์ต โดยปกติสามารถใช้วัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน การลดทอนของสัญญาณที่ผ่านจุดต่อ (insertion loss) การสูญเสียย้อนกลับและมุม (phase) เป็นต้น

ในการสร้างสายอากาศโนดแบบเซกเตอร์จำเป็นต้องจัดวางสายอากาศหลายๆต้นไว้ใกล้กัน ดังนั้นจะเกิดการรบกวนกันของสัญญาณซึ่งกันและกันระหว่างสายอากาศแต่ละต้น ในการพิจารณาพารามิเตอร์เอส หมายถึงการวัดค่าสัญญาณที่ส่งจากพอร์ตหนึ่งและทำการรับสัญญาณอีกพอร์ตหนึ่ง เช่น S_{21} หมายถึงการรับสัญญาณที่พอร์ต 2 โดยที่พอร์ต 1 เป็นตัวส่งสัญญาณ ซึ่งค่าพารามิเตอร์เอสควรมีค่าน้อยๆเพื่อที่ไม่เกิดการรบกวนกันของสายอากาศข้างเคียง จนทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศและประสิทธิภาพของระบบต่ำลง

2.5.3 แบนด์วิดท์

แบนด์วิดท์ความถี่ของสายอากาศ (bandwidth) หมายถึง ความสามารถของสายอากาศที่ทำงานได้ตลอดย่านความถี่ โดยจากคุณสมบัติบางตัวของสายอากาศและให้เป็นไปตามมาตรฐานกำหนดแบนด์วิดท์ซึ่งจะพิจารณาจากช่วงของความถี่ที่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่กลาง (center frequency) ซึ่งสายอากาศที่สามารถทำงานได้ตลอดย่านนี้ แบ่งเป็น สายอากาศแถบกว้าง และ สายอากาศแถบแคบดังนี้

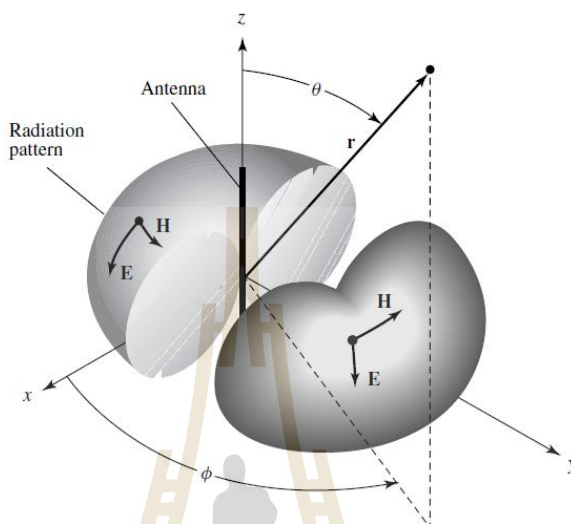
กรณีที่เป็นสายอากาศแถบกว้าง (broadband antennas) แบนด์วิดท์มักจะแสดงในรูปของอัตราส่วนระหว่างความถี่สูงสุดกับความถี่ต่ำสุดที่สายอากาศสามารถทำงานได้ เช่น ถ้าสายอากาศชนิดนี้มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 10:1 แสดงว่าความถี่สูงสุดมีค่ามากกว่าความถี่ต่ำสุดอยู่ 10 เท่า

กรณีของสายอากาศแถบแคบ (narrowband antennas) แบนด์วิดท์มักจะแสดงในรูปของเปอร์เซ็นต์ของผลต่างความถี่ (ความถี่สูงสุด-ลบความถี่ต่ำสุด) โดยเมื่อเทียบกับความถี่กลางของแบนด์วิดท์ เช่น ถ้าสายอากาศชนิดนี้มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 5 เปอร์เซ็นต์ แสดงว่าผลต่างของความถี่ที่สายอากาศสามารถทำงานได้มีค่าเป็น 5 เปอร์เซ็นต์ของความถี่กลางของแบนด์วิดท์ โดยคุณสมบัติของสายอากาศแต่ละตัวที่ไม่เหมือนกัน จึงเป็นการยากที่จะพิจารณาค่าของแบนด์วิดท์สองวิธีที่นิยมที่สุดในการพิจารณาค่าของแบนด์วิดท์คือ pattern bandwidth และ impedance bandwidth

ค่าสูญเสียย้อนกลับ ยิ่งติดลบมากยิ่งขึ้น ซึ่งแสดงว่ามีการสะท้อนกลับ (reflection) ที่น้อยค่าประมาณ -10 dB เป็นค่าที่บ่งบอกช่วงความถี่ที่สายอากาศสามารถทำงานได้ โดยสายอากาศไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก พิจารณาจาก (ความถี่สูงสุด-ลบความถี่ต่ำสุด) ที่ค่า SWR ค่าที่ยอมรับได้ค่ามาตรฐาน ในการทดลอง $SWR < 2$ ส่วน ทางปฏิบัติที่ยอมรับได้ $SWR < 1.5$ ค่า $SWR = 1.5$ อาจมี

แบนด์วิดท์น้อยกว่า $SWR = 2$ แต่และเป็นเหตุผลที่ว่าเครื่องส่งและเครื่องมืออื่น จะปลอดภัยต่อการเสียหายมากกว่า

2.5.4 แบบรูปการแผ่พลังงาน



รูปที่ 2.6 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว

(ภาพจาก Balanis: Antenna Theory)

แบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern) หรือแบบรูปของสายอากาศ (antenna pattern) คือการบอกคุณสมบัติในการแผ่พลังงานของสายอากาศในรูปของกราฟหรือในรูปของฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ซึ่งเป็นฟังก์ชันของพิกัดตำแหน่ง (space coordinates) ในการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานจะต้องกระทำในบริเวณสนามไกลและแสดงในรูปฟังก์ชันของพิกัดทิศทาง (directional coordinates) แบบรูปการแผ่พลังงานนี้สามารถวัดและพล็อตได้จากความเข้มสนาม (field intensity) ในรูปของ $|\vec{E}(\theta, \phi)|$ หรือ $|\vec{H}(\theta, \phi)|$ โดยกำหนดให้รัศมีของพื้นที่วงกลมในการวัดมีขนาดคงที่ เรียกแบบรูปในลักษณะนี้ว่า แบบรูปสนามเชิงแอมพลิจูด (amplitude field pattern) หรือถ้าทำการวัดและพล็อตจากกำลังในรูปของ $|\vec{E}(\theta, \phi)|^2$ หรือ $\eta|\vec{H}(\theta, \phi)|^2$ ที่รับเข้ามาหรือส่งออกไปโดยสายอากาศ จะเรียกแบบรูปในลักษณะนี้ว่า แบบรูปกำลัง (power pattern) อย่างไรก็ตามไม่ว่าจะเป็นการแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในลักษณะใดมักจะทำการนอร์มัลไลซ์ค่าที่วัดได้ทั้งหมดในทุกทิศทางด้วยค่าสูงสุดที่วัดได้เสมอและหากคำนวณและพล็อตแบบรูปทั้งสองลักษณะในหน่วย dB ก็จะได้ผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานออกมาเหมือนกันไม่ว่าจะเป็นแบบรูปที่อยู่ในลักษณะสองมิติหรือสามมิติก็ตาม จากรูปที่ 2.6 จะเป็นรูปแบบการแผ่พลังงานของ

สายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว โดยแบบรูปของการแผ่พลังงานจะมีสองระนาบคือ ระนาบมุมทิศ (Azimuth Plane) ที่กำหนดให้คงที่มุม ϕ ไว้ที่ 90 องศา แล้วเปลี่ยนค่ามุม θ ตั้งแต่ 0-180 องศา อีกระนาบหนึ่งคือ ระนาบมุมยก (Elevation Plane) ซึ่งกำหนดให้คงที่มุม θ ไว้ที่ 90 องศา แล้วเปลี่ยนค่ามุม ϕ ตั้งแต่ 0-360 องศา

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสามารถแบ่งออกเป็นดังนี้

1. แบบรูปไอโซโทรปิก (isotropic pattern) จะเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่มีการแผ่พลังงานออกไปในทุกทิศทางเท่ากันทั้งหมดเสมือนมีลักษณะเป็นรูปทรงกลม ซึ่งในความเป็นจริงนั้น ไม่มีสายอากาศใดเลยที่มีแบบรูปในลักษณะเช่นนี้ทั้งในทฤษฎีและปฏิบัติ จึงถือว่าเป็นแบบรูปที่มีลักษณะที่เป็นอุดมคติมากกว่า บางครั้งเรียกว่า ตัวแผ่พลังงานแบบไอโซโทรปิก (isotropic radiator) อย่างไรก็ตามมักจะถูกนำมาใช้ใ้การกำหนดพารามิเตอร์ตัวอื่นๆของสายอากาศ

2. แบบรูปการแผ่พลังงานหลัก (principal pattern) คือแบบรูปการแผ่พลังงานแบบสองมิติของสายอากาศที่มีการโพลาไรซ์แบบเส้นตรง (linear polarization) โดยวัดกำลังของคลื่นจากระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane: เป็นระนาบที่ขนานกับเวกเตอร์สนามไฟฟ้า) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane: เป็นระนาบที่ขนานกับเวกเตอร์สนามแม่เหล็ก) ในทิศทางที่มีการแผ่พลังงานสูงสุดดังแสดงในรูป 2.6 ซึ่งเป็นตัวอย่างของสายอากาศแบบมีทิศทางชนิดปากแตรทรงพีระมิด (Pyramidal horn antenna)

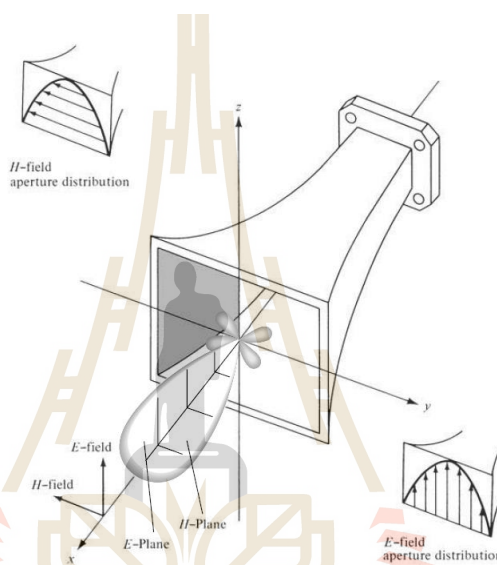
3. แบบรูปการแผ่พลังงานแบบมีทิศทาง (directional pattern) คือแบบรูปการแผ่พลังงานหรือรับกำลังเข้ามาในทิศทางใดทิศทางหนึ่งอย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าทิศทางอื่น โดยคำศัพท์นี้มักจะใช้กับสายอากาศที่มีสภาพเจาะจงทิศทาง (directivity) มากกว่าของสายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น (half-wavelength dipole)

4. แบบรูปการแผ่พลังงานรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional pattern) คือแบบรูปการแผ่พลังงานที่แผ่พลังงานออกไปรอบตัวในระนาบใดระนาบหนึ่ง ส่วนระนาบอื่นที่ตั้งฉากกันจะมีการแผ่พลังงานแบบมีทิศทาง ซึ่งโดยส่วนใหญ่แล้วจะเป็นคุณสมบัติของสายอากาศชนิดที่ทำจากเส้นลวดเดี่ยว

2.5.5 พูกลิ้นของแบบรูปการแผ่พลังงาน

พูกลิ้นของแบบรูปการแผ่พลังงาน (radiation pattern lobe) คือส่วนต่างของของแบบรูปการแผ่พลังงานที่บ่งบอกถึงบริเวณที่มีความเข้มการแผ่พลังงานแตกต่างกันอย่างไร พูของแบบรูปนี้จะแบ่งย่อยออกเป็นพูกลิ้นใหญ่ (major/main lobe) พูกลิ้นเล็ก (minor lobe) พูข้าง (side lobe) และพูหลัง (back lobe) ในรูปที่ 2.7 เป็นแบบรูปเชิงขั้ว (polar pattern) สามมิติที่สมมาตรและประกอบด้วยพูกลิ้นใหญ่ ซึ่งเป็นพูของแบบรูปการแผ่พลังงานสูงสุด (อยู่ที่มุม $\theta = 0$) สายอากาศ

บางชนิดอาจจะมีพูใหญ่มากกว่าหนึ่งพูก็ได้ ส่วนพูคลื่นเล็กนั้นเป็นพูคลื่นของแบบรูปในทิศทางใดๆ ที่นอกเหนือจากทิศทางหลักโดยอยู่ข้างของพูคลื่นใหญ่และอยู่บนครึ่งวงกลมเดียวกัน สำหรับพูหลังนั้นจะเป็นพูคลื่นเล็กของแบบรูปที่มีทิศทางตรงข้ามกับพูใหญ่หรืออยู่ที่ประมาณ 180 องศา เมื่อเทียบกับพูคลื่นใหญ่ บ่อยครั้งที่พูคลื่นเล็กจะใช้แสดงถึงการแผ่พลังงานของคลื่นในทิศทางที่เราไม่ต้องการและต้องลดระดับลงให้ได้ สำหรับพูข้างนั้นจะมีระดับสูงกว่าพูคลื่นเล็กอื่นๆ และมักจะแสดงค่าเป็นอัตราส่วนของความหนาแน่นกำลังเทียบกับความหนาแน่นกำลังของพูใหญ่ที่เรียกว่าอัตราส่วนพูข้าง (side lobe ratio) หรือระดับพูข้าง (side lobe level)



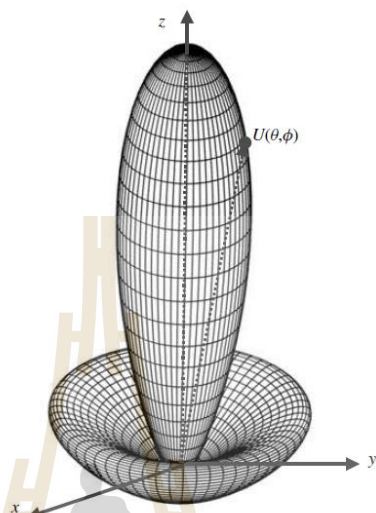
รูปที่ 2.7 แบบรูปการแผ่พลังงานหลักในระนาบสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่เกิดจากสายอากาศปากแตรทรงพีระมิด (ภาพจาก Balanis: Antenna Theory)

2.5.6 ความกว้างลำคลื่นของแบบรูป

ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half-power beamwidth) คือ ในระนาบหนึ่งๆ ของแบบรูปที่ประกอบด้วยทิศทางที่มีลำคลื่นสูงสุดและมีมุมที่อยู่ระหว่างสองทิศทางซึ่งความเข้มการแผ่พลังงานมีค่ากำลังลดลงครึ่งหนึ่งเมื่อเทียบกับค่าสูงสุด ซึ่งคำนี้มักใช้อธิบายถึงความกว้างของลำคลื่นที่มีค่าความเข้มพลังงานลดลง 3 dB (3-dB beamwidth)

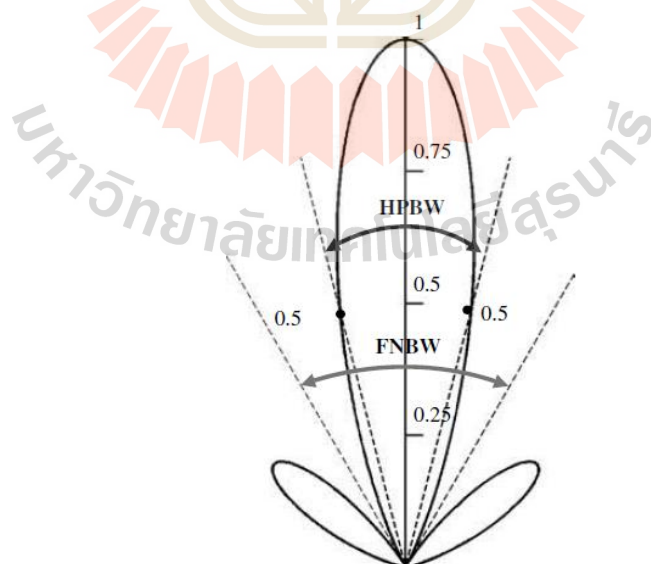
ความกว้างลำแรกกำลังเป็นศูนย์ (first-null beamwidth) คือในระนาบหนึ่งๆ ของแบบรูปที่ประกอบด้วยทิศทางที่มีลำคลื่นสูงสุดและมีมุมที่อยู่ระหว่างสองทิศทางซึ่งความเข้มการแผ่พลังงานมีค่ากำลังเท่ากับศูนย์ตำแหน่งแรกเมื่อเทียบกับค่าสูงสุด ดังแสดงในรูปที่ 2.7

สำหรับค่า HPBW นั้นถือว่าเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญมากอีกตัวหนึ่ง เนื่องจากใช้อธิบายความสามารถในการแยกแยะเป้าหมายได้ เช่น หากค่า HPBW นี้มีค่านิ่งต่ำมากเท่าใดแสดงว่าลำคลื่นจะมีความกว้างลำคลื่นแคบลงมากไปด้วย



รูปที่ 2.8 แบบรูปการแผ่พลังงานสามมิติแบบเชิงขั้ว

(ภาพจาก Balanis : Antenna Theory)



รูปที่ 2.9 แบบรูปการแผ่พลังงานสองมิติ

(ภาพจาก Balanis : Antenna Theory)

2.5.7 อัตราขยายของสายอากาศ

อัตราขยายของสายอากาศ (antenna gain) คืออัตราส่วนของค่าความเข้มการแผ่พลังงาน U ในทิศทางที่กำหนดให้กับค่าความเข้มการแผ่พลังงานที่สายอากาศได้รับ ถ้ากำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศถูกแผ่ออกไปในลักษณะของไอโซโทรปิก จะสามารถนำมาเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.15)$$

โดยอัตราขยายที่ได้นี้จะไม่มีหน่วยและจะมีค่าเดียวกันกับสภาพเจาะจงทิศทางหากไม่คิดค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในตัวของสายอากาศ ถ้ากำหนดให้ $P_{in} = \Pi$ ก็จะแสดงว่า $G(\theta, \phi) = D(\theta, \phi)$ ดังนั้นการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศจึงต้องคิดรวมค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในระบบสายอากาศด้วย โดยจะคำนวณจากกำลังที่ป้อนให้แก่ขั้วด้านเข้า (P_{in}) ซึ่งเป็นปริมาณที่สามารถวัดได้ แตกต่างจากการคำนวณสภาพเจาะจงทิศทางที่คำนวณจากกำลังคลื่นที่แผ่ (radiation power : Π) ออกไป ในทางปฏิบัตินั้น การที่สายอากาศจะมีอัตราขยายมากเพียงพอดำเนินการหรือไม่ว่าจะมีปัจจัยหลายประการเข้ามาเกี่ยวข้อง ซึ่งเป็นผลให้การส่งผ่านพลังงานจากเครื่องส่งไปยังสายอากาศหรือจากสายอากาศมายังเครื่องรับลดต่ำลงได้ เช่น การสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการไม่แมตซ์กันระหว่างสายส่งและสายอากาศ การสูญเสียที่เกิดขึ้นในสายส่ง และการสูญเสียภายในตัวสายอากาศซึ่งเกิดจากส่วนประกอบของสายอากาศเอง เช่น การสูญเสียจากไดอิเล็กตริกและตัวนำที่ประกอบเป็นโครงสร้างสายอากาศ ซึ่งโดยปกติแล้วกำลังที่ถูกแผ่ออกมาจากสายอากาศมักจะมีค่าน้อยกว่ากำลังที่ป้อนให้กับระบบสายอากาศเสมอ ยกเว้นในสายอากาศนั้นไม่มีจรรยาอิเล็กทรอนิกส์สำหรับเพิ่มการขยายสัญญาณติดตั้งเพิ่มเติมเข้าไปด้วย

อัตราขยายเป็นตัวบ่งบอกประสิทธิภาพของสายอากาศนั้นๆ การวัดอัตราขยายของสายอากาศเป็นความสัมพันธ์เชิงเส้นกับการวัดสภาพเจาะจงทิศทางตลอดจนประสิทธิภาพการแผ่พลังงานของสายอากาศ โดยวิธีการวัดอัตราขยายจริงของสายอากาศส่วนใหญ่จะใช้หลักการของฟรีส (Friis formula) ซึ่งเป็นการคำนวณหาอัตราขยายจากการส่งกำลังงานของสายอากาศสองต้นผ่านตัวกลางที่เป็นอากาศ โดยสมการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้แสดงดังสมการที่ 2.16

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r L_{fs} \quad (2.16)$$

โดยทั่วไปแล้วสายอากาศที่ใช้งานความถี่เดียวกันสองต้น ต้องรู้อัตราขยายของสายอากาศต้นหนึ่งก่อนและทำการส่งกำลังผ่านอากาศ หรืออาจใช้สายอากาศชนิดเดียวกันเพื่อให้อัตราขยายขนาดเท่ากัน โดยในการส่งกำลังงานผ่านในอากาศจะเกิดการลดทอนในอากาศที่เรียกว่า free space loss (L_{fs}) โดยที่ $L_{fs} = \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2$ ดังนั้นจะได้สมการที่ 2.17

