

สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์

**MIMO CIRCULAR SHAPED MICROSTRIP ANTENNA FOR
ULTRA-WIDEBAND SYSTEMS**

POCH PEUV

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม

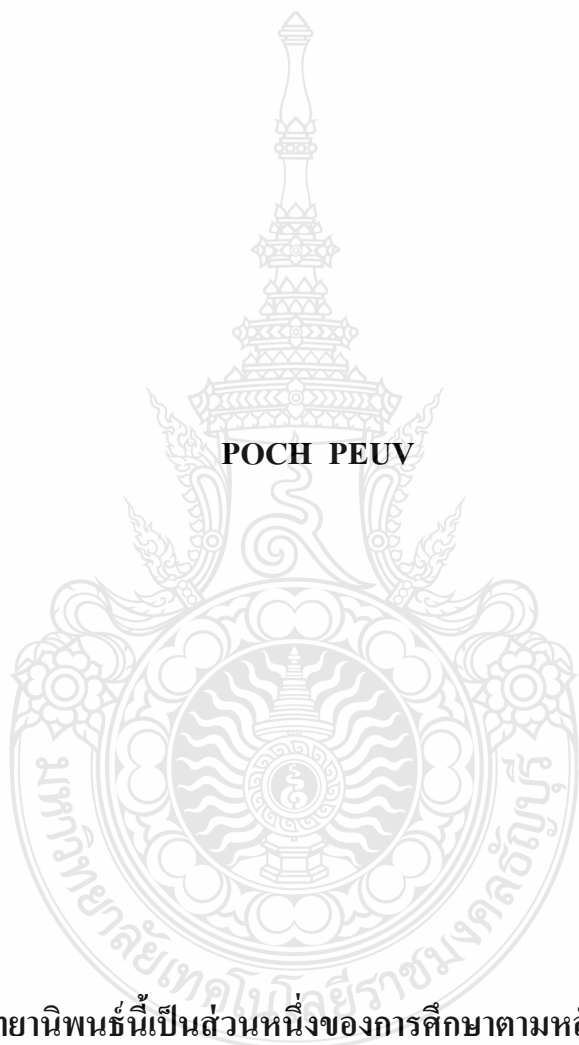
คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ปีการศึกษา 2558

ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบโมโนสำหรับ
ระบบอัลตราไวด์แบนด์



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
ปีการศึกษา 2558
ลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์
ชื่อ-นามสกุล	Mr. Poch Peuv
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ไพฑูรย์ รักเหลือ, วศ.ค.
ปีการศึกษา	2558

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 สายอากาศจะถูกจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อให้ได้ย่านความถี่ใช้งาน 3.1-10.6 GHz

การออกแบบสายอากาศไมโมแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบ คือ รูปแบบที่ 1 ใช้เทคนิคการเซาะร่องที่รูปร่างกลมใหญ่ และเพิ่มวงกลมเล็กจำนวน 7 วง เพื่อให้ได้ความถี่ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ ร่วมกับการใช้เทคนิคในการลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม ซึ่งสายอากาศที่ได้มีขนาด $38 \times 80 \text{ mm}^2$ และรูปแบบที่ 2 เป็นแพทช์แบบวงกลม 1 วง และใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์เพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น ซึ่งสายอากาศแบบนี้มีขนาด $40 \times 77 \text{ mm}^2$

ผลการวัดทดสอบสายอากาศรูปแบบที่ 1 มีแบนด์วิดท์ 9.28 GHz (2.52-11.88 GHz) คิดเป็นอัตราส่วน 4.71:1 และอัตราขยายเฉลี่ย 2.14 dBi สำหรับสายอากาศรูปแบบที่ 2 มีแบนด์วิดท์ 17.7 GHz (2.3-20 GHz) คิดเป็นอัตราส่วน 8.7:1 และอัตราขยายเฉลี่ย 2.07 dBi สายอากาศทั้งสองรูปแบบมีค่าประวิงกลุ่มต่ำกว่า 2 ns ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำกว่า 0.5 มีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลในย่านความถี่ใช้งานเป็นแบบรอบทิศทาง และสองทิศทางในระนาบ XZ และระนาบ YZ ตามลำดับ จากคุณลักษณะต่างๆ ของสายอากาศทั้งสองรูปแบบสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบอัลตราไวด์แบนด์ได้เป็นอย่างดี

คำสำคัญ: สายอากาศรูปร่างกลมแบบไมโม ระบบอัลตราไวด์แบนด์ การลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม

Thesis Title	MIMO Circular Shaped Microstrip Antenna for Ultra-wideband Systems
Name - Surname	Mr. Poch Peuv
Program	Electronics and Telecommunication Engineering
Thesis Advisor	Assistant Professor Paitoon Rakluea, D.Eng.
Academic Year	2015

ABSTRACT

This thesis presented the design and analysis of a MIMO circular shaped microstrip antenna for application to an ultra-wideband system (UWB). The proposed antenna was fabricated on a FR4 substrate with a dielectric constant (ϵ_r) of 4.3. All designs and simulations were completed using the Computer Simulation Technology Microwave Studio commercial electronics simulation software to achieve a frequency of 3.1-10.6 GHz.

The antenna designs were divided into two models. The first model used a circular groove in the middle of a large circle and added seven small circles to achieve an UWB system. It also used techniques for reducing mutual coupling. The dimension of proposed antenna was $38 \times 80 \text{ mm}^2$. In contrast, the second antenna consisted of a circular patch and etching on a ground plane to increase the bandwidth of the antenna. The dimension of the proposed antenna was $40 \times 77 \text{ mm}^2$.

For the measurement results, the first antenna achieved a bandwidth of 9.28 GHz (2.52-11.88 GHz) with a ratio bandwidth of 4.71:1 and an average expansive gain of 2.14 dBi. In the same way, the second one obtained a bandwidth of 17.7 GHz (2.3-20 GHz) with a ratio bandwidth of 8.7:1 and an average expansive gain of 2.07 dBi. Moreover, both antennas attained a group delay of less than 2 ns and a correlation coefficient below 0.5 throughout the frequency range of ultra-wideband. In addition, far field radiation patterns in the resonant frequencies of the two antennas were omni-directional and bidirectional in the XZ and YZ planes, respectively. Finally, it was found that many features of these antennas can be applied for effective ultra-wideband systems.

Keywords: MIMO circular shaped microstrip antenna, ultra-wideband system, mutual coupling reduction

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอกราบสำนึกในพระมหากรุณาธิคุณของสมเด็จพระเทพรัตนราชสุดา เจ้าฟ้ามหาจักรีสิรินธร รัฐสีมาคุณากรปิยชาติ สยามบรมราชกุมารี อย่างสูงยิ่ง ที่ทรงได้มอบทุนการศึกษาให้แก่ข้าพเจ้าจนได้สำเร็จการศึกษา ในโครงการพระราชทานความช่วยเหลือแก่ราชอาณาจักรกัมพูชาด้านการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดีจากความเมตตากรุณาจากผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ อาจารย์ ดร. วิสิทธิ์ ล้อธรรมจักร ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ดร. สิงห์ทอง พัฒนาเศรษฐานนท์ อาจารย์ ดร. วันวิสา ชัชวงษ์ ผู้ทรงคุณวุฒิกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ และอาจารย์ ดร. นรเสฏฐ์ วิชัยพาณิชย์ กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ เพื่อให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีความสมบูรณ์ยิ่งขึ้น ซึ่งผู้วิจัยขอขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ขอขอบคุณอาจารย์ ชวลิต รักเหลือ อาจารย์ ถัตรีชัย โชคชัย และอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้าและได้ให้ความอนุเคราะห์ทางด้านเครื่องมือและสถานที่ในการทำงานวิจัย ขอขอบคุณคณาจารย์และเจ้าหน้าที่ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรีทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องต่างๆ เสมอมา

ขอขอบคุณ คุณภานุวิทย์ ทองบ่อ คุณธีระชัย รัตนาดแก้ว คุณขวัญ หลุทัย และคุณพดด้วง ไชยมา นักศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี ที่ได้ให้แนวคิด และช่วยเหลือตลอดช่วงเวลาของการศึกษา และการทำวิจัยจนสำเร็จการศึกษา

ขอบคุณผู้บริหารและคณะครู สถาบันเทคโนโลยีกำลังแม่เตียล ที่ได้ให้คำแนะนำและเป็นกำลังใจมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขออุทิศส่วนกุศลทั้งหลายแก่พระคุณของบิดา มารดา ที่ท่านได้ลุล่วงไปแล้ว และขอบคุณครอบครัวญาติพี่น้องของข้าพเจ้า และ Mrs. Sun Theary ที่เป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