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 \quad (2.17)$$

กรณีที่ใช้สายอากาศทั้งสองต้นมีลักษณะเหมือนกันจะได้สมการที่ 2.18

$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (2.18)$$

กรณีที่รู้อัตราขยายของสายอากาศหนึ่งต้นจะได้สมการที่ 2.19

$$G_r = P_r - P_t - G_t + 20 \log \left(\frac{4\pi D}{\lambda} \right) \quad (2.19)$$

- โดยที่ P_t คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง (วัตต์)
 P_r คือ กำลังที่รับได้ของสายอากาศภาครับ (วัตต์)
 G_{dB} คือ อัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ
 G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง
 G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ
 D คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ

2.6 สรุป

การออกแบบสายอากาศสำหรับ โนคแบบ 4 เซกเตอร์เพื่อการประยุกต์ใช้สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายจึงต้องทำการศึกษเกี่ยวกับทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายโดยจะกล่าวถึงประวัติและความเป็นมา ข้อกำหนดมาตรฐานที่ใช้ในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ความถี่ที่ใช้ในงานในระบบและได้อธิบายปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย โดยปัญหาที่สำคัญก็คือ

โนดที่มองไม่เห็น ซึ่งนำไปสู่การชนกันของข้อมูลจนทำให้ข้อมูลที่ได้รับเกิดความผิดพลาดหรือได้ไม่ครบถ้วน และยังได้อธิบายระบบสายอากาศแบบเซกเตอร์โดยใช้สายอากาศแบบเจาะจงทิศทางในการทำงาน ในส่วนสุดท้ายได้ศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศที่สำคัญที่จะนำมาใช้งานโดยพารามิเตอร์ที่สำคัญคือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน พารามิเตอร์เอส แบนด์วิดท์ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย



บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศ

3.1 กล่าวนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ โดยออกแบบที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.4-2.484 GHz สำหรับการประยุกต์ใช้งานกับระบบเครือข่ายไร้สายซึ่งมีวัตถุประสงค์ในการออกแบบเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีค่าความกว้างลำคลื่นกำลังเท่ากับ 90 องศาและมีอัตราส่วนหน้าต่อหลังที่สูง โดยได้ทำการจำลองระบบสายอากาศด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ HFSS เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของระบบสายอากาศ ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้มุ่งหวังว่าจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบเครือข่ายไร้สาย

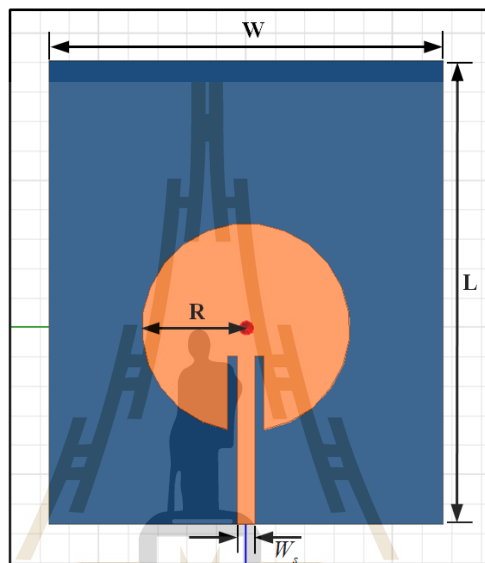
3.2 ศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลมโดยการปรับรูปของสายอากาศโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป HFSS

งานวิจัยนี้ทำการจำลองผลของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์ได้ทำการออกแบบโดยกำหนดให้ความกว้างแถบครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการที่ 2.4-2.484 GHz และเลือกใช้วัสดุแผ่นวงจรพิมพ์แบบ FR-4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 4.4$ ความหนาวัสดุฐานรองเท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร จากนั้นนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศโดยใช้สมการ (2-1) และ (2-2) ต่อไปทำการคำนวณค่าความกว้างของสายนำสัญญาณ โดยใช้สมการ (2-3), (2-4), (2-5) และ (2-6) จากการคำนวณจะได้สายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลมดังแสดงในตารางที่ 3.1 และหลังจากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้มาจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS ดังแสดงในรูปที่ 3.1

จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS พบว่าสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลมมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ -42.26 เดซิเบล ที่ความถี่ 2.44 GHz และมีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 2.42 GHz – 2.477 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.2 และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 3.3

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม

พารามิเตอร์	ขนาด (ซม.)	พารามิเตอร์	ขนาด (ซม.)
W	6.7	R	0.16
L	7.8	W_s	0.30



รูปที่ 3.1 แบบจำลองสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม

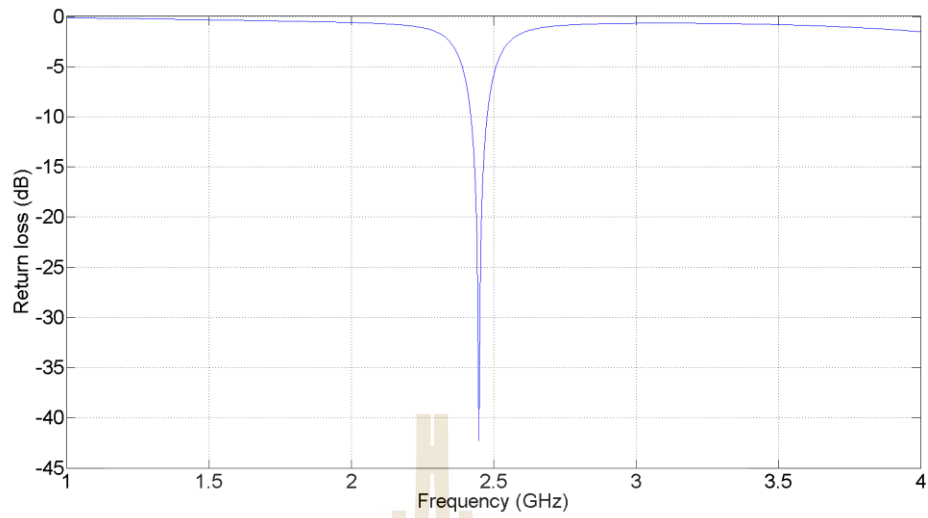
ซึ่งพารามิเตอร์ของสายอากาศดังกล่าวมีความหมายดังต่อไปนี้

W คือ ความกว้างของสายอากาศ

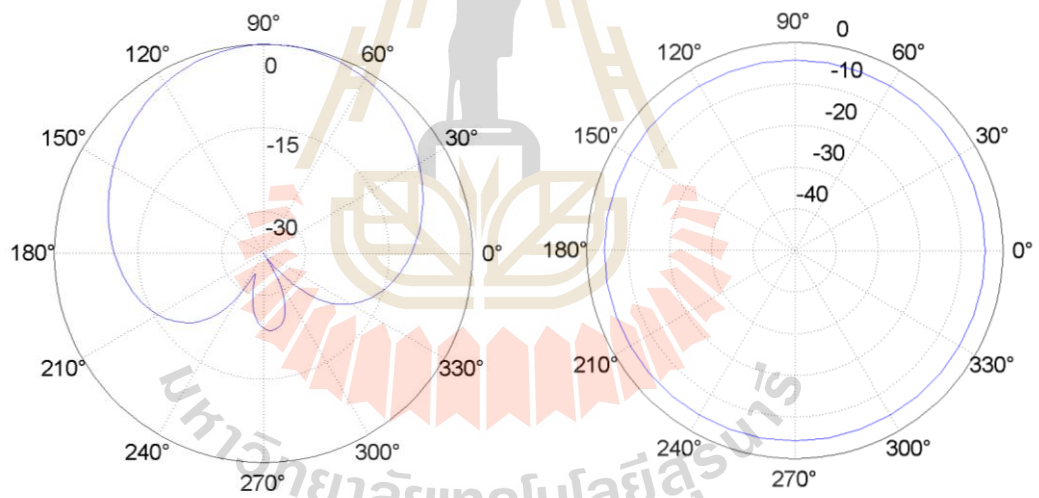
L คือ ความยาวของสายอากาศ

R คือ รัศมีของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม

W_s คือ ความกว้างของสายนำสัญญาณ



รูปที่ 3.2 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม



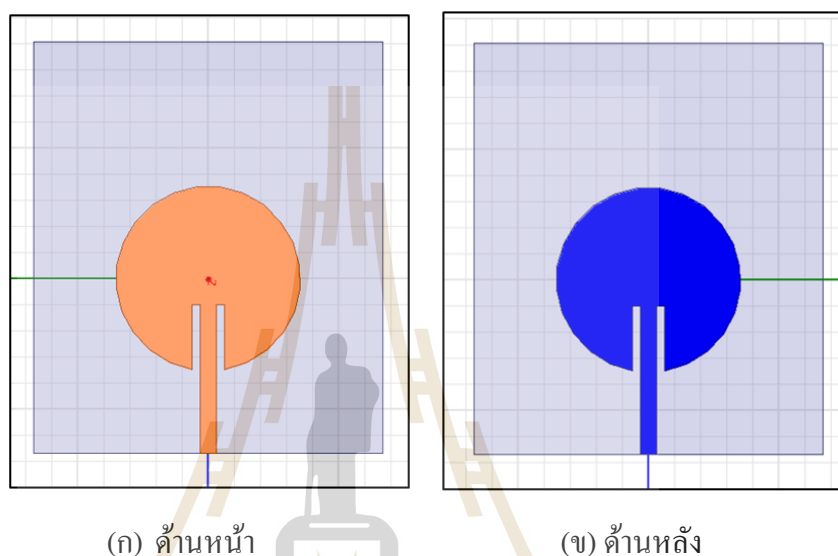
(ก) ระบายมุมเงย

(ข) ระบายมุมกวาด

รูปที่ 3.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลม

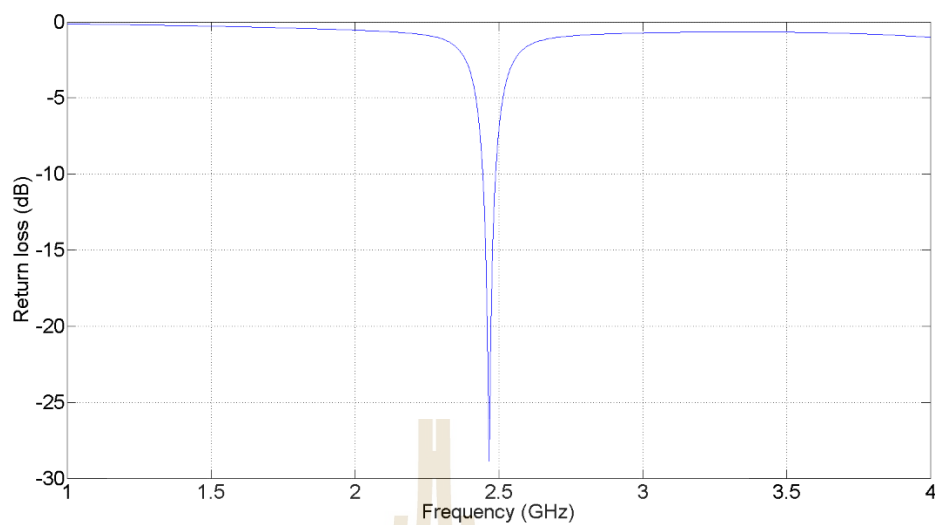
3.2.1 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์

จากสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลมข้างต้นมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไม่แผ่ไปยังทิศทางที่ต้องการ จึงได้ทำการปรับรูปสายอากาศซึ่งจากเดิมสายอากาศที่มีระนาบกราวด์เต็มแผ่นวัสดุ FR4 ถูกปรับรูปให้มีลักษณะด้านบนและด้านล่างมีรูปร่างเหมือนกัน โดยกำหนดให้พารามิเตอร์อื่นๆคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.4

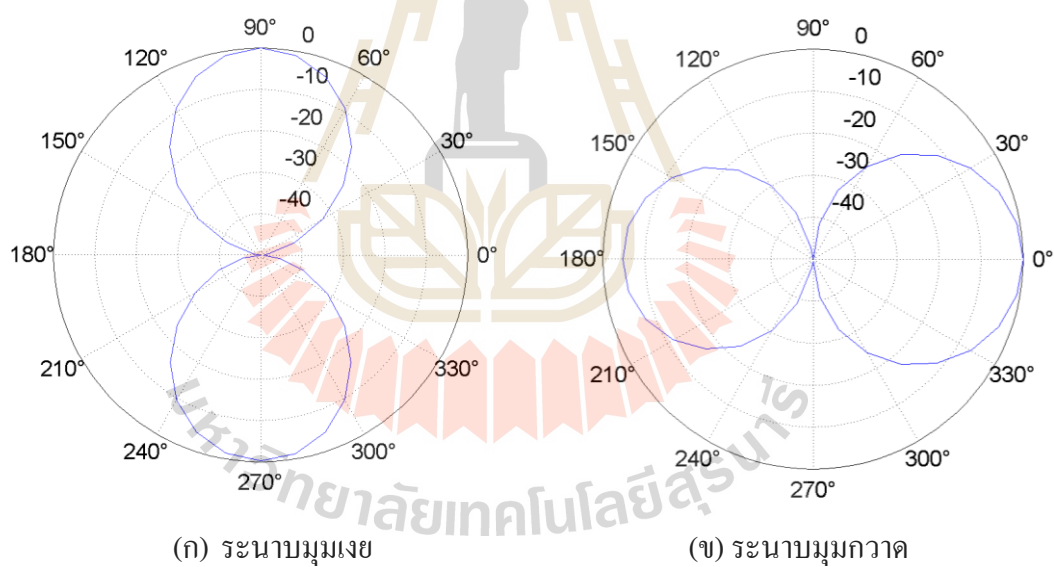


รูปที่ 3.4 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์

ในการปรับรูปของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์ จากผลการจำลองผล พบว่ามีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ -28.87 เดซิเบล ที่ความถี่ 2.46 GHz และค่าความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 2.44 GHz – 2.48 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งไม่ครอบคลุมย่านความถี่และมีแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่เปลี่ยนแปลงไปทั้งในระนาบมุมเงยและระนาบมุมกวาดดังแสดงในรูปที่ 3.6



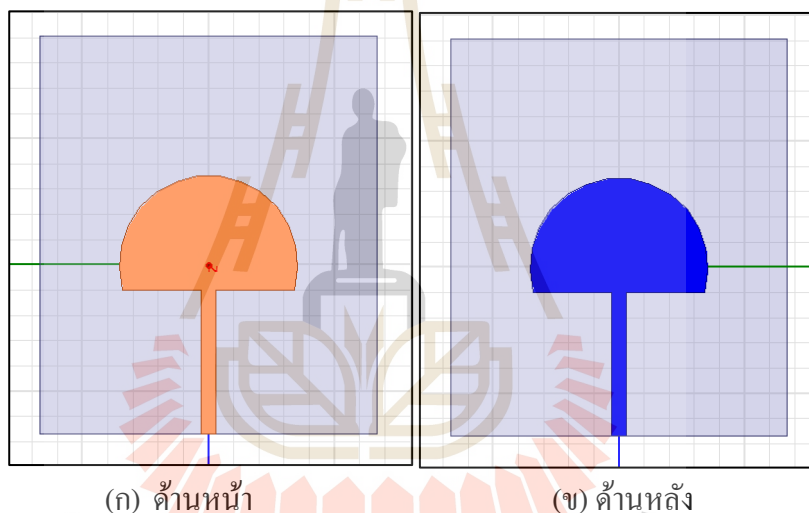
รูปที่ 3.5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์



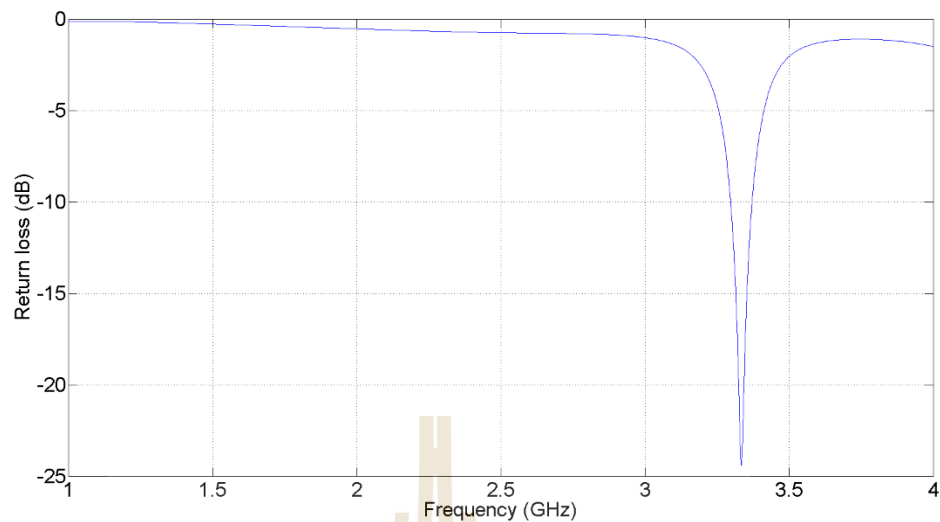
รูปที่ 3.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปของระนาบกราวด์

3.2.2 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม

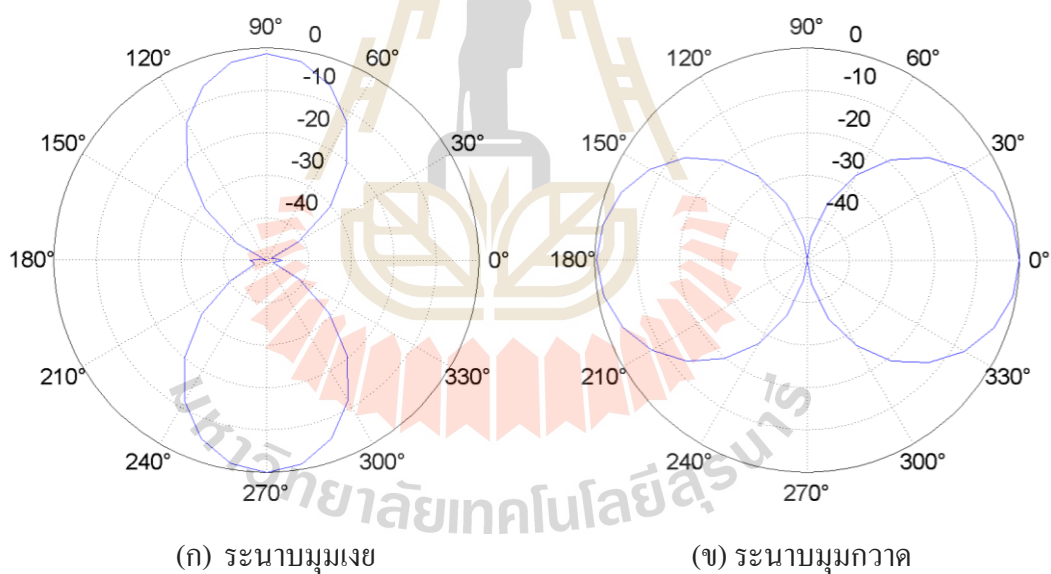
ทำการเปลี่ยนแปลงปรับรูปสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลมโดยการปรับรูปให้เหลือครึ่งวงกลมทั้งในส่วนของด้านบนและด้านล่างโดยกำหนดให้พารามิเตอร์อื่นๆคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 จากการจำลองผลพบว่าเมื่อทำการลดในส่วนของเนื้อโลหะให้เหลือครึ่งวงกลมจะมีผลกระทบกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน โดยจากเดิมความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 2.46 GHz เมื่อทำการลดเนื้อโลหะให้เหลือครึ่งวงกลม จะมีความถี่เรโซแนนซ์ที่สูงขึ้น โดยจะอยู่ที่ 3.33 GHz และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ -24.09 เดซิเบล ซึ่งความกว้างแถบความถี่จะครอบคลุมตั้งแต่ 3.29 GHz ถึง 3.37 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.8 และสำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบมุมเงยและระนาบมุมกวาดได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.9(ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 3.7 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม



รูปที่ 3.8 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม

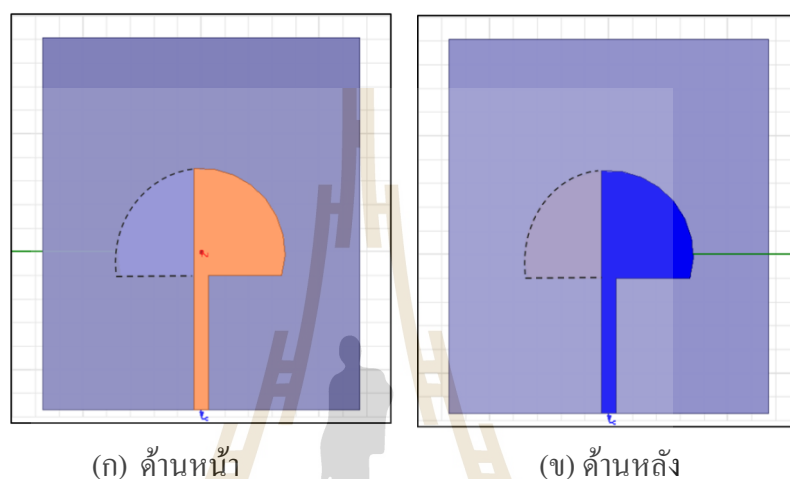


รูปที่ 3.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูปครึ่งวงกลม

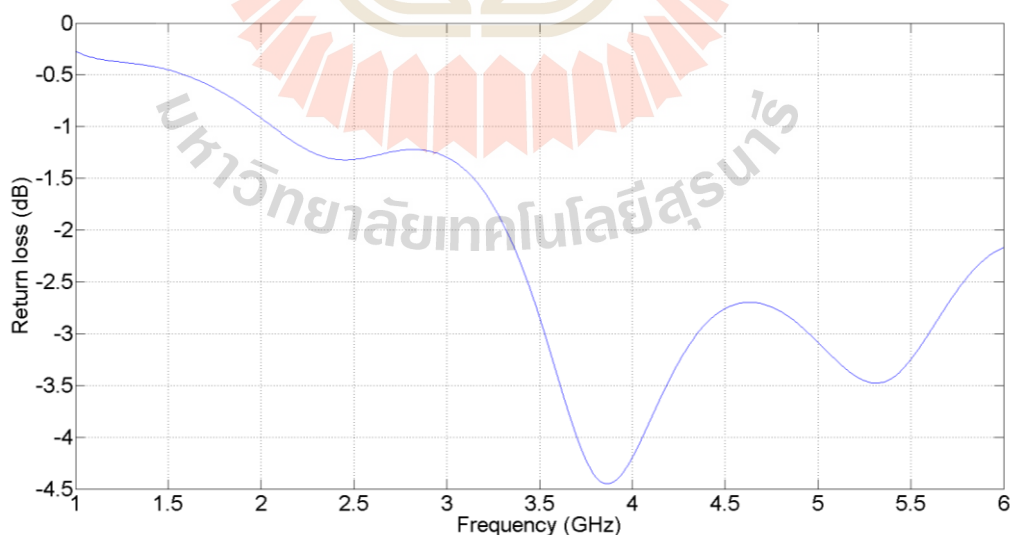
3.2.3 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการปรับรูป 1 ใน 4 ของรูปวงกลม

ทำการเปลี่ยนแปลงปรับรูปสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลมโดยการปรับรูปให้เหลือ 1 ใน 4 ของรูปวงกลมทั้งในส่วนของด้านบนและด้านล่างโดยกำหนดให้พารามิเตอร์อื่นๆคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.10 จากการจำลองผลพบว่าเมื่อทำการลดในส่วนของเนื้อโลหะให้เหลือ 1

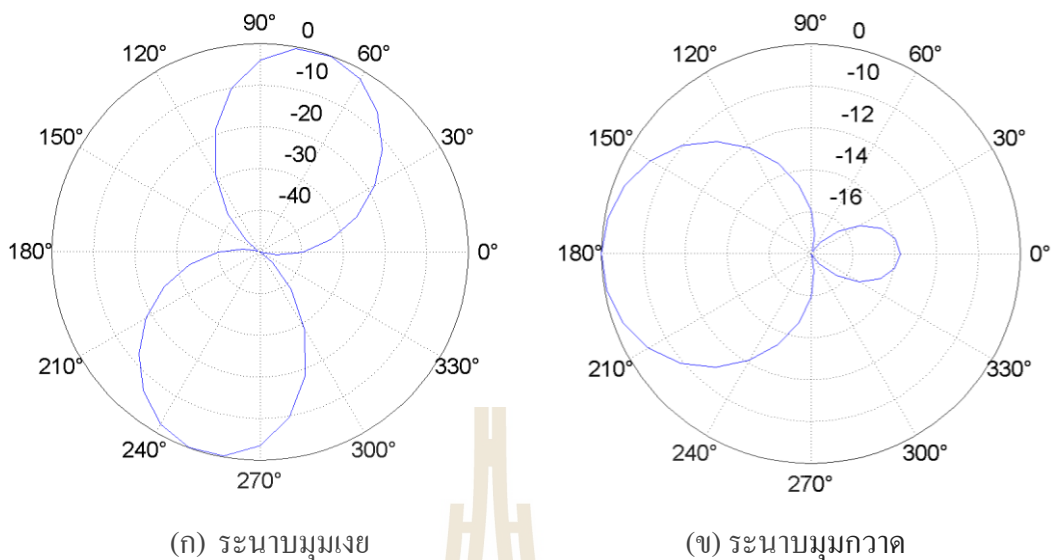
ใน 4 ของวงกลมจะส่งผลกระทบต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน โดยจะเกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ 3.87 GHz และ 5.3 GHz แต่จะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ไม่ดี เนื่องจากการแมทซ์อิมพีแดนซ์ดังแสดงในรูปที่ 3.11 และในส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานพบว่า ในระนาบมุมกวาดมีการแผ่พลังงานไปในทิศทางเดียวมากขึ้น โดยแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบมุมเงยและมุมกวาดได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.12(ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 3.10 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับรูป 1 ใน 4 วงกลม



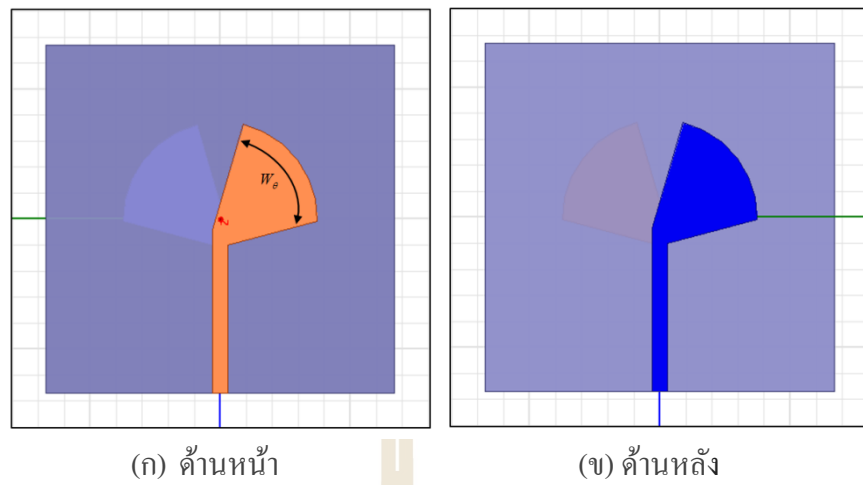
รูปที่ 3.11 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูป 1 ใน 4 วงกลม



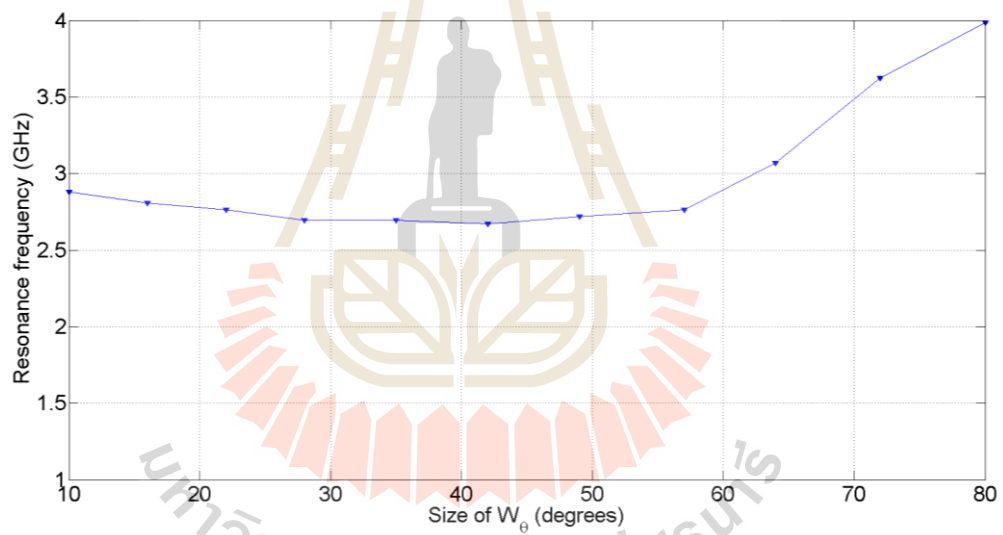
รูปที่ 3.12 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปโดยการปรับรูป 1 ใน 4 วงกลม

3.2.4 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดความกว้างของครึ่งวงกลม (W_0)

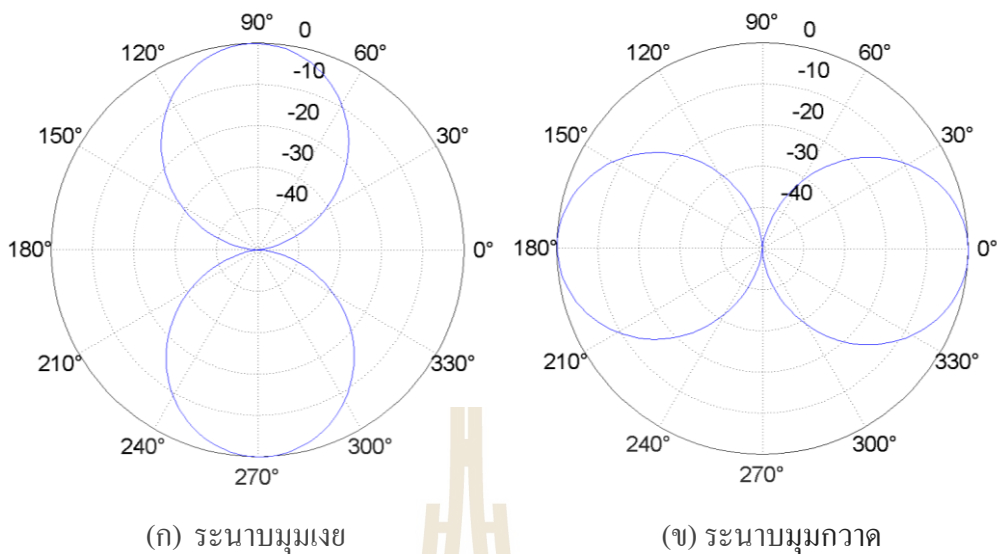
ทำการเปลี่ยนแปลงขนาดความกว้างของครึ่งวงกลมทั้งในส่วนของด้านบนและด้านล่าง โดยกำหนดให้พารามิเตอร์อื่นๆคงที่ โดยให้ W_0 มีค่าตั้งแต่ 90 องศาและทำการเปลี่ยนแปลงโดยการลดความกว้างของครึ่งวงกลมทีละ 10 องศา ดังแสดงในรูปที่ 3.13 จากการจำลองพบว่าเมื่อความกว้างของครึ่งวงกลมเปลี่ยนแปลงจะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 3.14 แต่ในส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ได้ นั้นยังมีขนาดพหุหลังที่สูง และยังพบว่าในการเปลี่ยนแปลงขนาดความกว้างของครึ่งวงกลมนั้นส่งผลต่อแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบมุมเงยและระนาบมุมกวาด ดังแสดงในรูปที่ 3.15(ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 3.13 แบบจำลองสายอากาศโดยการปรับขนาดความกว้างของครึ่งวงกลม W_0



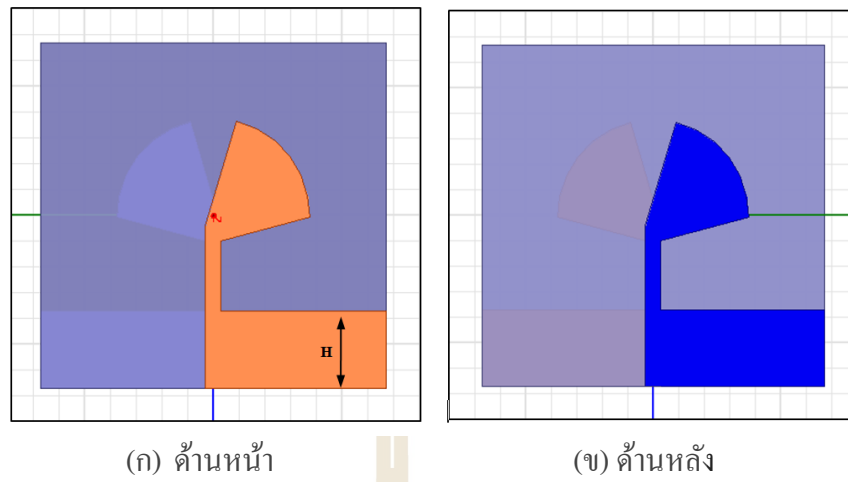
รูปที่ 3.14 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับความถี่เรโซแนนซ์ เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของครึ่งวงกลม W_0



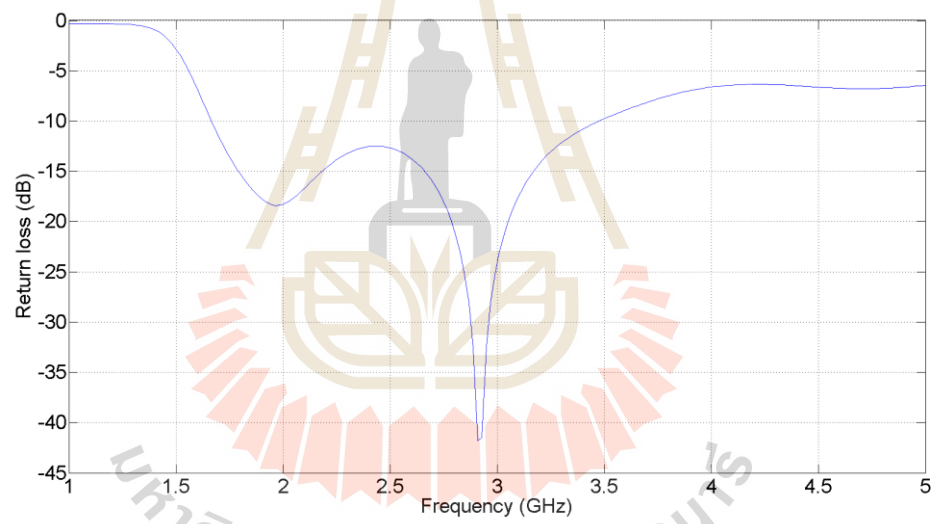
รูปที่ 3.15 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงความกว้างของครึ่งวงกลม W_0

3.2.5 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ (H)

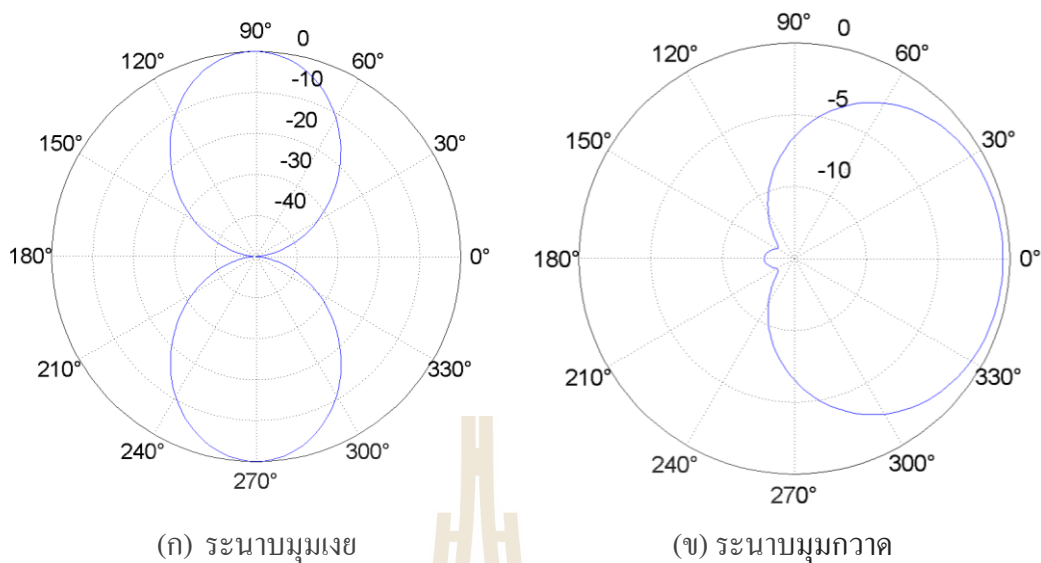
จากการจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการปรับขนาดความกว้างของครึ่งวงกลม ส่งผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และส่งผลต่อแบบรูปการแผ่พลังงานอีกทั้งยังมีขนาดพูหลังที่สูง ในการจำลองนี้จึงได้ทำการเพิ่มเนื้อโลหะสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ส่วนหลังของสายอากาศทั้งในส่วนของด้านบนและด้านล่าง ดังแสดงในรูปที่ 3.16 โดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นๆคงที่ โดยให้ H มีค่า 2.6 ซม. โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับ -41.81 เดซิเบล ที่ความถี่ 2.9 GHz และความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 1.66 GHz – 3.47 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.17 และจากการจำลอง ผลพบว่า เมื่อทำการเพิ่มเนื้อโลหะ H ที่ส่วนหลังของสายอากาศ จะส่งผลต่อแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบมุมเงยและระนาบมุมกวาดเปลี่ยนแปลงไป ดังแสดงในรูปที่ 3.18(ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งในการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังนี้ยังส่งผลให้อัตราส่วนหน้าต่อหลังมีค่าเพิ่มขึ้นอีกด้วย



รูปที่ 3.16 แบบจำลองสายอากาศโดยการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ (H)



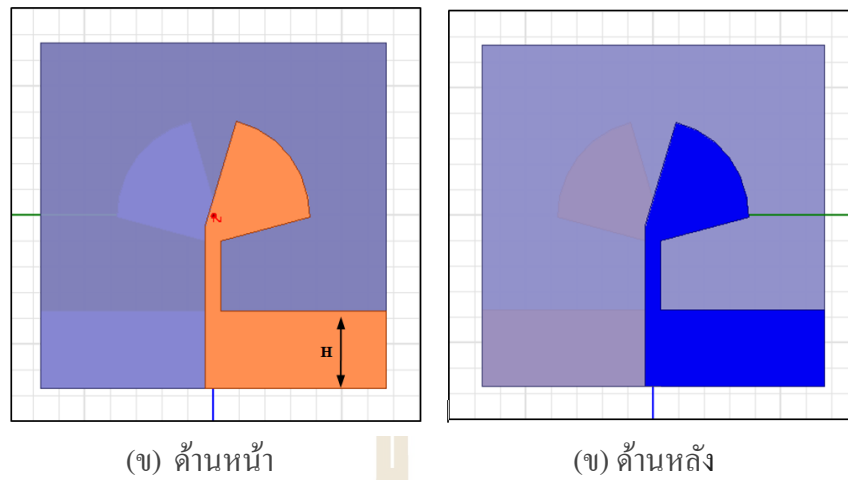
รูปที่ 3.17 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ (H)



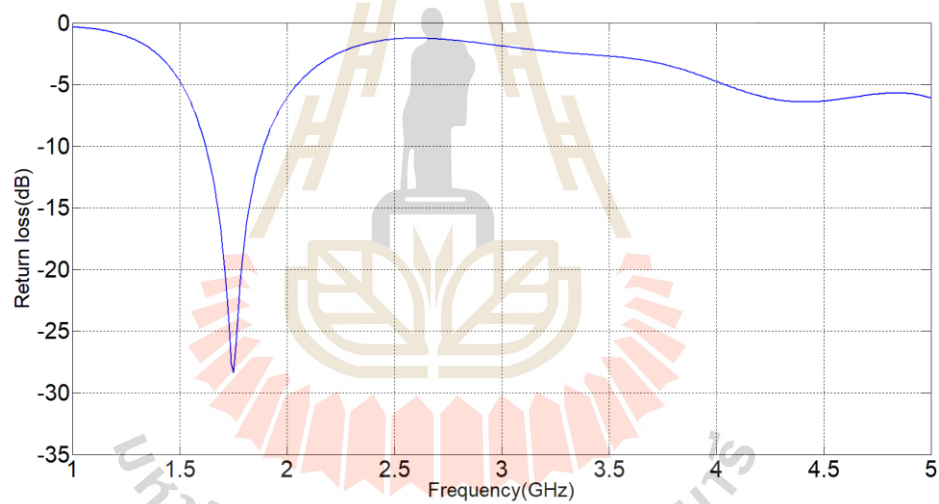
รูปที่ 3.18 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศการเพิ่มโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ (H)

3.2.6 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ (H)