POCH PEUV

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	(3)
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	(4)
กิตติกรรมประกาศ.....	(5)
สารบัญ.....	(6)
สารบัญตาราง.....	(10)
สารบัญรูป.....	(11)
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	(15)
บทที่ 1 บทนำ.....	19
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	19
1.2 วัตถุประสงค์.....	20
1.3 ขอบเขตของการวิจัย.....	20
1.4 ขั้นตอนการวิจัย.....	21
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	21
บทที่ 2 วรรณกรรมหรืองานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	22
2.1 ทบทวนวรรณกรรม.....	22
2.2 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband Technology)	25
2.2.1 นิยามของระบบอัลตราไวด์แบนด์	26
2.2.2 คุณสมบัติของระบบอัลตราไวด์แบนด์	26
2.2.3 ข้อกำหนดของระบบอัลตราไวด์แบนด์	29
2.2.4 การประยุกต์ใช้ระบบอัลตราไวด์แบนด์	31
2.3. เทคโนโลยีโมโม (MIMO Technology).....	32
2.3.1 การแยกช่องสัญญาณแบบขนานในระบบโมโม.....	33
2.3.2 ความจุของช่องสัญญาณในระบบโมโม	35
2.3.3 ปราคฏการณ์เชื่อมร่วม	40
2.3.4 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์	40
2.4 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ.....	40
2.4.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน	40

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4.2 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย	46
2.4.3 ความเข้มของการแพร่กระจายคลื่น	47
2.4.4 สภาพเจาะจงทิศทาง	47
2.4.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศ.....	48
2.4.6 อัตราขยาย.....	48
2.4.7 ประสิทธิภาพของลำคลื่น	49
2.5 สายอากาศแบบไมโครสตริป.....	49
2.5.1 การส่งผ่านคลื่นในไมโครสตริป	51
2.5.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจาย และค่าความเร็วเฟส....	56
2.5.3 แบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ	56
2.5.4 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป	58
2.5.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริป.....	61
2.6 มาตรฐานของการสื่อสารแบบไร้สาย	62
2.6.1 มาตรฐาน IEEE 802.11	62
2.6.2 มาตรฐาน IEEE 802.16	62
2.6.3 มาตรฐาน IEEE 802.15	63
บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย.....	65
3.1 บทนำ.....	65
3.2 การออกแบบสายอากาศรูปร่างกลมพื้นฐาน	65
3.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1	74
3.4 ผลการจำลองสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1.....	82
3.4.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}).....	
และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})	82
3.4.2 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	82
3.4.3 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient).....	84
3.4.4 ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay)	84
3.4.5 ความหนาแน่นกระแส (Current density)	85

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4.6 อัตราขยายของสายอากาศ.....	87
3.4.7 ลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล	87
3.5 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2.....	93
3.6 ผลการจำลองสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2.....	97
3.6.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}).....	
และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})	97
3.6.2 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	98
3.6.3 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlations coefficient)	100
3.6.4 ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay)	100
3.6.5 ความหนาแน่นกระแส (Current density)	101
3.6.6 อัตราขยายของสายอากาศ.....	102
3.6.7 ลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล	103
3.7 สรุปผลการออกแบบ	109
บทที่ 4 การทดสอบ และผลการทดลอง.....	110
4.1 บทนำ.....	110
4.2 การวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1	111
4.2.1 ผลของการวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน	
ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	111
4.2.2 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)	114
4.2.3 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance).....	115
4.2.4 การวัดทดสอบค่าประวิงกลุ่ม (Group delay).....	116
4.2.5 การวัดทดสอบค่าอัตราขยาย	
และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ.....	117
4.3 การวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 2.....	123
4.3.1 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน	
ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน และค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	123
4.3.2 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)	126

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3.3 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance).....	127
4.3.4 การวัดทดสอบค่าประวิงกลุ่ม (Group delay).....	128
4.3.5 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายของสายอากาศ.....	129
4.4 สรุปผลการทดลอง	135
บทที่ 5 บทสรุป.....	136
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	136
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา.....	137
บรรณานุกรม.....	138
ภาคผนวก.....	143
ประวัติผู้เขียน.....	183



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคโนโลยีแบบต่างๆ	28
ตารางที่ 2.2 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ FCC	29
ตารางที่ 2.3 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ ITU	30
ตารางที่ 2.4 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองแบบต่างๆ	50
ตารางที่ 2.5 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ	64
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศรูปวงกลมพื้นฐาน	73
ตารางที่ 3.2 ผลการจำลองค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1	87
ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโครรูปแบบที่ 2	97
ตารางที่ 3.4 ผลการจำลองค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2	102
ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์เบนคิ้วด์ท์	
ระหว่างของผลการจำลองกับผลการวัดจริง	114
ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง	118
ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์เบนคิ้วด์ท์	
ระหว่างของผลการจำลองกับผลการวัดจริง	126
ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบอัตราขยายจากผลการจำลอง และผลการวัดจริง	130
ตารางที่ 5.1 ผลของการออกแบบ และสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลม	
แบบไมโครสำหรับการประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์	137

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น	25
รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบความเร็วการรับส่งข้อมูลระหว่าง..... ระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น ๆ.....	28
รูปที่ 2.3 การเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ในระบบอัลตราไวด์แบนด์	
ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายใน และภายนอกอาคาร	30
รูปที่ 2.4 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายในบ้านพักอาศัยหรือที่สำนักงาน	31
รูปที่ 2.5 การประยุกต์ใช้ระบบอัลตราไวด์แบนด์ในการหาตำแหน่งของวัตถุ	32
รูปที่ 2.6 กระบวนการรับส่งข้อมูลในระบบโมโม	33
รูปที่ 2.7 การเข้ารหัสที่ภาคส่งและสัญญาณที่รับได้.....	34
รูปที่ 2.8 การเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทางของระบบโมโม	34
รูปที่ 2.9 ระบบโคออดิเนทสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ.....	41
รูปที่ 2.10 พูต่างๆ และบีมวิคท์ของแบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศ	42
รูปที่ 2.11 แบบรูปการแพร่กระจายในแบบเชิงเส้น.....	43
รูปที่ 2.12 แบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศรอบทิศทาง	44
รูปที่ 2.13 แบบรูปการแพร่กระจายหลักในระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร	44
รูปที่ 2.14 การแบ่งบริเวณสนามของสายอากาศ.....	45
รูปที่ 2.15 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป.....	50
รูปที่ 2.16 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า	51
รูปที่ 2.17 การเปรียบเทียบความกว้างของไมโครสตริปกับความหนาของวัสดุฐานรอง.....	54
รูปที่ 2.18 แบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ	56
รูปที่ 2.19 โครงสร้างสายอากาศรูปวงกลม	58
รูปที่ 2.20 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป	59
รูปที่ 3.1 โครงสร้างต้นแบบของสายอากาศรูปวงกลม.....	66
รูปที่ 3.2 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ของสายอากาศต้นแบบ.....	70
รูปที่ 3.3 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับลด	
ขนาดความยาวของระนาบกราวด์.....	71

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.4 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดครีสมิของสายอากาศ (x).....	71
รูปที่ 3.5 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการ ปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ	71
รูปที่ 3.6 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อทำการปรับ..... ขนาดความยาวของสายนำสัญญาณ	72
รูปที่ 3.7 โครงสร้างสายอากาศต้นแบบสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์.....	73
รูปที่ 3.8 สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1.....	74
รูปที่ 3.9 การเพิ่มพารามิเตอร์ r2 และ r3 ของสายอากาศรูปแบบที่ 1	76
รูปที่ 3.10 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดของวงกลม	76
รูปที่ 3.11 การเพิ่มแขนต่อระหว่างวงกลม r2 กับ r3	77
รูปที่ 3.12 การเปรียบเทียบความหนาแน่นกระแสของสายอากาศต้นแบบรูปแบบที่ 1	78
รูปที่ 3.13 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของสายอากาศต้นแบบรูปแบบที่ 1	79
รูปที่ 3.14 การออกแบบสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1.....	80
รูปที่ 3.15 การเพิ่มสลับกลางระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศไมโมทั้งสองพอร์ต	81
รูปที่ 3.16 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})	81
รูปที่ 3.17 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})	82
รูปที่ 3.18 ผลการจำลองอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	82
รูปที่ 3.19 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์	84
รูปที่ 3.20 ผลการจำลองค่าประวิงกลุ่ม	84
รูปที่ 3.21 ความหนาแน่นกระแสในสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 ความถี่ 3.1 GHz.....	85
รูปที่ 3.22 ความหนาแน่นกระแสในสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 ความถี่ 10.6 GHz.....	86
รูปที่ 3.23 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz.....	87
รูปที่ 3.24 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz.....	89
รูปที่ 3.25 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz.....	90
รูปที่ 3.26 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz.....	91
รูปที่ 3.27 โครงสร้างต้นแบบของสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2	93