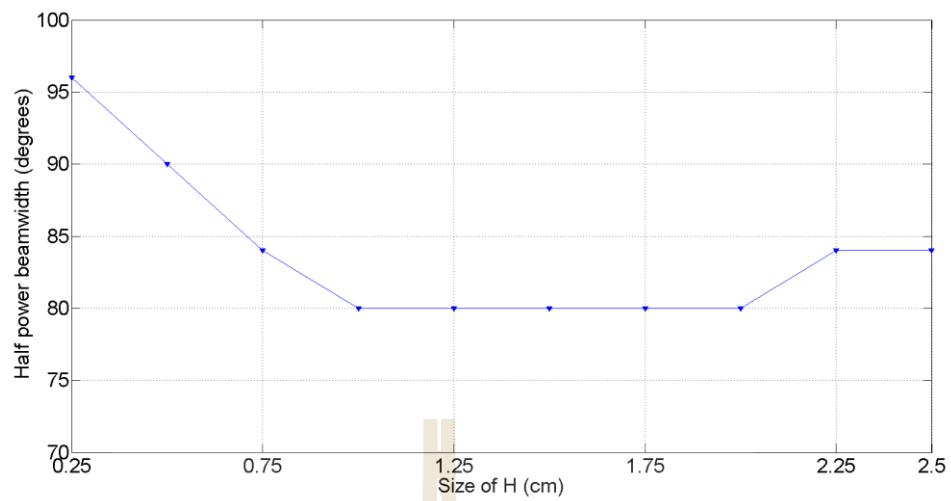
จากการเพิ่มเนื้อโลหะในส่วนด้านหลังของสายอากาศส่งผลกระทบต่อค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังแต่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างลำคลื่นกำลังได้ตามที่ตั้งไว้ จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ H ทั้งในส่วนของด้านบนและล่างโดยกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นๆคงที่ โดยให้ H มีค่าตั้งแต่ 0.2 ซม. และทำการเพิ่มขนาดของ H ไปจนถึง 2.6 ซม. ดังแสดงในรูปที่ 3.19 โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับ -28.36 เดซิเบล ที่ความถี่ 1.75 GHz และความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 1.62 GHz – 1.89 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.20 จากการจำลองผลพบว่า เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของเนื้อโลหะ H จะทำให้ค่าความกว้างลำคลื่นกำลังเปลี่ยนแปลงไปและยังส่งผลต่ออัตราส่วนหน้าต่อหลังด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3.21 และรูปที่ 3.22 ตามลำดับ



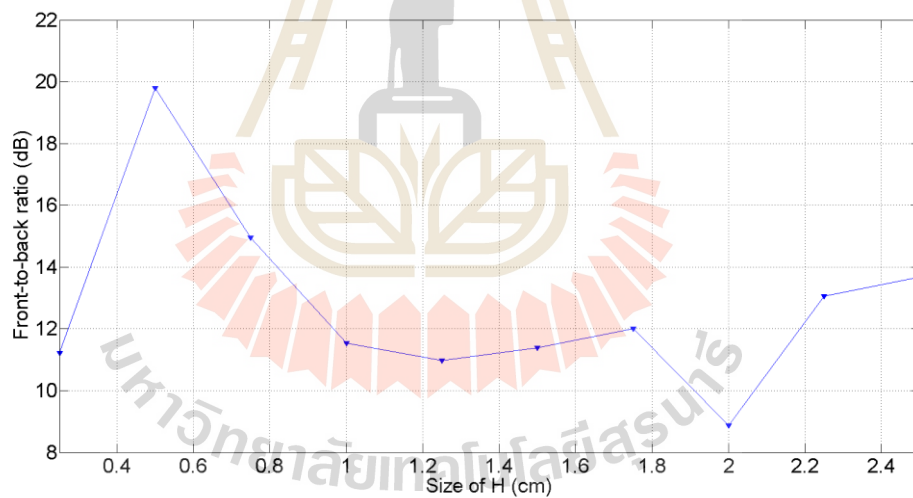
รูปที่ 3.19 แบบจำลองสายอากาศโดยการเพิ่ม โลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ



รูปที่ 3.20 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศ



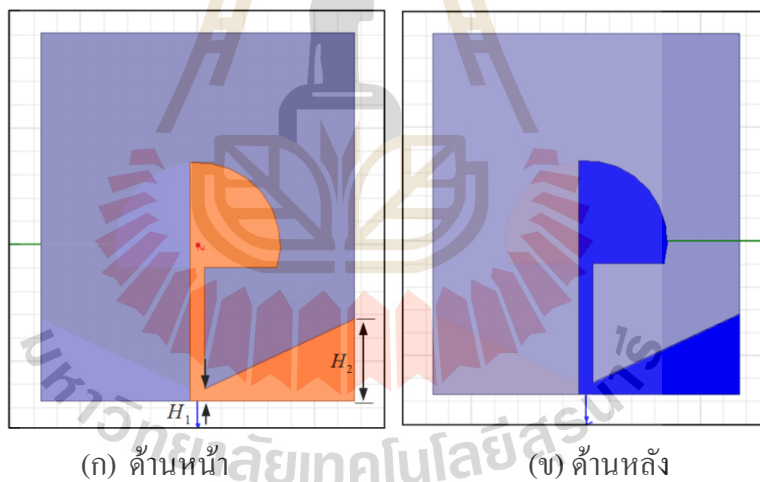
รูปที่ 3.21 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าความกว้างลำครึ่งกำลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของเนื้อโลหะ



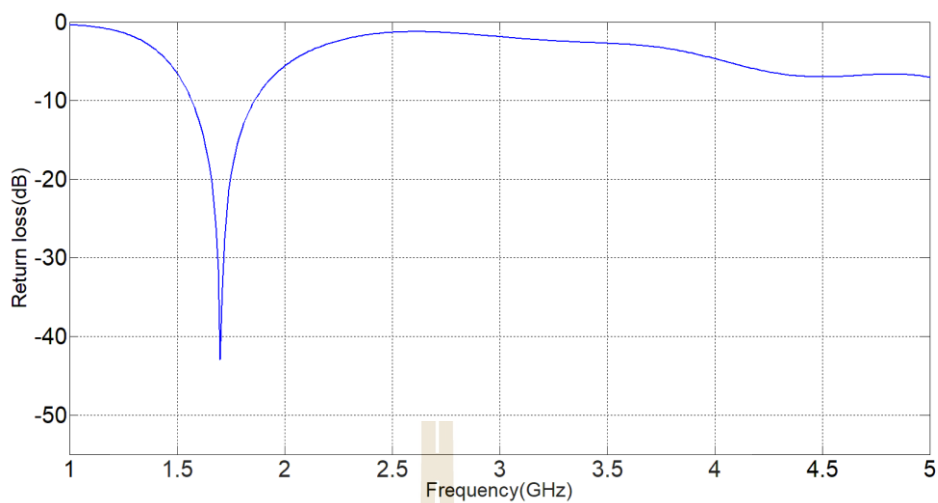
รูปที่ 3.22 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของเนื้อโลหะ H

3.2.7 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนหลังด้านนอกของสายอากาศ (H_2) โดยที่ H_1 คงที่

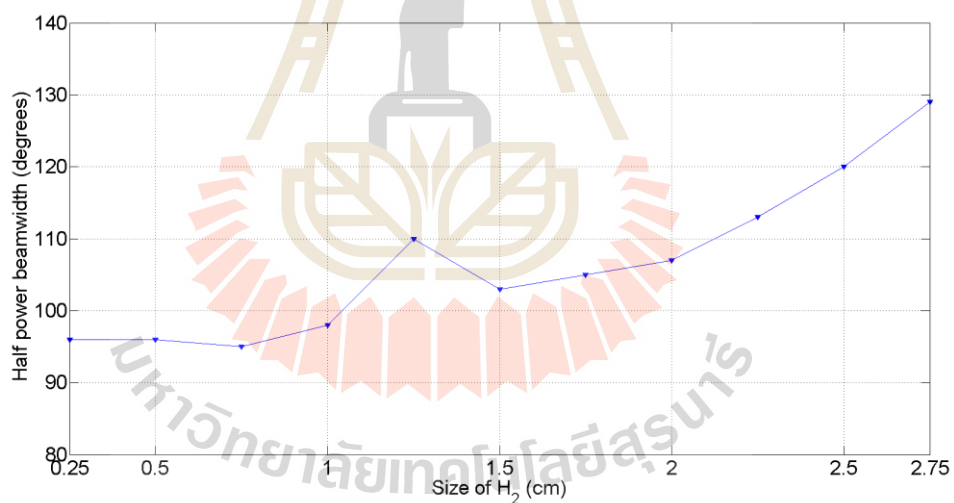
จากการเพิ่มเนื้อโลหะในส่วนด้านหลังของสายอากาศส่งผลกระทบต่อค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังแต่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างลำคลื่นกำลังได้ตามที่ตั้งไว้ จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนด้านนอกของสายอากาศ H_2 โดยที่ H_1 คงที่ ทั้งในส่วนของด้านบนและล่าง โดยกำหนดให้พารามิเตอร์ตัวอื่นๆคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.23 โดยกำหนดให้ H_1 มีค่า 0.25 ซม. และทำการเปลี่ยนแปลงค่า H_2 ตั้งแต่ 0.25 ซม. เพิ่มขึ้นทีละ 0.25 ซม. ไปจนถึง 2.5 ซม. โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับ -42.97 เดซิเบล ที่ความถี่ 1.70 GHz และความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 1.57 GHz – 1.86 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.24จากการจำลองผลพบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาด H_2 เมื่อขนาด H_2 มีขนาดเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ค่าความกว้างลำคลื่นกำลังมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น และส่งผลต่ออัตราส่วนหน้าต่อหลัง ดังแสดงในรูปที่ 3.25 และรูปที่ 3.26 ตามลำดับ



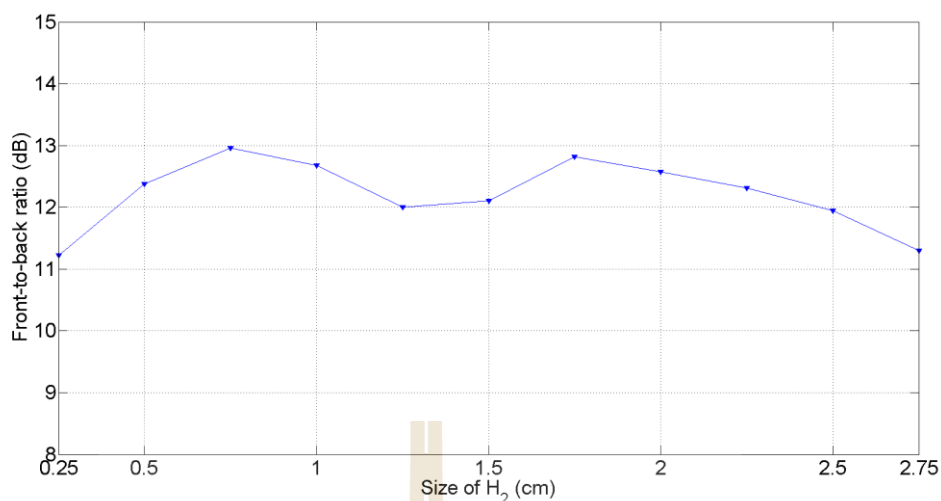
รูปที่ 3.23 แบบจำลองสายอากาศโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนด้านนอกของสายอากาศ H_2 โดยที่ H_1 คงที่



รูปที่ 3.24 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนหลังด้านนอกของสายอากาศ



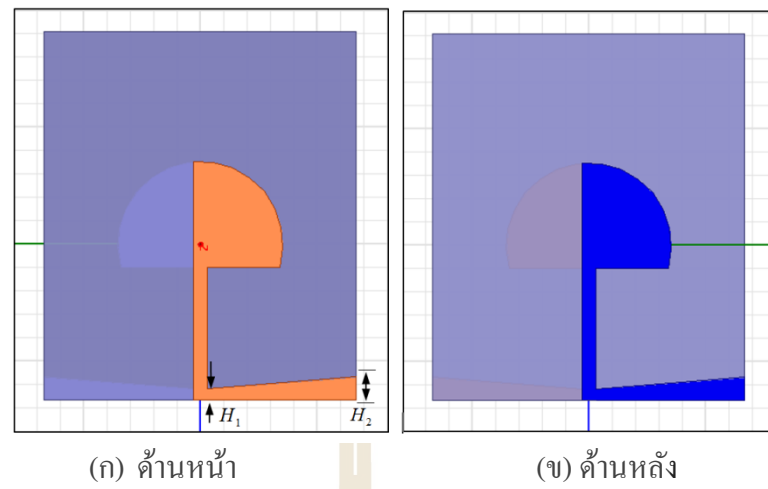
รูปที่ 3.25 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าความกว้างลำคลื่นกำลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนด้านนอกของสายอากาศ H_2 โดยที่ H_1 คงที่



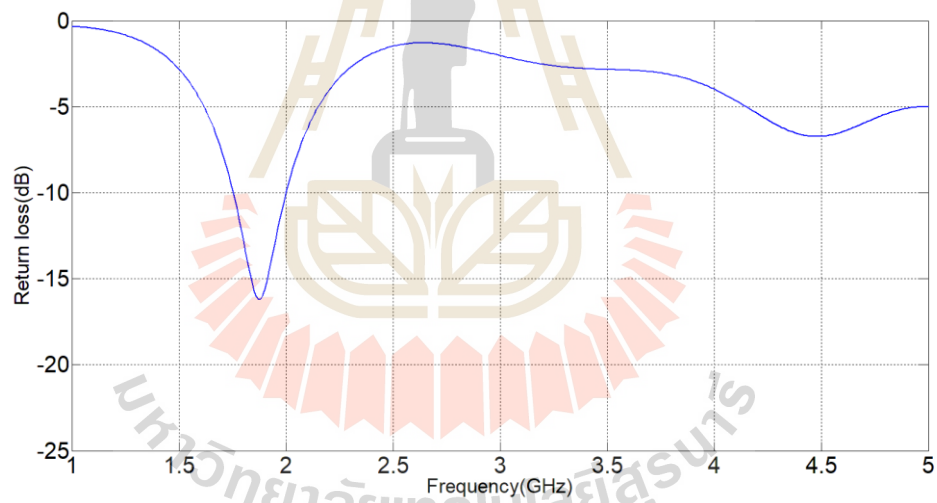
รูปที่ 3.26 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนด้านนอกของสายอากาศ H_2 โดยที่ H_1 คงที่

3.2.8 การจำลองสายอากาศต้นแบบโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนหลังด้านในของสายอากาศ (H_1) ขณะที่ H_2 คงที่

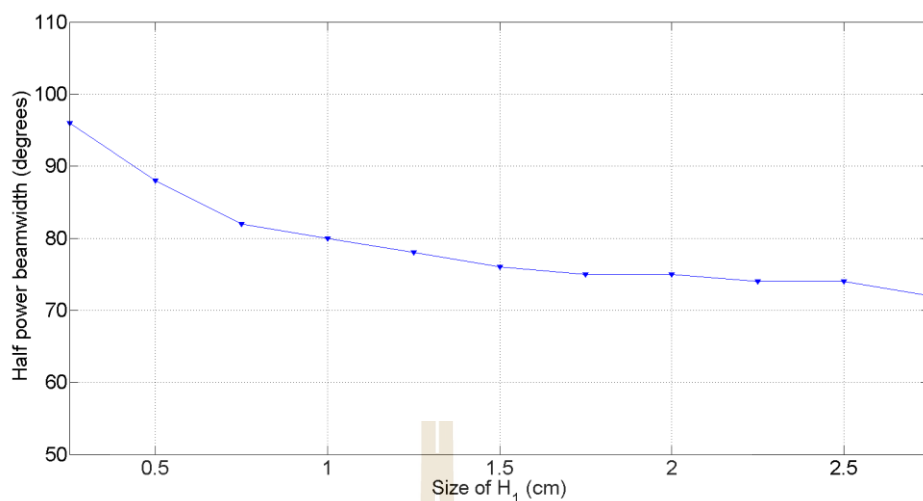
จากการเพิ่มเนื้อโลหะในส่วนด้านหลังของสายอากาศส่งผลกระทบต่อค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังแต่ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างลำคลื่นกำลังได้ตามที่ตั้งไว้ จึงได้ทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนด้านในของสายอากาศ H_1 โดยที่ H_2 คงที่ ทั้งในส่วนของด้านบนและล่างของสายอากาศโดยกำหนดให้พารามิเตอร์ตัวอื่นๆคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.27 โดยกำหนดให้ H_2 มีค่า 0.25 ซม. และทำการเปลี่ยนแปลงค่า H_1 ตั้งแต่ 0.5 ซม. เพิ่มขึ้นทีละ 0.25 ซม. ไปจนถึง 2.5 ซม. โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับ -16.19 เดซิเบล ที่ความถี่ 1.87 GHz และความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 1.75 GHz – 2.00 GHz ดังแสดงในรูปที่ 3.28 จากการจำลองผลพบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาด H_1 เมื่อขนาด H_1 มีขนาดเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ค่าความกว้างลำคลื่นกำลังมีแนวโน้มลดลง และส่งผลต่ออัตราส่วนหน้าต่อหลัง ดังแสดงในรูปที่ 3.29 และรูปที่ 3.30 ตามลำดับ



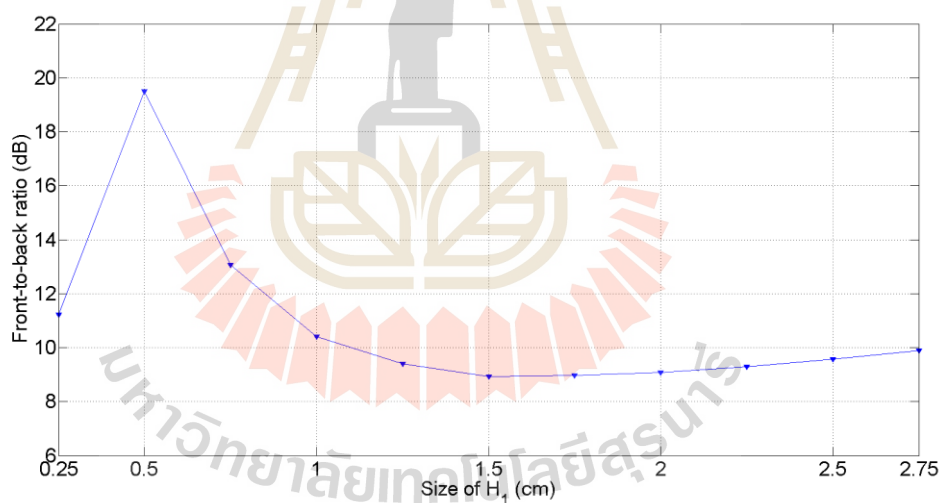
รูปที่ 3.27 แบบจำลองสายอากาศโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่
ส่วนด้านในของสายอากาศ H_1 โดยที่ H_2 คงที่



รูปที่ 3.28 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโครสตริปโดยการเปลี่ยนแปลง
ขนาดของโลหะที่ส่วนหลังด้านในของสายอากาศ



รูปที่ 3.29 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าความกว้างลำครึ่งกำลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนด้านในของสายอากาศ H_1 โดยที่ H_2 คงที่



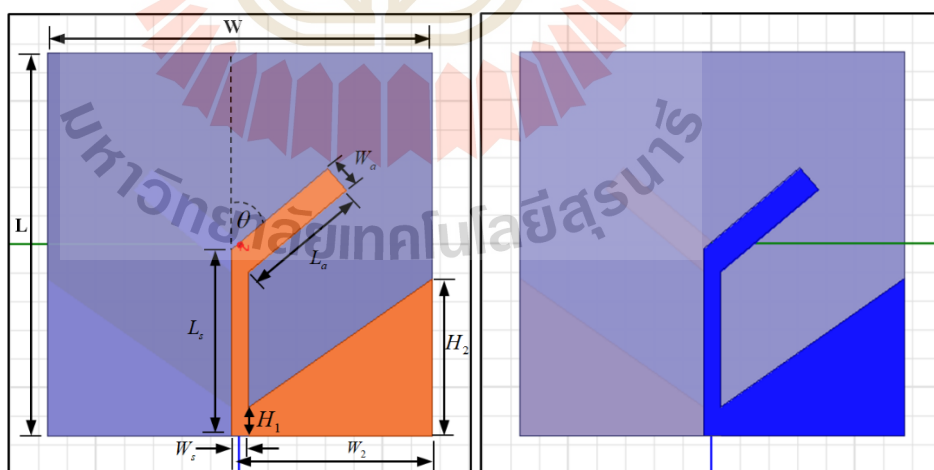
รูปที่ 3.30 กราฟแสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของโลหะที่ส่วนด้านในของสายอากาศ H_1 โดยที่ H_2 คงที่

จากการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปในการปรับขนาดของส่วนต่างๆของสายอากาศเพื่อศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นกับพารามิเตอร์ พบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ W_a และ L_a จะส่งผลกระทบต่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ H_1 และ H_2 จะส่งผลกระทบต่อค่าความกว้างลำครึ่งกำลังและอัตราส่วนหน้าต่อหลัง จากนั้นได้ทำการปรับ

สายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ 1 ต้นจนได้พารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยแบบจำลองสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ แสดงในรูปที่ 3.31 และพารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบได้แสดงในตารางที่ 3.2 โดยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่ากับ -40 เดซิเบล ที่ความถี่ 2.42 GHz แสดงในรูปที่ 3.32 ซึ่งมีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 2.08 GHz – 2.73 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบมุมกวาดมีความกว้างลำครึ่งกำลังเท่ากับ 90 องศา มีค่าอัตราขยายเท่ากับ 4.8 เดซิเบลที่ความถี่ 2.45 GHz และมีค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังเท่ากับ 21.58 เดซิเบล โดยแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.33 และ แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบมุมเงยและระนาบมุมกวาดแบบ 2 มิติได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3.34(ก) และ (ข) ตามลำดับ

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ

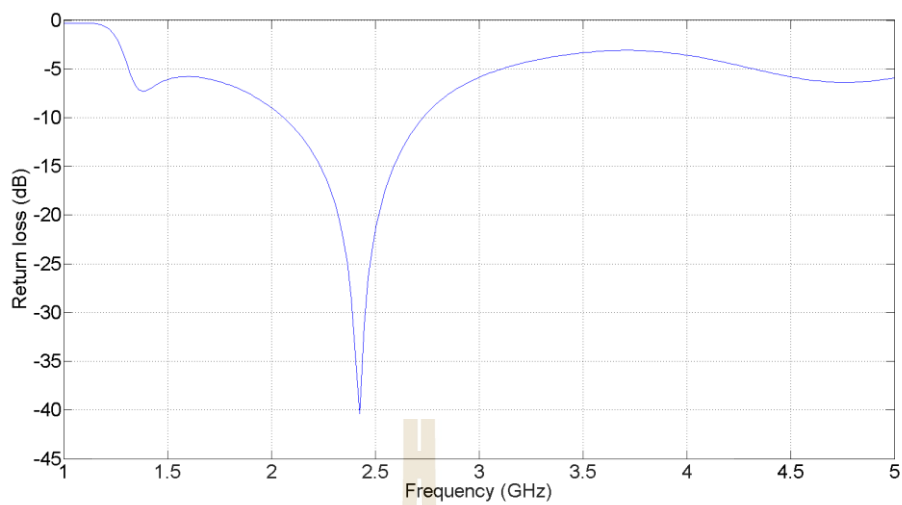
พารามิเตอร์	ขนาด(ซม.)	พารามิเตอร์	ขนาด(ซม.)
W	6.7	W_a	0.5
L	6.7	L_a	2.17
W_s	0.3	H_1	0.5
L_s	3.25	H_2	2.85
θ	43°	W_2	3.5



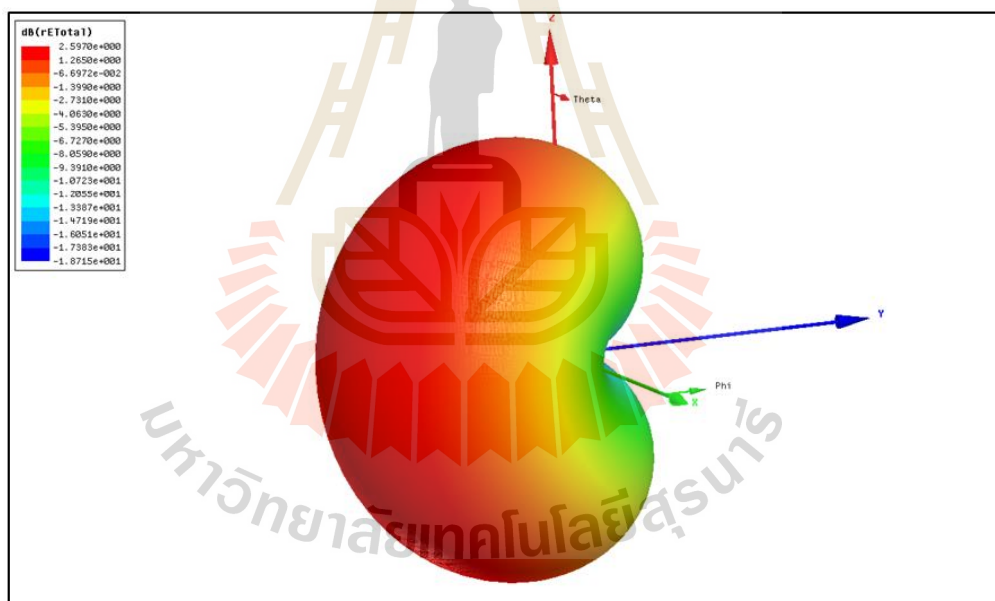
(ก) ด้านหน้า

(ข) ด้านหลัง

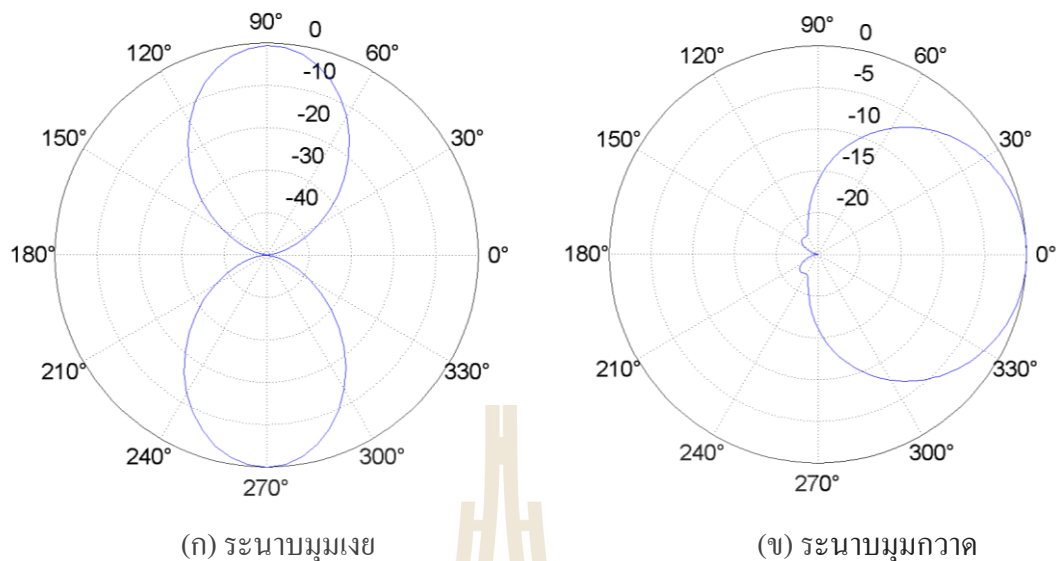
รูปที่ 3.31 แบบจำลองสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ



รูปที่ 3.32 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบหนึ่งต้น



รูปที่ 3.33 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ แบบ 3 มิติ



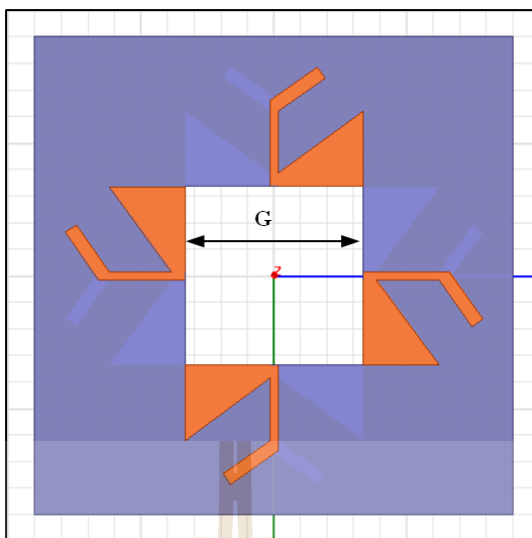
รูปที่ 3.34 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ แบบ 2 มิติ

3.3 การศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศเซกเตอร์ 4 ต้น โดยการจำลองผลโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป HFSS

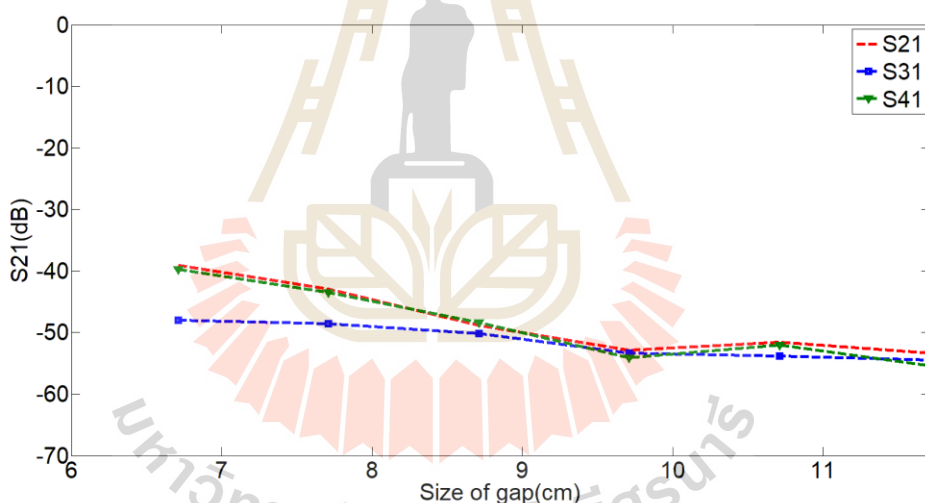
จากข้างต้นได้สายอากาศเซกเตอร์ต้นแบบ 1 ต้นแล้ว ในขั้นตอนต่อไปจะทำการนำสายอากาศมาใช้เป็นเซกเตอร์โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูปในการจำลองผลเพื่อหาตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุด โดยจะจัดวางให้สายอากาศทั้ง 4 ต้นมีทิศทางการแผ่พลังงานไปแต่ละทิศทาง ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.35 ซึ่งการจัดวางอากาศทั้ง 4 ต้นในลักษณะนี้จะทำให้ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานได้ 360 องศา เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเครือข่ายไร้สาย

3.3.1 การจำลองสายอากาศต้นเซกเตอร์ด้วยการปรับระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ (G)

ทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ โดยกำหนดระยะเริ่มต้นคือระยะที่สายอากาศสามารถวางตำแหน่งใกล้กันมากที่สุดก่อนและทำการเพิ่มระยะห่างทีละ 1 ซม. และทำการศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้น โดยการจำลองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป ซึ่งจะทำการวัดสัญญาณที่รับได้ของสายอากาศต้นข้างเคียงโดยจะสังเกตที่ค่าการพารามิเตอร์เอสของสายอากาศแต่ละต้น โดยจะพบว่าเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างไปที่ 9.7 ซม. ขึ้นไป ค่าพารามิเตอร์เอสของสายอากาศมีค่าที่เหมาะสมเพราะว่าสามารถรับสัญญาณจากสายอากาศข้างเคียงได้น้อยมาก ดังแสดงในรูปที่ 3.36



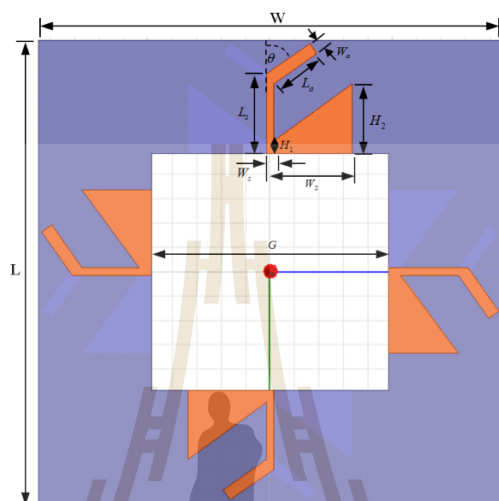
รูปที่ 3.35 โครงสร้างสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์



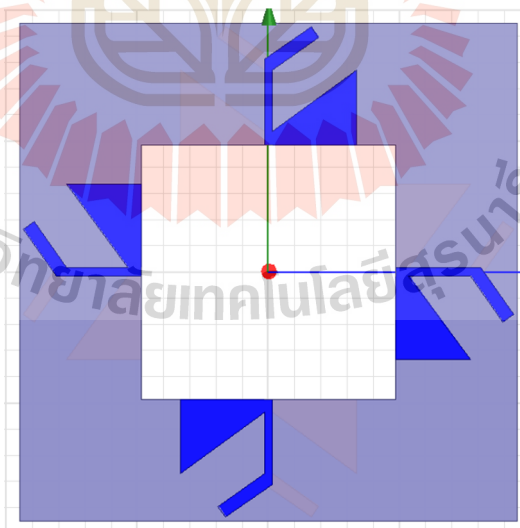
รูปที่ 3.36 ผลกระทบเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ (G)

จากการที่นำสายอากาศมาจัดวางแบบ 4 เซกเตอร์และทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ส่งผลให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าความกว้างลำคลื่นกำลังเปลี่ยนแปลงไป จึงต้องทำการหาค่าที่เหมาะสมอีกครั้ง โดยจากการปรับพารามิเตอร์ต่างๆจนได้ค่าที่เหมาะสม จะได้สายอากาศโนดสำหรับ 4 เซกเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.37 และพารามิเตอร์ของสายอากาศโนดสำหรับ 4 เซกเตอร์ ดังแสดงในตารางที่ 3.3 โดยจากการจำลองผลสายอากาศทั้ง 4 ต้นมีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 2.05 GHz – 2.74 GHz ซึ่งครอบคลุมทั้งย่านความถี่ 2.4 GHz ดังแสดง

ในรูปที่ 3.38 สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแต่ละต้นสามารถครอบคลุม 90 องศา และมีอัตราขยายเท่ากับ 4.67 เดซิเบล โดยแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบมุมเงยและระนาบมุมกวาดแสดงในรูปที่ 3.39(ก) และ (ข) ตามลำดับ การจัดวางสายอากาศในลักษณะนี้จะทำให้ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานได้ครบทั้ง 360 องศา ดังแสดงในรูปที่ 3.40



(ก) ด้านหน้า

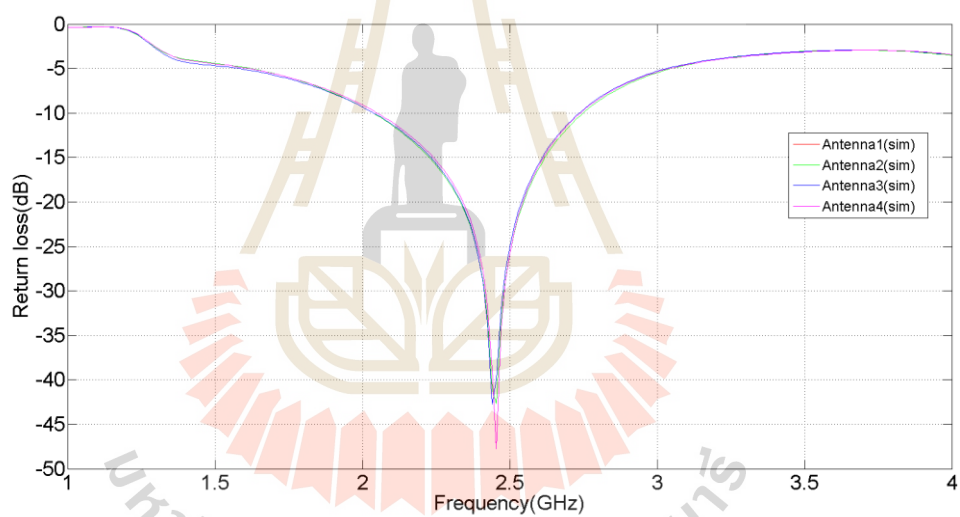


(ข) ด้านหลัง

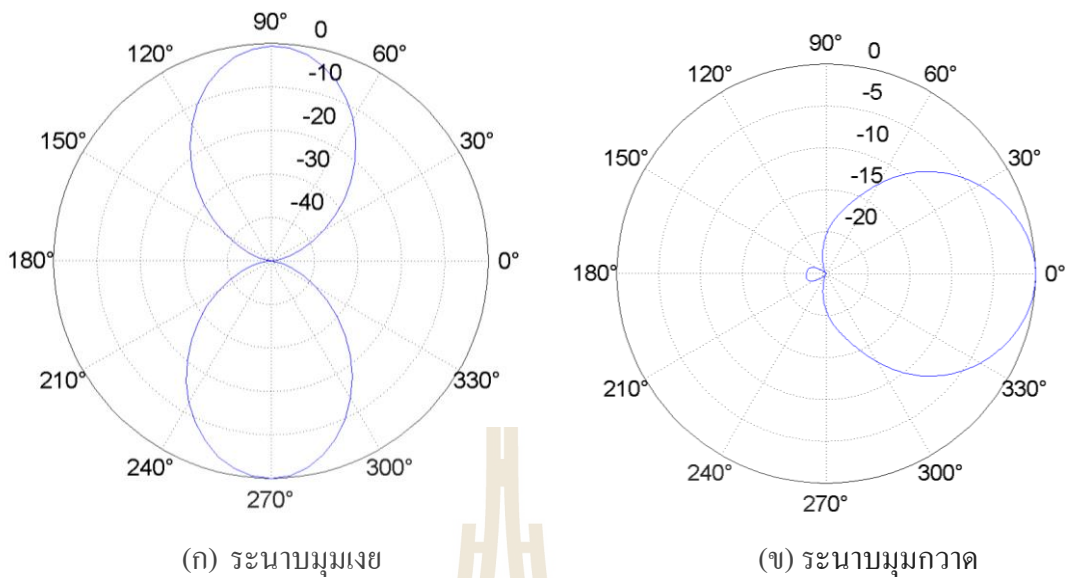
รูปที่ 3.37 แบบจำลองสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์

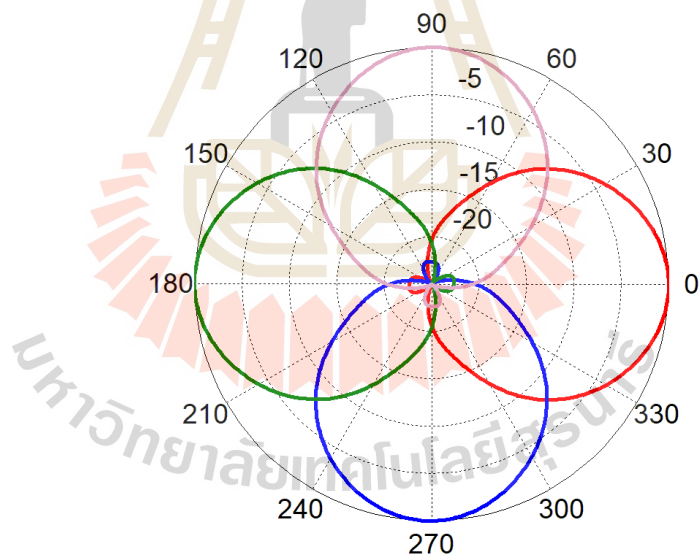
พารามิเตอร์	ขนาด (ซม.)	พารามิเตอร์	ขนาด (ซม.)
W	19.6	L_s	0.16
L	19.6	L_a	0.30
W_s	0.34	H_1	2.84
W_a	0.5	H_2	0.5
W_2	3.5	θ	55°
G	9.71		



รูปที่ 3.38 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์



รูปที่ 3.39 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์



รูปที่ 3.40 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ทั้ง 4 ทิศทาง

3.4 สรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ ซึ่งในขั้นแรกได้ทำการสร้างสายอากาศไมโครสตริปแพทช์วงกลมที่มีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมย่าน 2.4 GHz สำหรับการประยุกต์ใช้ในเครือข่ายไร้สายและศึกษาผลกระทบที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนขนาดของโครงสร้างสายอากาศ ได้ทำการปรับรูปสายอากาศเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม ทำการเพิ่มเนื้อโลหะและปรับขนาดของเนื้อโลหะที่ส่วนหลังของสายอากาศเพื่อควบคุมให้เป็นสายอากาศแบบมีทิศทาง ได้ทำการนำสายอากาศต้นแบบ 1 ต้นที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ 90 องศา มาจัดวาง 4 อลิเมนต์แบบเซกเตอร์เพื่อให้ได้ครอบคลุมทั้ง 360 องศา และในขั้นตอนสุดท้ายได้ปรับพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศให้เหมาะสม โดยได้ทำการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS ก่อน เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของระบบสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ สำหรับนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบต่อไป

บทที่ 4

การทดสอบสายอากาศและวิเคราะห์ผล

4.1 กล่าวนำ

จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา ในบทนี้ได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบที่ได้ทำการออกแบบตามคุณลักษณะของสายอากาศโนดแบบเซกเตอร์ จากนั้นทำการทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งในระนาบมุมเงยและมุมกวาด และอัตราขยาย โดยทำการวัดทดสอบคุณลักษณะจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) จากนั้นได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวิเคราะห์และผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS พร้อมอภิปรายผล

4.2 การสร้างสายอากาศต้นแบบ

จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 จนได้ขนาดและรูปแบบของสายอากาศต้นแบบตามที่ต้องการแล้ว โดยสายอากาศจะถูกสร้างโดยวัสดุที่เป็น FR4 ($\epsilon_r = 4.4$) จากนั้นต่อเข้ากับหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยสายอากาศมีขนาดตามพารามิเตอร์ที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.1



(ก) ด้านหน้า

(ข) ด้านหลัง

รูปที่ 4.1 สายอากาศต้นแบบ

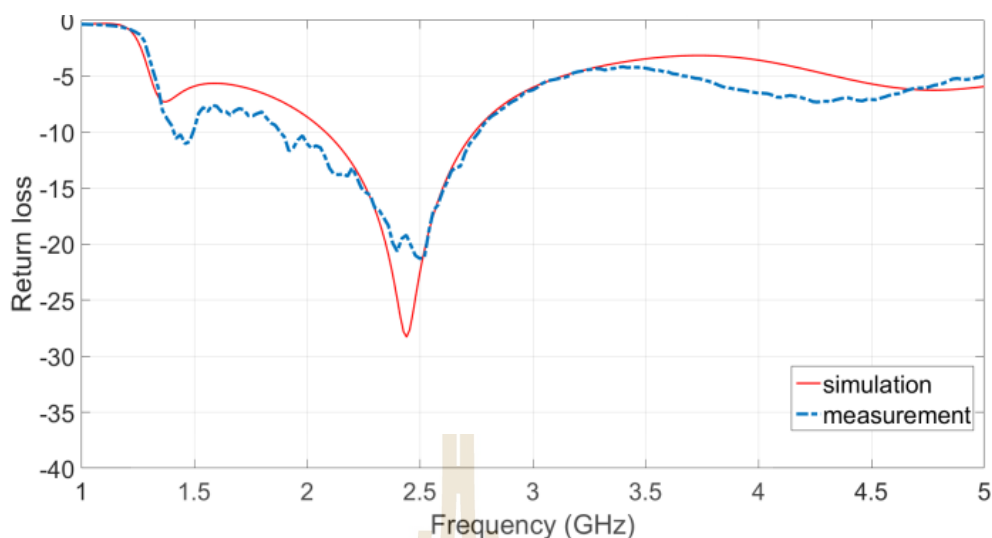
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบ

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
ความกว้างของสายอากาศ (W)	67
ความยาวของสายอากาศ (L)	67
ความกว้างของสตัด (W _S)	3
ความยาวของสตัด (L _S)	32.5
องศาของเส้นไมโครสตริป (θ)	43°
ความกว้างของเส้นไมโครสตริป (W _a)	5
ความยาวของเส้นไมโครสตริป (L _a)	21.7
ความยาวของส่วนสะท้อนด้านใน (H ₁)	5
ความยาวของส่วนสะท้อนด้านนอก (H ₂)	28.5
ความกว้างของส่วนสะท้อน (W ₂)	35

4.2.1 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศต้นแบบ

สำหรับพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมทซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าคือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ซึ่งเป็นการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้าของสายอากาศซึ่งขนาดของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนอาจมีค่าได้ตั้งแต่ 0 เดซิเบล ถึง ลบอนันต์ ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 เดซิเบล แสดงว่าไม่แมทซ์อย่างสมบูรณ์ แต่ถ้ามีค่าลบอนันต์ แสดงว่ามีการแมทซ์ที่สมบูรณ์ดีที่สุด ในการใช้งานด้านวิศวกรรมสายอากาศ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 เดซิเบล หรือค่า SWR เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า จึงจะยอมรับได้ว่าสายอากาศนั้นมีการแมทซ์ที่ดี จากรูปที่ 4.2 แสดงกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลการวัดทดสอบและจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS ของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศต้นแบบ จะสังเกตเห็นได้ว่าที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz สายอากาศต้นแบบมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ -24.01 เดซิเบล และ -28.26 เดซิเบล ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่ากราฟทั้งสองมีความสอดคล้องกัน

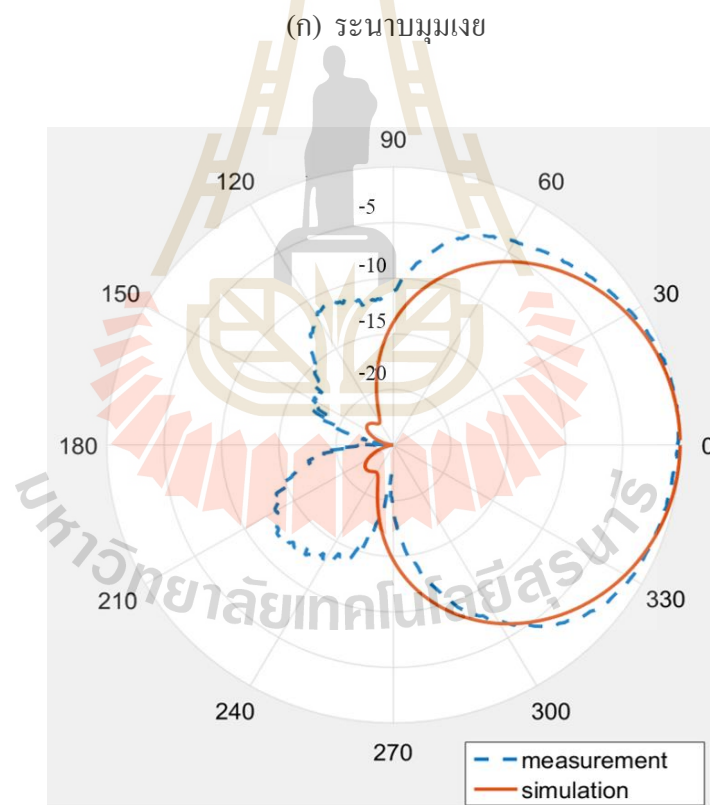
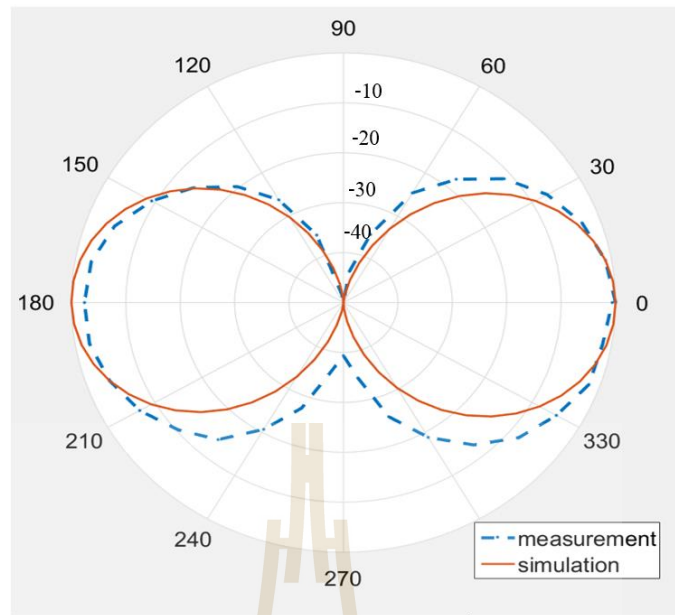
สำหรับความกว้างแถบความถี่หรือแบนด์วิธ คือ ความกว้างของแถบความถี่ที่สายอากาศสามารถทำงานได้สามารถอ่านจากกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าน้อยกว่า -10 เดซิเบล ซึ่งจากรูปที่ 4.2 สามารถอ่านค่าความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศตั้งแต่ 1.8 GHz – 2.86 GHz ซึ่งครอบคลุมย่านความถี่ 2.4 GHz ได้



รูปที่ 4.2 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลอง และผลการวัดทดสอบของสายอากาศต้นแบบ

4.2.2 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบ

งานวิจัยนี้ได้ทำการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในห้องไม่สะท้อน (anechoic chamber) สำหรับระยะ R ในการติดตั้งสายอากาศวัดทดสอบและสายอากาศอ้างอิงจะเท่ากับสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือขนาดของสายอากาศที่ยาวที่สุด ดังนั้นจึงติดตั้งที่ระยะ $R \geq 0.05$ เมตร ซึ่งงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ระยะ $R = 1$ เมตร โดยใช้สายอากาศต้นแบบ ซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 2.45 GHz เป็นสายอากาศอ้างอิง โดยทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและภาครับซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่งตั้งแต่มุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งหมดในระนาบของสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 4.3 จากผลการวัดทดสอบพบว่ามีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป



รูปที่ 4.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบ

4.2.3 ผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ

สำหรับการวัดอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ ซึ่งจะใช้สายอากาศสองต้นที่มีลักษณะเหมือนกัน (two-antenna method) สำหรับการวัดทดสอบ โดยที่ใช้ทำหน้าที่เป็นภาคส่งและอีกต้นทำหน้าที่เป็นภาครับ จากนั้นใช้สมการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบสมการที่ 4.1 โดยสมการที่นำมาใช้คือสมการที่ 4.2 เมื่อสายอากาศทั้งสองต้นมีคุณลักษณะเหมือนกัน

$$G_r + G_t = P_r - P_t + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad (4.1)$$

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

โดยที่	P_t	คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง
	P_r	คือ กำลังที่รับได้จากสายอากาศภาครับ
	G_{dB}	คือ อัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ
	G_t	คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง
	G_r	คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ
	R	คือ ระยะห่างของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ

จากสมการที่ 4.2 เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz โดยกำหนดระยะ R เท่ากับ 1 เมตร กำลังภาคส่งที่ส่งออกหรือ P_t เท่ากับ -10 เดซิเบล จะได้อัตราขยายของสายอากาศต้นแบบเท่ากับ 4.50 เดซิเบล

4.3 วิธีการสร้างสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป จนได้ขนาดและรูปแบบของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ตามที่ต้องการแล้ว จากนั้นได้นำสายอากาศมาทำการจัดวางแบบ 4 อลิเมนต์ซึ่งได้ทำการจำลองจนได้ระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ที่เหมาะสมเท่ากับ 9.71 ซม. โดยสายอากาศแต่ละต้นต่อเข้ากับขั้วต่อชนิด SMA 50 โอห์ม ทั้ง 4 พอร์ต ดังแสดงในรูปที่ 4.3 โดยสายอากาศมีขนาดตามพารามิเตอร์ที่ได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.4 สายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
ความกว้างของสายอากาศ (W)	196
ความยาวของสายอากาศ (L)	196
ความกว้างของสตัป (W_s)	3
ความยาวของสตัป (L_s)	32.5
องศาของเส้นไมโครสตริป (θ)	55°
ความกว้างของเส้นไมโครสตริป (W_a)	3
ความยาวของเส้นไมโครสตริป (L_a)	20.7
ความยาวของส่วนสะท้อนด้านใน (H_1)	5
ความยาวของส่วนสะท้อนด้านนอก (H_2)	26.4
ความกว้างของส่วนสะท้อน (W_2)	35

4.3.1 ผลการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์

จากรูปที่ 4.4 แสดงกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลการวัดทดสอบและจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS ของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศโนคแบบ 4 เซกเตอร์ จะสังเกตเห็นได้ว่าที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz สายอากาศต้นแบบมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ -33.76 เดซิเบล และ -39.96 เดซิเบล ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นได้ว่ากราฟทั้งสองมีความสอดคล้องกัน

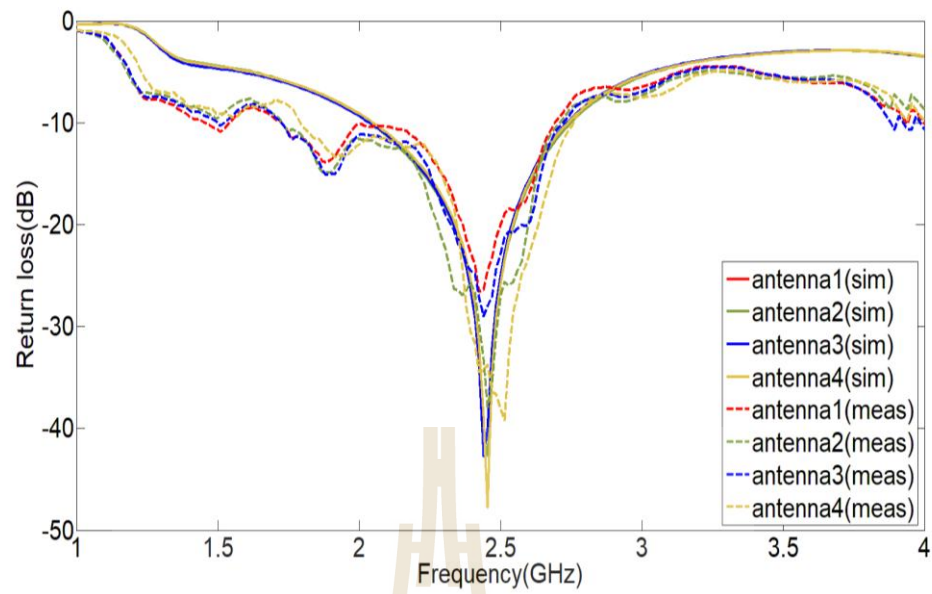
สำหรับความกว้างแถบความถี่หรือแบนด์วิท คือ ความกว้างของแถบความถี่ที่สายอากาศสามารถทำงานได้สามารถอ่านจากกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าน้อยกว่า -10 เดซิเบล ซึ่งจากรูปที่ 4.4 สามารถอ่านค่าความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศตั้งแต่ 2.12 GHz – 2.68 GHz โดยผลการวัดทดสอบเกิดการแกว่งไปมา ซึ่งอย่างไรก็ตามครอบคลุมย่านความถี่ 2.4 GHz ได้

4.3.2 ผลการทดสอบค่าพารามิเตอร์เอส

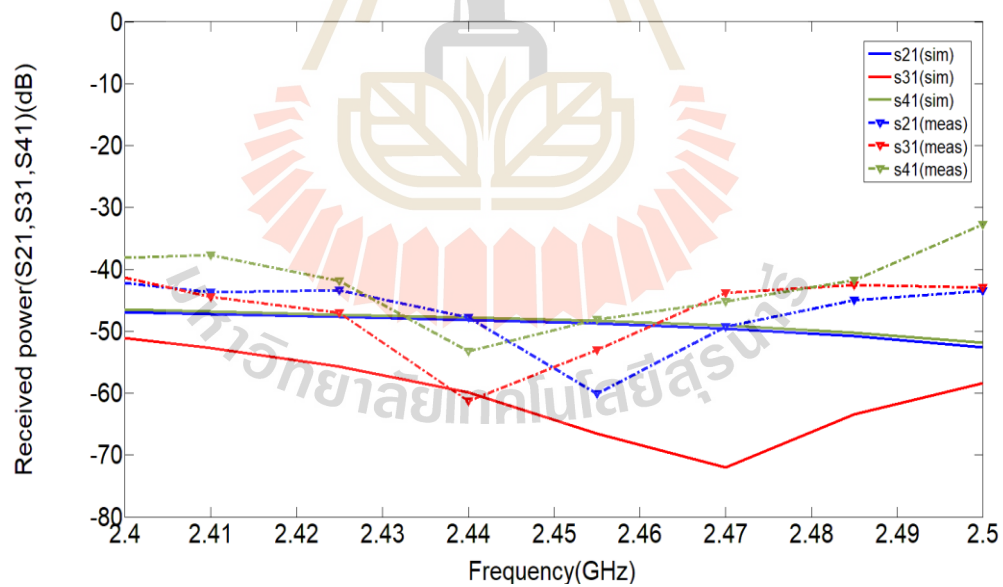
ในการพิจารณาค่าพารามิเตอร์เอส ซึ่งเป็นการวัดสัญญาณรบกวนระหว่างสายอากาศแต่ละต้น การพิจารณาพารามิเตอร์เอส หมายถึงการวัดค่าสัญญาณที่ส่งจากพอร์ตหนึ่งและทำการรับสัญญาณอีกพอร์ตหนึ่ง เช่น S_{21} หมายถึงการรับสัญญาณที่พอร์ต 2 โดยที่พอร์ต 1 เป็นตัวส่งสัญญาณ ซึ่งจากรูปที่ 4.5 แสดงกราฟเปรียบเทียบผลระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปโดยมีค่าพารามิเตอร์เฉลี่ยต่ำกว่า -42 เดซิเบล และ -46 เดซิเบลตามลำดับ

4.3.3 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์

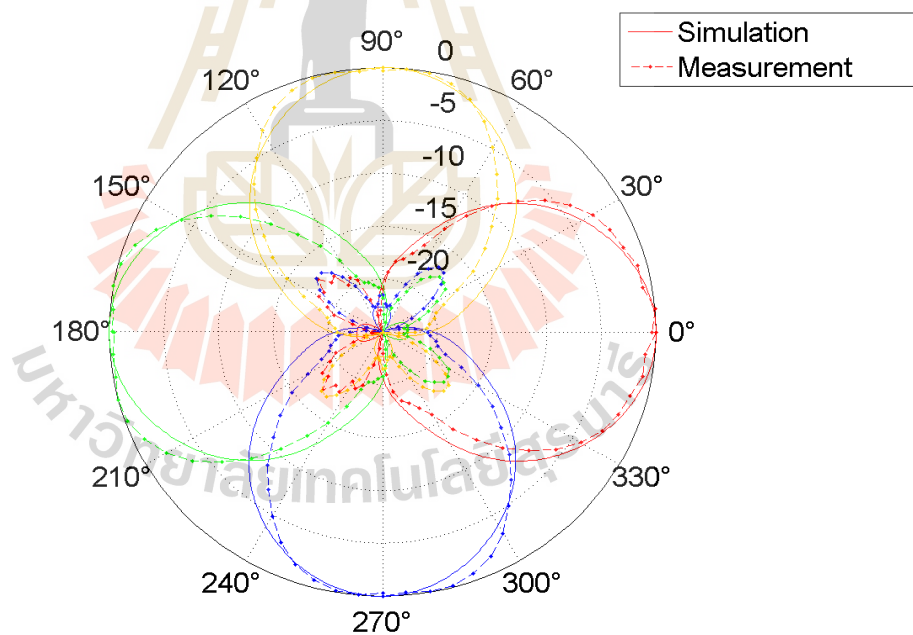
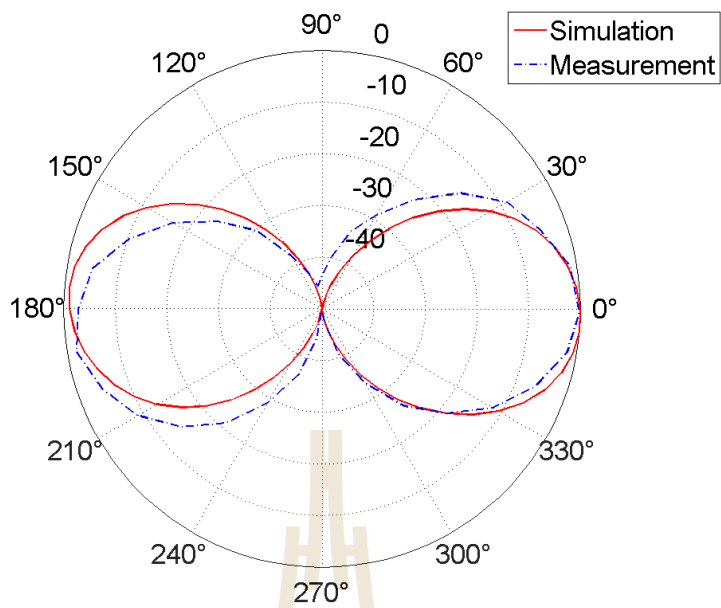
งานวิจัยนี้ได้ทำการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในห้องไม่สะท้อนสำหรับระยะ R ในการติดตั้งสายอากาศวัดทดสอบและสายอากาศอ้างอิงจะเท่ากับสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือขนาดของสายอากาศที่ยาวที่สุด ดังนั้นจึงติดตั้งที่ระยะ $R \geq 1.25$ เมตร ซึ่งงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ระยะ $R = 2$ เมตร โดยใช้สายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ ซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 2.45 GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงโดยทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและภาครับซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่งตั้งแต่มุม 0 องศาจนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งหมดในระนาบของสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 4.6 จากผลการวัดทดสอบพบว่ามีผลสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป



รูปที่ 4.5 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์



รูปที่ 4.6 กราฟเปรียบเทียบพารามิเตอร์เอสระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์



รูปที่ 4.7 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์

4.3.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์

จากสมการที่ 4.2 เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz โดยกำหนดระยะ R เท่ากับ 2 เมตร กำลังภาคส่งที่ส่งออกหรือ P_t เท่ากับ -10 เดซิเบล จะได้อัตราขยายของสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์เท่ากับ 4.45 เดซิเบล

4.4 เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและการจำลอง

ตารางที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบและการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปจะเห็นได้ว่าค่าที่ได้มีความใกล้เคียงกันและสอดคล้องกัน จากตารางจะเห็นได้ว่าผลจากการวัดค่าความกว้างลำคลื่นกำลังมีค่าคลาดเคลื่อนซึ่งอาจมีผลมาจากความแม่นยำในการสร้างสายอากาศ

ตารางที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบและการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

พารามิเตอร์	สายอากาศต้นแบบ		สายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์	
	ผลจาก HFSS	ผลจากวัดทดสอบ	ผลจาก HFSS	ผลจากวัดทดสอบ
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน	-28.26	-24.01	-39.96	-33.76
ความกว้างลำคลื่นกำลัง	90°	90°	90°	83°
อัตราขยาย (dB)	4.6	4.5	4.67	4.45
อัตราส่วนหน้าต่อหลัง (dB)	21.58	20.22	18.69	17.2

4.5 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศต้นแบบ และสายอากาศโนดแบบ 4 เซกเตอร์ เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบและการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS ว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการวัดทดสอบได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งในระนาบมุมเงยและในระนาบมุมกวาด อัตราขยาย รวมไปถึงการพิจารณาค่าความกว้างลำคลื่นกำลังและค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลัง ซึ่งผลที่ได้มีค่าสอดคล้องกัน ซึ่งสำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกันอาจจะมีสาเหตุมาจากความแม่นยำในการสร้างสายอากาศ ตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง



บทที่ 5

สรุปงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบของสายอากาศเซกเตอร์ ที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบมีทิศทางเดียว โดยใช้วิธีการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป HFSS เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศที่มีการปรับรูปเพื่อให้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายไร้สายท้องถิ่น ซึ่งทำงานในย่านความถี่ 2.4 GHz โดยเริ่มศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์แบบวงกลม ที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมเพียงตัวเดียวก่อน ต่อมาได้ทำการปรับรูปของสายอากาศโดยการปรับขนาดของเนื้อโลหะและเพิ่มในส่วนของเนื้อโลหะที่ด้านหลังของสายอากาศ เพื่อให้ได้สายอากาศที่ครอบคลุมย่านความถี่ 2.4 GHz มีค่าความกว้างลำคลื่นกำลังเท่ากับ 90 องศา และมีพูหลังขนาดเล็ก ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปจัดวางอิมัลเมนต์แบบ 4 เซกเตอร์ จากนั้นทำการจำลองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูปโดยการนำสายอากาศต้นแบบที่ได้มาจัดวางอิมัลเมนต์ในระนาบที่เหมาะสม โดยทำการจัดวางแบบ 4 เซกเตอร์และปรับพารามิเตอร์ของสายอากาศเพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ ซึ่งจากการจำลองผลพบว่าสายอากาศสามารถครอบคลุมได้ทั้ง 360 องศา สุดท้ายได้สร้างสายอากาศตามค่าพารามิเตอร์ที่ถูกออกแบบไว้เพื่อยืนยันความถูกต้องของการออกแบบ โดยการนำไปวัดทดสอบคุณลักษณะ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายในห้องปฏิบัติการ ซึ่งผลที่ได้จากการวัดมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป แต่ผลจากการวัดทดสอบอาจให้ค่าคลาดเคลื่อนเล็กน้อย ซึ่งสาเหตุอาจเกิดจากความสูญเสียในระบบสายอากาศ เช่น ความสูญเสียในสายส่ง ความผิดพลาดจากการจัดวางสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ ความแม่นยำในสร้างลายแผ่นวงจรพิมพ์ เป็นต้น

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากบทสรุปของวิทยานิพนธ์นี้ พบว่าในการออกแบบสายอากาศสามารถปรับไปใช้งานตามความถี่ที่ต้องการได้ด้วยการปรับพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศ อีกทั้งในการปรับเนื้อโลหะส่วนด้านหลังของสายอากาศยังส่งผลถึงค่าความกว้างลำคลื่นกำลังและค่าอัตราส่วนหน้าต่อหลังอีกด้วย จากคุณสมบัติข้างต้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอื่นๆ ที่มีความเหมาะสม ซึ่งสามารถพัฒนาต่อไปได้อีกขึ้นอยู่กับความสนใจและการประยุกต์ใช้งานในอนาคต

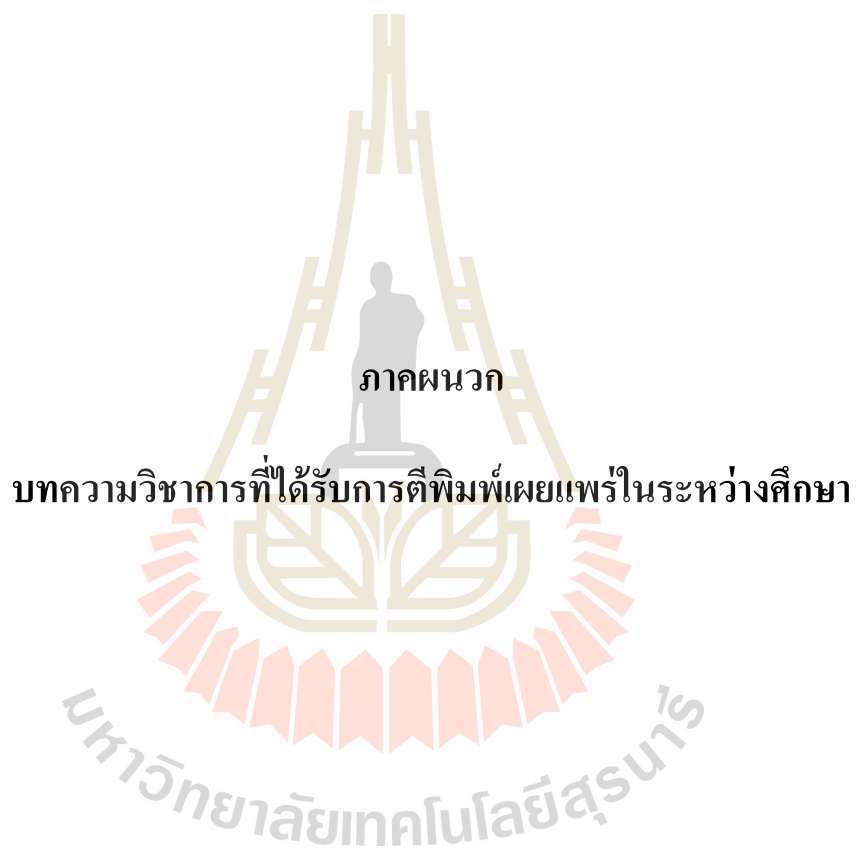
ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังว่าแนวความคิด วิธีการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบ รวมถึงการวิเคราะห์และผลการทดลองจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์เป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษาและค้นคว้าในเรื่องของการประยุกต์ใช้งานสายอากาศที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณแบบท่อนำคลื่นระนาบร่วมสำหรับเครือข่ายไร้สายท้องถิ่น



รายการอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สวรรค์. **Antenna Engineering วิศวกรรมสายอากาศ**, พิมพ์ครั้งที่ 3 ฉบับปรับปรุง
สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 546 หน้า
- Au, E. (2016). **The latest progress on ieee 802.11 mc and ieee 802.11 ai [standards]**.
IEEE Vehicular Technology Magazine, 11(3), 19-21.
- Blaunstein, N., and Christodoulou, C. (2006). **Indoor radio propagation. In: Radio propagation and adaptive antennas for wireless communication links: terrestrial, atmospheric and ionospheric**. Wiley, J., and Sons, p. 302-334.
- Kim, M., and Choi, C. H. (2013). **Hidden-node detection in ieee 802.11n wireless lans**. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 62(6), 2724-2734.
- Korakis, T., Jakllari, G., and Tassiulas, L. (2008). **CDR-MAC: A protocol for full exploitation of directional antennas in ad hoc wireless networks**. IEEE Transactions on Mobile Computing, 7(2), 145-155.
- Kaswiati, W. S., and Suryana, J. (2012). **Design and realization of planar bow-tie dipole array antenna with dual-polarization at 2.4 GHz frequency for Wi-Fi access point application**. Proceedings of 7th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA); October 30-31, 2012; Bali, Indonesia, p. 218-222.
- Haraz, O. M., and Sebak, A. R. (2011). **Quadband planar PCB antenna for WLAN and mobile WiMAX applications**. Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI); July 3-8, 2011; Spokane, WA, USA, p. 416-418.
- Patron, D., Daryoush, A. S., and Dandekar, K. R. (2014). **Optical control of reconfigurable antennas and application to a novel pattern-reconfigurable planar design**. Journal of lightwave technology, 32(20), 3394-3402.
- Wnuk, M., and Nowosielski, L. (2016). **Multisystem antenna for applications in WiFi networks**. Proceedings of 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP); April 10-15, 2016; Davos, Switzerland, p. 1-3.

- Chan-arpas, P., Dentre, S., and Phongcharoenpanich, C. (2014). **Dual-band dual-pattern truncated-corners microstrip antenna for GPS and WiFi applications**. Proceedings of the 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014); October 1-3, 2014; Pattaya, Thailand, p. 438-441.
- Mahlaoui, Z., Latif, A., Hussaini, A. S., Elfergani, I. T. E., Ali, A., Mirza, F., and Abd-Alhameed, R. A. (2015). **Design of a Sierpinski patch antenna around 2.4 GHz/5GHz for WiFi (IEEE 802.11 n) applications**. Proceedings of Internet Technologies and Applications (ITA); September 8-11, 2015; Wrexham, UK, p. 472-474.
- Yassin, A. A., Saeed, R. A., and Mokhtar, R. A. (2014). **Dual-Band Microstrip Patch Antenna Design Using C-Slot for WiFi and WiMax Applications**. Proceedings of International Conference on Computer and Communication Engineering; September 23-25, 2014; Kuala Lumpur, Malaysia, p. 228-231.
- Lai, M. I., Wu, T. Y., Hsieh, J. C., Wang, C. H., and Jeng, S. K. (2008). **Compact switched-beam antenna employing a four-element slot antenna array for digital home applications**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 56(9), 2929-2936.
- Choi, J. I., Jain, M., Srinivasan, K., Levis, P., and Katti, S. (2010). **Achieving single channel, full duplex wireless communication**. Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking; September 20-24, 2010; NY, USA, p. 1-12.
- Constantine, A. B. (2005). **Antenna theory: analysis and design**. MICROSTRIP ANTENNAS, third edition, John Wiley & Sons. 1136p.
- GOLDSMITH, Andrea. **Wireless communications**. Cambridge university press, 2005. 644p.



ภาคผนวก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

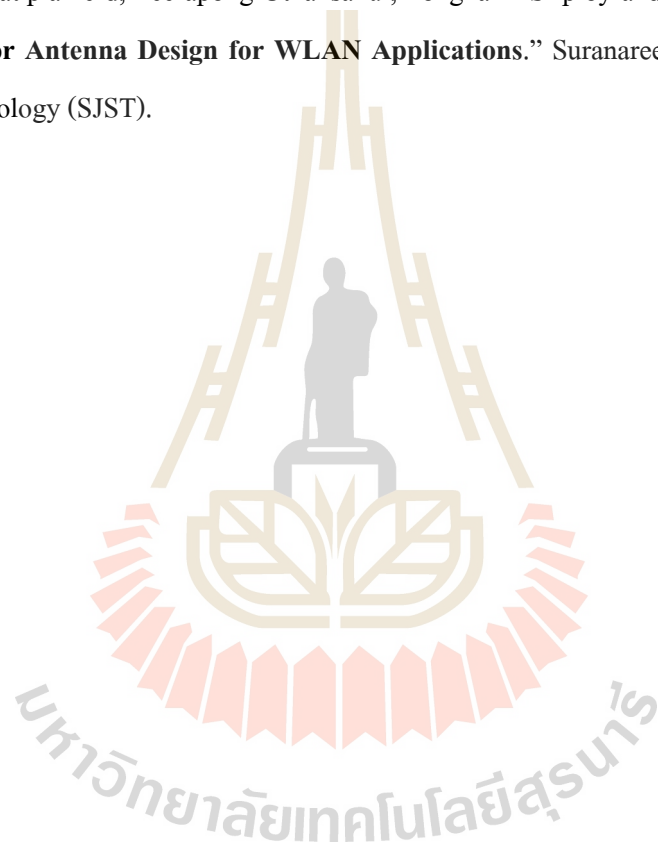
รายชื่อบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

Kanthorn Keeratipianlerd, Peerapong Uthansakul, Pongnarin Sriploy and Monthippa Uthansakul.

“Antenna Design for 4-Sector In WLAN Applications.” International Conference on Future Computer and Communication (ICFCC 2017), Nagoya, Japan, 21-23 April 2017.

Kanthorn Keeratipianlerd, Peerapong Uthansakul, Pongnarin Sriploy and Monthippa Uthansakul.

“Sector Antenna Design for WLAN Applications.” Suranaree Journal of Science and Technology (SJST).



Antenna Design for 4-Sector In WLAN Applications

Kanthorn Kccratipianlcrd, Pccrapong Uthansakul and Monthippa Uthansakul

Telccommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Muang, Nakhon Ratchasima, Thailand 30000

Email: M5840717@g.sut.ac.th, uthansakul@sut.ac.th and mtp@sut.ac.th

Abstract—This paper introduces an antenna design which is compatible to 4-sector node in WLAN systems. The designed antenna operating in 2.4-GHz band provides 90-degree beamwidth for each sector and also a high front-to-back ratio. The proposed antenna is low of complexity as it can be fabricated on a single-layer FR4.

I. INTRODUCTION

Wireless Local Area Networks or WLANs allow people access to Internet in anywhere at anytime employing radio signal. Lots of standards based on IEEE 802.11 have been developed to increase data transmission speed to WLAN systems. Usually, the systems consist of 2 major equipment: access point and client station. The client station includes computer desktop, laptop and communication gadgets. Those client stations access the networks all the time as users trend to constantly send or receive information from Internet. This circumstance introduces one problem, namely hidden node. While two nodes (1st and 2nd nodes) are communicating to each other, the other nodes (e.g., 3rd node) cannot send data to those 2 nodes. So, the 3rd node is considered as a hidden node. As a result, some information from the 3rd node is lost and also the system average throughput is low. According to the mentioned impairment, sector antenna design for WLANs is proposed in this paper in order to allow simultaneous cross communication between 4 nodes.

From literatures, the authors of [1] have revealed that the use of 4 or 8-sector antenna can tackle the problem of hidden nodes and also increase the system gain and coverage area. However, the realization of sector antenna has not been demonstrated. From [2] to [9], the authors have proposed microstrip antennas which is suitable for indoor communication and they are light in weight and low of cost. Unfortunately, those proposed antennas cannot be applied for 4-sector node as their beamwidth is not 90-degree and their front-to-back

ratio is too high, which can introduce interference among 4-beams when they are simultaneously operating. For the issue of self-interference between beams, the authors of [10] have indicated that the ratio between desired to undesired signals (at the same frequency) for a full duplex communication system must be at least 20 dB to guarantee the bit error rate. Therefore, this ratio is adopted to be one the criteria for the front-to-back ratio of the proposed design.

Therefore, this paper introduces the antenna design using a single layer FR4 operating at 2.4-GHz band for WLANs. The antenna has 90-degree in half-power beamwidth and also provides 20-dB front-to-back ratio. The remainder of the paper is as follows. After introduction, the antenna design is discussed in Section II. Then, Section III presents the simulation and measurement results including discussions. Finally, Section IV concludes the paper.

II. ANTENNA DESIGN

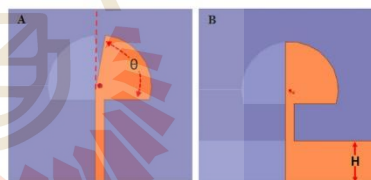


Fig.1 Antenna design development. Only a and b

From the beginning, the antenna design starts at Fig. 1 a). The antenna was designed on FR4 having dielectric constant of 4.4 and substrate thickness of 1.6 mm. The overall size is 6.7×6.7 cm². As shown in the figure, θ is the flare angle of designed antenna. Note that the antenna was fabricated on two sides as shown in the figure. Fig. 2

shows the resonance frequency when varying the angle θ . As we can see, changing the flare angel affects the resonance frequency. Then, metal in rectangular shape was added on right-handed side of the antenna as shown in Fig. 1 b). The concept of this addition is as we would like to make the main beam narrower and also to rise up front-to-back ratio. The simulated results showing the effect of the mentioned addition are presented in Figs. 3 and 4, respectively. Afterwards, the height of sided metal was adjusted again to see beamwidth and front-to-back ratio. Fig. 5 defines the meaning of left-handed height (H1) and right-handed height (H2). Figs. 6 and 7 show the changes of beamwidth and front-to-back ratio respectively, when H1 is constant at 0.25 cm but varying H2. On the other hand, Figs. 8 and 9 show the changes of beamwidth and front-to-back ratio respectively, when H2 is constant at 0.25 cm but varying H1. As we can see, changing H1 is different from changing H2. However, a number of computer simulations using CST microwave studio were done to achieve a half-power beamwidth of 90-degree and front-to-back ratio of 20-dB.

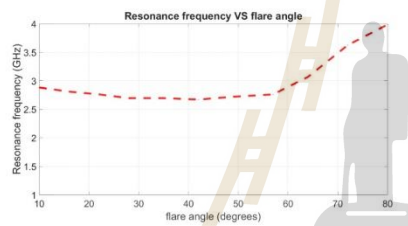


Fig. 2 Resonance frequency vs. flare angle for the antenna design shown in Fig. 1 a)

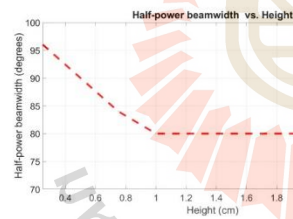


Fig. 3 Half-power beamwidth vs. height for the antenna design shown in Fig. 1 b)

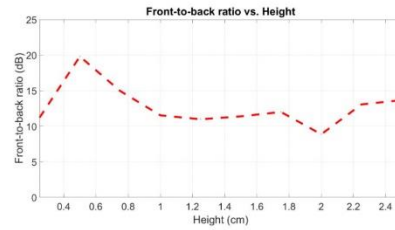


Fig. 4 Front-to-back ratio vs. height for the antenna design shown in Fig. 1 b)

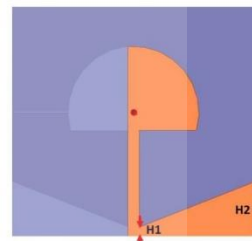


Fig. 5 Antenna design when varying H1 and H2.

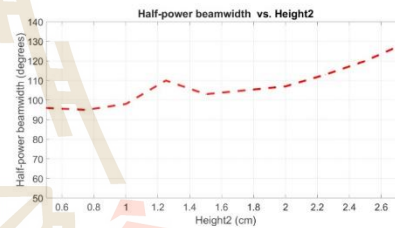


Fig. 6 Half-power beamwidth vs. Height when varying H2.

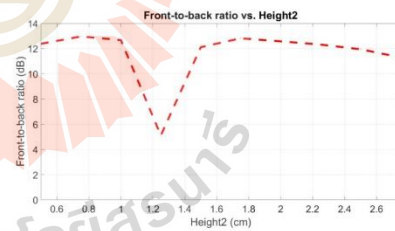


Fig. 7 Front-to-back ratio vs. Height when varying H2.

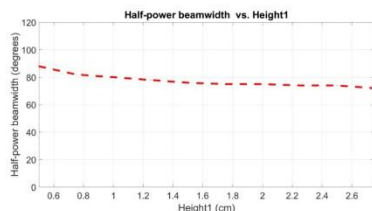


Fig. 8 Half-power beamwidth vs. Height when varying H1.

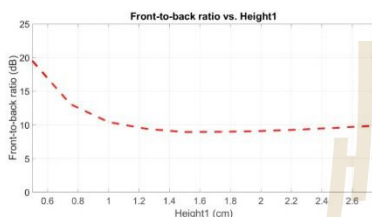


Fig. 9 Front-to-back ratio vs. Height when varying H1.

Fig. 10 shows the final antenna design. This antenna can be fabricated on two-sided FR4 with dielectric constant of 4.4 and substrate thickness of 1.6 mm. The overall size of antenna is 6.7×6.7 cm². The antenna testing is presented in next section including simulation and experimental results in terms of return loss and radiation pattern.

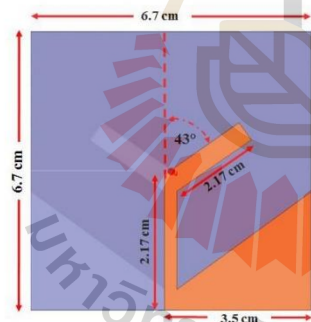


Fig. 10 Final antenna design.

III. RESULTS AND DISCUSSION

Fig. 11 shows the photograph of designed antenna. The factors indicating the radiation performance in this paper are return loss (S11) and radiation pattern.

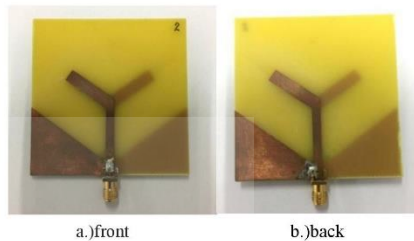


Fig. 11 Photograph of designed antenna.

Fig. 12 show simulated and measured S11 for the antenna shown in Fig. 11. As we can see, they are in good agreement. The S11 values are below -10 dB from frequencies 2.08 to 2.73 GHz for simulation. In addition, these values are below -10 from 1.8 to 2.86 GHz for measurement. Figs. 13 and 14 show both simulated and measured radiation pattern at 2.4 GHz for E-plane and H-plane, respectively. As we can see, they are in good agreement as we can have 90-degree beamwidth from simulation and 89.63-degree beamwidth from measurement. Also, the front-to-back ratio is 21.58 dB from simulation and 20.22 dB from measurement.

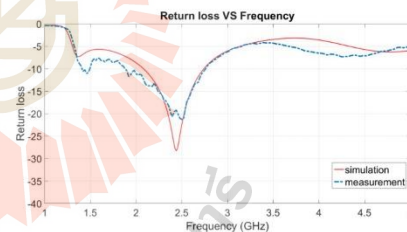


Fig. 12 S11 of designed antenna from simulation and measurement.

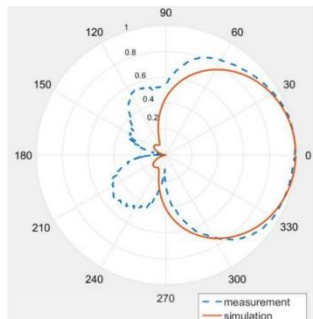


Fig. 13 E-plane pattern from simulation and measurement at 2.4 GHz.

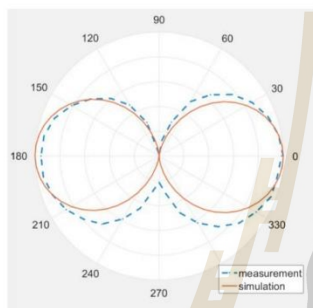


Fig. 14 H-plane pattern from simulation and measurement at 2.4 GHz.

According to the obtained results in terms of S11 and radiation pattern, the designed antenna proposed in this paper can be utilized for 4-sector node in WLANs. As they can cover throughout 360-degree coverage and also have less self-interference between beams.

IV. CONCLUSION

This paper has presented an antenna design employing a printed dipole antenna which can be easily fabricated on single layer FR4. The proposed antenna is small of size as 6.7×6.7 cm². The antenna has been proposed for 4-sector node in WLANs which provides half-power beamwidth of 90 degrees and low front-to-back ratio of 20 dB.

REFERENCES

- [1] T. Korakis, G. Jaklari and L. Tassiulas, "CDR-MAC: A Protocol for Full Exploitation of Directional Antennas in Ad Hoc Wireless Networks," in *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 7, no. 2, pp. 145-155, Feb. 2008.
- [2] W. S. Kaswati and J. Suryana, "Design and realization of planar bow-tie dipole array antenna with dual-polarization at 2.4 GHz frequency for Wi-Fi access point application," *2012 7th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA)*, Bali, 2012, pp. 218-222.
- [3] O. M. Haraz and A. R. Sebak, "Quadband planar PCB antenna for WLAN and mobile WiMAX applications," *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, WA, 2011, pp. 416-418.
- [4] D. Patron, A. S. Daryoush and K. R. Dandekar, "Optical Control of Reconfigurable Antennas and Application to a Novel Pattern-Reconfigurable Planar Design," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3394-3402, Oct. 15, 2014.
- [5] M. Wnuk and L. Nowosielski, "Multisystem antenna for applications in WiFi networks," *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, 2016, pp. 1-3.
- [6] P. Chan-arpas, S. Dentre and C. Phongcharoenpanich, "Dual-band dual-pattern truncated-corners microstrip antenna for GPS and WiFi applications," *The 20th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC2014)*, Pattaya, 2014, pp. 438-441.
- [7] Z. Mahlaoui et al., "Design of a Sierpinski patch antenna around 2.4 GHz/5GHz for WiFi (IEEE 802.11n) applications," *2015 Internet Technologies and Applications (ITA)*, Wrexham, 2015, pp. 472-474.
- [8] A. A. Yassin, R. A. Saeed and R. A. Mokhtar, "Dual-Band Microstrip Patch Antenna Design Using C-Slot for WiFi and WiMax Applications," *2014 International Conference on Computer and Communication Engineering*, Kuala Lumpur, 2014, pp. 228-231.
- [9] M. I. Lai, T. Y. Wu, J. C. Hsieh, C. H. Wang and S. K. Jeng, "Compact Switched-Beam Antenna Employing a Four-Element Slot Antenna Array for Digital Home Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 9, pp. 2929-2936, Sept. 2008.
- [10] Choi, J. I., Jain, M., Srinivasan, K., Levis, P., & Katti, S. (2010, September). Achieving single channel, full duplex wireless communication. In *Proceedings of the sixteenth annual international conference on Mobile computing and networking* (pp. 1-12). ACM.

SECTOR ANTENNA DESIGN FOR WLAN APPLICATIONS

Kanthorn Keeratipianlerd, Peerapong Uthansakul, Pongnarin Sriploy, and Monthippa Uthansakul

Received: May 16, 2018; Revised: September 21, 2018; Accepted: September 24, 2018

Abstract

This paper presents a simulation and performance of a sector antenna for WLANs. The designed antenna operating in the 2.4 GHz band provides 90 degrees coverage with 4 sectors. The antenna is designed on a FR-4 substrate with a dielectric constant of 4.4 and thickness of 1.6 mm. Simulation results of the antenna such as return loss, radiation pattern, and gain are compared with the experimental results.

Keywords: Sector antenna, WLANs, microstrip patch antennas

Introduction

In the current decade, wireless and mobile communication has been developing at a rapid pace because the demand for high-speed data transmission increases continuously. For wireless and mobile communication, there are many standards such as for a cellular network, satellite communication, and wireless local area networks (WLANs). The popular communication network is the WLAN which is a wireless computer network that links 2 or more devices using wireless communication within both private

and public areas such as the home, office, and university. The WLAN has many standards based on IEEE 802.11 which is operated in the frequency range from 2.4 to 2.5 GHz. The WLAN has many advantages; it can support a large number of devices, it is easy to set up a network especially when compared to laying cables for wired networks, it can provide an appropriate range of coverage which is about 100 meters, and it can provide high-speed data transmission at about 54-300 Mbps (Au, 2016). However, the

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand. E-mail: M5840717@g.sut.ac.th, uthansakul@sut.ac.th, pongnarin.s@nrut.ac.th, mip@sut.ac.th

** Corresponding author*

Suranaree J. Sci. Technol. 25(4):405-410

coverage area and data rate of the WLAN are limited in some environments which have many obstacles (Blaunstein and Christodoulou, 2007). Moreover, the 1 major problem of the WLAN is the hidden node. The hidden node problem occurs when 2 nodes (the 1st and 2nd nodes) in the WLAN are communicating with each other, and other nodes (e.g., the 3rd node) cannot send data to those 2 nodes. So, the 3rd node is considered as a hidden node (Kim and Choi, 2013). Thus, the transmitted information from the 3rd node is lost. Then, the system's average throughput is low. In view of these problems, a sector antenna design for the WLAN is proposed in this paper in order to allow simultaneous cross-communication between 4 nodes.

From the literature, Korakis *et al.* (2008) have revealed that the use of a 4 or 8-sector antenna can tackle the problem of hidden nodes and also increase the system's gain and coverage area. However, the realization of the sector antenna was not demonstrated in their paper. Recently, many researchers have proposed microstrip antennas which are suitable for indoor communication and are light in weight and have a low cost. Table 1 summarizes the contents of the literature (Lai *et al.*, 2008; Choi *et al.*, 2010; Haraz and Sebak, 2011; Kaswiati and Suryana, 2012; Chan-arpas *et al.*, 2014; Patton *et al.*, 2014; Yassin *et al.*, 2014; Mahlaoui *et al.*, 2015; Wnuk and Nowosielski, 2016). According to Table 1, those proposed antennas cannot be applied for a 4-sector node as their beamwidth is not 90 degrees and their front-to-back ratio is too high, which can introduce interference among 4-beams when they are operating

simultaneously. Therefore, we have designed a sector antenna for WLANs which has 90 degrees in half-power beamwidth and also provides a 20-dB front-to-back ratio (Keeratipianlerd *et al.*, 2017). Thus, the antenna can be perfectly applied for a 4-sector node and also handle the issue of self-interference between beams. In this paper, we develop the 4-sector antenna that provides full 360 degrees coverage and a low back lobe. The designed antenna provides a sector antenna which has 90 degrees beamwidth and less interference. The experimental results show that the designed antenna operates at 2.4 GHz for WLANs. Moreover, the designed antenna uses a single layer FR4 and provides -45 dB self-interference between the beams.

Antenna Design

From the beginning, we needed to design an antenna that operates at 2.4 GHz for the WLAN system. A microstrip antenna has a small size and easy fabrication process. This paper starts with a circular microstrip antenna on FR4 having a dielectric constant of 4.4 and substrate thickness of 1.6 mm. We designed the circular microstrip antenna from Equations (1) and (2) (Constantine, 2005).

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

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

Table 1. Summary of the contents of the literature

Literature	Antenna Type	Operating Frequency (GHz)	HPBW	Front to back ratio
[2]	Microstrip - Planar	1.8 and 2.1-2.5	80-degree	-
[3]	Microstrip - Planar	1.8, 2.5 and 3.5	-	-
[4]	Microstrip - Planar	2.4	60-degree	-
[5]	Microstrip - Dipole	2.4, 5.8	85-degree	-
[6]	Microstrip	1.575 and 2.45	-	-
[7]	Microstrip	2.46 and 5.34	-	-
[8]	Microstrip	3.5 and 5.2	89.4-degree	-
[9]	Microstrip - Planar	2.4-2.5	124.5-degree	-

where a is the radius of the circle (cm), f_r is the resonant frequency, ϵ_r is the dielectric constant, and h is the thickness of the substrate. Then, (1) and (2) provide a radius of 1.69 cm and the designed antenna, as shown in Figure 1. The concept of Kceratipianlrd *et al.* (2017) was to make the main beam narrower and to raise the front-to-back ratio. Kceratipianlrd *et al.*, (2017) revealed the designed antenna while changing the shape of the substrate that affects the resonance frequency, beamwidth, and front-to-back ratio. The results showed that changing the flare angle affects the resonant frequency and changing the size of the bottom side affects the half-power beamwidth and front-to-back ratio. Moreover, this antenna was proposed for a 4-sector node in WLANs which provides a half-power beamwidth of 90 degrees and front-to-back ratio of 20 dB.

Therefore, the initial antenna can be designed from the antenna, as shown in Figure 2.

Then, we arranged 4 antennas on the same substrate, as shown in Figure 3. The 1st gap's position starts from the minimum size of the gap between the antennas. As can be seen, we varied the size of the gap that affects the received power at the 1st antenna when the 2nd, 3rd, and 4th antennas were acting as a transmitter. Moreover, when the size of the gap was adjusted to 9.71 cm, the average received power was -52 dB. If we vary the size of the gap to be bigger than 9.71 cm, the received power will change slightly. Figure 4 shows the received power when we varied the size of the gap. In addition, Figure 5 defines the meaning of the width (W) and height (H). Figures 6 and 7 show the change of the resonant frequency and beamwidth, respectively. We can see that changing the W affects the resonant frequency and the changing the H affects the beamwidth. However, the designed antenna covers the 2.4 GHz band (2.4

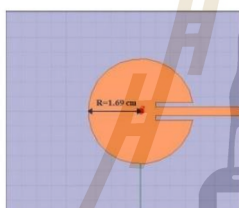


Figure 1. Circular microstrip patch antenna

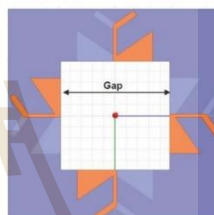


Figure 3. Antenna design when varying the size of the gap

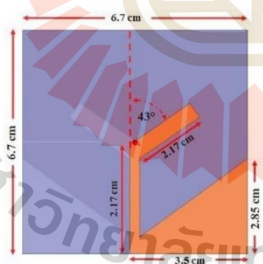


Figure 2. The initial antenna

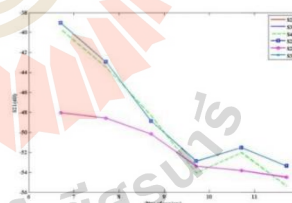


Figure 4. The received power at 1st antenna when 2nd, 3rd, and 4th were acting as a transmitter

-2.484 GHz), half-power beamwidth of 90 degrees, and has low interference from the side antenna.

Figures 8 and 9 show the final designed antenna and the details of the antenna, respectively. This antenna can be fabricated on 2-sided FR4 with a dielectric constant of 4.4 and substrate thickness of 1.6 mm. Furthermore, the overall size of the antenna is 19.6×19.6 cm². The antenna testing will be presented in the next section including the simulation and

experimental results in terms of the return loss, interference from the side antenna, and radiation pattern.

Results and Discussion

Figure 10 shows a photograph of the designed antenna. In this paper, the factors indicating the radiation performance are the return loss,

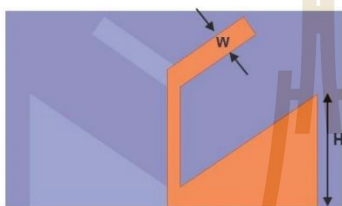


Figure 5. The meaning of W and H

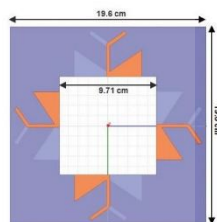


Figure 8. Final designed antenna

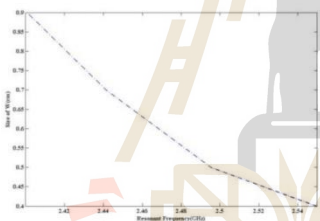


Figure 6. Resonant frequency VS Size of W

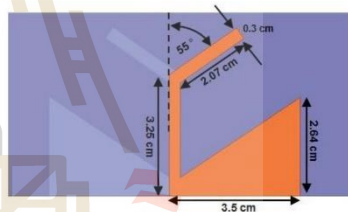


Figure 9. Final designed antenna detail

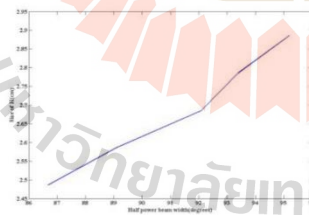


Figure 7. Half power beamwidth vs. Size of H



Figure 10. Photograph of antenna

interference from the side antenna, and radiation patterns. Figure 11 shows the simulated and measured S11 for the designed antenna, as shown in Figure 10. As can be seen, the simulated and measured S11 at 2.45 GHz is -39.96 dB and -33.76 dB, respectively. In addition, the simulated and measured S11 below -10 dB can cover the frequencies from 2.05 to 2.74 GHz and from 2.12 to 2.68 GHz, respectively. Moreover, the designed antenna covers the 2.4 GHz band (2.4-2.484 GHz). According to the simulation and measurement results, the S11 is in good agreement.

Figure 12 shows S21 at 2.4 GHz where S21 is the received power at the 1st antenna. We can see that the average of S21 is -52 dB for the simulation and -46 dB for the measurement. Figures 13 and 14 present both the simulated and measured radiation pattern for 4 antennas at 2.4 GHz for the E-plane and H-plane, respectively. The simulated and measured gain of the antenna is 4.67 dB and 4.45 dB, respectively.

Moreover, Figure 15 shows the sector antenna that provides full 360 degrees coverage up to 3 dB for the simulation and up to 4 dB for the

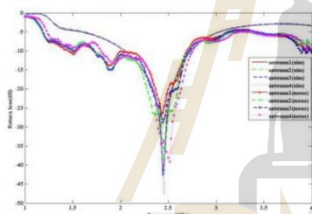


Figure 11. S11 of designed antenna from simulation and measurement

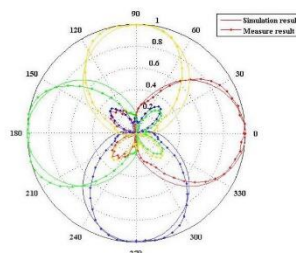


Figure 13. Radiation pattern (E-plane) from simulation and measurement

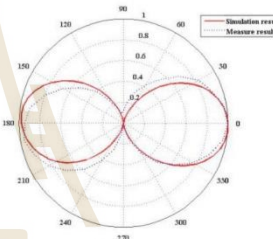


Figure 14. Radiation pattern (H-plane) from simulation and measurement

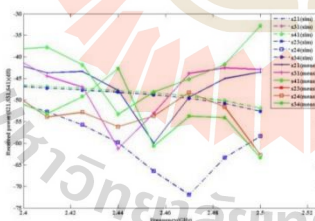


Figure 12. Received power at 1st antenna from simulation and measurement

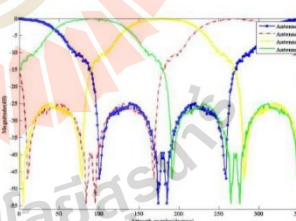


Figure 15. Combined antenna pattern of 4 sector antennas

measurement. We can observe that they are in good agreement as we can have a low back lobe.

In this paper, the obtained results are the return loss, interference from the side antenna, and radiation pattern. The obtained results of the designed antenna are in good agreement. In addition, this designed antenna has full 360 degrees coverage and low self-interference for the side antenna.

Conclusions

We have presented the simulation and measurement results for the sector antenna which can be fabricated on a single-layer FR4. The proposed antenna has a size of 19.6×19.6 cm². The return loss of the designed antenna covers the 2.4 GHz -band (2.4-2.484 GHz). The results have presented the antenna that has full 360-degree coverage with 4 sector antennas and a low back lobe. The obtained results of the designed antenna are in good agreement between the simulation and measurement. In addition, the measured radiation patterns have a resemblance to the simulated patterns. The designed antenna has been proposed for a 4-sector node and the results show excellent suitability for WLANs.

Acknowledgment

This work was supported by Suranaree University of Technology, Thailand.

References

- Au, E. (2016). The latest progress on IEEE 802.11 mc and IEEE 802.11ai [Standards]. *IEEE Veh. Technol. Mag.*, 11(3):19-21.
- Blaunstein, N. and Christodoulou, C. (2006). *Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Links: Terrestrial, Atmospheric and Ionospheric*. Wiley and Sons, Hoboken, NJ, USA, 614p.
- Chan-arpas, P., Denti, S., and Phongcharoenpanich, C. (2014). Dual-band dual-pattern truncated-corners microstrip antenna for GPS and WiFi applications. *Proceedings of the 20th Asia-Pacific Conference on Communication*, October 1-3, 2014; Pattaya, Thailand, p. 438-441.
- Choi, J.I., Jain, M., Srinivasan, K., Levis, P., and Katti, S. (2010). Achieving single channel, full duplex wireless communication. *Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, September 20-24, 2010; NY, USA, p. 1-12.
- Constantine, A.B. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design. Microstrip Antennas*. 3rd ed. John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, USA, 1136p.
- Haraz, O.M. and Sebak, A.R. (2011). Quadband planar PCB antenna for WLAN and mobile WiMAX applications. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*; July 3-8, 2011; Spokane, WA, USA, p. 416-418.
- Kaswiati, W.S. and Suryana, J. (2012). Design and realization of planar bow-tie dipole array antenna with dual-polarization at 2.4 GHz frequency for Wi-Fi access point application. *Proceedings of the 7th International Conference on Telecommunication Systems, Services, and Applications*; October 30-31, 2012; Bali, Indonesia, p. 218-222.
- Keeratipianlerd, K., Uthansakul, P., Uthansakul, M., and Sriploy, P. (2017). Unpublished data. Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand.
- Kim, M. and Choi, C.H. (2013). Hidden-node detection in IEEE 802.11n wireless LANs. *IEEE T. Veh. Technol.*, 62(6):2724-2734.
- Korakis, T., Jakllari, G., and Tassioulas, L. (2008). CDR-MAC: A protocol for full exploitation of directional antennas in ad hoc wireless networks. *IEEE T. Mobile Comput.*, 7(2):145-155.
- Lai, M.I., Wu, T.Y., Hsieh, J.C., Wang, C.H., and Jeng, S.K. (2008). Compact switched-beam antenna employing a four-element slot antenna array for digital home applications. *IEEE Transactions Antenn. Propag.*, 56(9):2929-2936.
- Mahlaoui, Z., Latif, A., Hussaini, A.S., Effergani, I.T.E., Ali, A., Mirza, F., and Abd-Alhameed, R. A. (2015). Design of a Sierpinski patch antenna around 2.4 GHz/5GHz for WiFi (IEEE 802.11n) applications. *Proceedings of Internet Technologies and Applications (ITA)*; September 8-11, 2015; Wrexham, UK, p. 472-474.
- Patron, D., Daryoush, A.S., and Dandekar, K.R. (2014). Optical control of reconfigurable antennas and application to a novel pattern-reconfigurable planar design. *J. Lightwave Technol.*, 32(20):3394-3402.
- Wnuk, M. and Nowosielski, L. (2016). Multisystem antenna for applications in WiFi networks. *Proceedings of the 10th European Conference on Antennas and Propagation*; April 10-15, 2016; Davos, Switzerland, p. 1-3.
- Yassin, A.A., Saeed, R.A., and Mokhtar, R.A. (2014). Dual-band microstrip patch antenna design using C-slot for WiFi and WiMax Applications. *Proceedings of the International Conference on Computer and Communication Engineering*; September 23-25, 2014; Kuala Lumpur, Malaysia, p. 228-231.

ประวัติผู้เขียน

นายกันต์ธร กิรติเพียรเลิศ เกิดเมื่อวันที่ 6 มิถุนายน พุทธศักราช 2536 ที่จังหวัดนครราชสีมา เริ่มศึกษาชั้นอนุบาลศึกษาปีที่ 1 ถึงชั้นมัธยมศึกษาปีที่ 6 โรงเรียนมารีย์วิทยา จังหวัดนครราชสีมา จากนั้นในปีพุทธศักราช 2554 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรี สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี หลังจากสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีด้วยเกียรตินิยมอันดับ 2 ในปีพุทธศักราช 2558 ได้มีความสนใจที่จะศึกษาต่อในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จึงได้สมัครเข้าศึกษาต่อในสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยขณะศึกษาได้รับทุนสนับสนุนจากทุนกิตติบัณฑิต

ระหว่างศึกษาได้มีโอกาสนำเสนอบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ จำนวน 1 ฉบับ และตีพิมพ์วารสารวิชาการระดับนานาชาติ จำนวน 1 ฉบับ ดังนี้

1) International Conference on Future Computer and Communication (ICFCC 2017) ในหัวข้อเรื่อง. “**Antenna Design for 4-Sector In WLAN Applications.**” Nagoya, Japan, 21-23 April 2017.

2) Suranaree Journal of Science and Technology (SJST) ในหัวข้อเรื่อง. “**Sector Antenna Design for WLAN Applications.**” Suranaree University of Technology, Thailand