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.28	สัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) จากการปรับความกว้าง (Ws) ของวัสดุฐานรอง.....	94
รูปที่ 3.29	ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนหลังจากทำการเจาะร่องที่ระนาบกราวด์.....	94
รูปที่ 3.30	โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2.....	95
รูปที่ 3.31	การปรับระยะห่างระนาบกราวด์ (d) ของสายอากาศรูปแบบที่ 2.....	95
รูปที่ 3.32	การเพิ่มสตັบกลางระหว่างระนาบกราวด์ ของสายอากาศรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2	96
รูปที่ 3.33	ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22})..... และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})	98
รูปที่ 3.34	ผลการจำลองค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง.....	98
รูปที่ 3.35	ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2.....	100
รูปที่ 3.36	ผลการจำลองค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมชนิดที่ 2.....	100
รูปที่ 3.37	ความหนาแน่นกระแสของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ความถี่ 3.1 GHz.....	101
รูปที่ 3.38	ความหนาแน่นกระแสของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ความถี่ 10.6 GHz.....	101
รูปที่ 3.39	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz.....	103
รูปที่ 3.40	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz.....	105
รูปที่ 3.41	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz.....	106
รูปที่ 3.42	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz.....	107
รูปที่ 4.1	เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B	110
รูปที่ 4.2	วิธีการวัดสายอากาศไมโมจำนวน 2 พรอด์	110
รูปที่ 4.3	สายอากาศไมโครสตริปแบบไมโมรูปแบบที่ 1	111
รูปที่ 4.4	ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22})..... และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศรูปแบบที่ 1.....	111
รูปที่ 4.5	ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1	112
รูปที่ 4.6	การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง.....	112
รูปที่ 4.7	การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง	113
รูปที่ 4.8	การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง	115
รูปที่ 4.9	ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1	115

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.10	ผลการจำลองค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1	116
รูปที่ 4.11	วิธีวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1.....	116
รูปที่ 4.12	ผลการวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1	117
รูปที่ 4.13	การวัดทดสอบค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงาน ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1	117
รูปที่ 4.14	การเปรียบเทียบอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง.....	119
รูปที่ 4.15	ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz	120
รูปที่ 4.16	ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz	120
รูปที่ 4.17	ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz	121
รูปที่ 4.18	ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz	122
รูปที่ 4.19	สายอากาศแบบไมโมสำหรับประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2	123
รูปที่ 4.20	ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22})	
	และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศรูปแบบที่ 2	123
รูปที่ 4.21	ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2	124
รูปที่ 4.22	การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง.....	124
รูปที่ 4.23	การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง	125
รูปที่ 4.24	การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง	127
รูปที่ 4.25	ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2.....	127
รูปที่ 4.26	ผลการจำลองค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2.....	128
รูปที่ 4.27	วิธีวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1.....	128
รูปที่ 4.28	ผลการวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2	129
รูปที่ 4.29	การวัดค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2	129
รูปที่ 4.30	การเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศจากผลการจำลองและผลการวัดจริง	131
รูปที่ 4.31	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz.....	132
รูปที่ 4.32	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz.....	132
รูปที่ 4.33	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz.....	133
รูปที่ 4.34	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz.....	134

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

c	Wave velocity
C	Capacitor
cm	Centimeter
D	Distance
dB	Decibel
dB _i	Decibel Isotropic
dB _m	Decibel mill watt
E	Electric field
f	Frequency
f _c	Frequency center
f _h	High Frequency
f _l	Low Frequency
GHz	Giga Hertz
h	Thickness of substrate
H	Magnetic field
kbsp	Kilobit Per Second
kV	Kilovolt
L	Long
m	Metter
Mbps	Mega Bit Per Second
MHz	Mega Hertz
mm	Millimeter
mp3	MPEG Audio Layer3
mW	Mill watt
Q	Quality Factor
R	Radiating
r	Radius

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

Rx	Receiver
S_{11}, S_{22}	Reflection coefficient
S_{21}, S_{12}	Transmission coefficient
SNR	Signal to Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
t	Thickness of microstrip
Tx	Transceiver
μW	Microwatt
V_p	Phase Velocity
W	Wide
\vec{E}	Electric field vector
\vec{H}	Magnetic field vector
V_p	Phase velocity
Z_0	Characteristic impedance
Z_{in}	Input impedance
α_m	Metallic attenuation constant
α_d	Dielectric loss
β	Radiation characteristic
γ	Propagation constant
ϵ	Absolute permittivity
ϵ_r	Relative dielectric constant
ϵ_{eff}	Effective dielectric constant
η	Intrinsic impedance
λ_0	Wavelength of free space
λ_g	Wavelength of material
σ	Electric conductivity
ω	Angular frequency

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

ADC	Analog to Digital Converter
ADSL	Asynchronous Digital Subscriber Line
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BW	Bandwidth
CCK	Complementary Code Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CST	Computer Simulation Technology
DCS	Digital Cellular System
DSS	Direct-sequence Spread Spectrum
DVD	Digital Versatile Disc
EDGE	Enhanced Data rates for Global Evolution
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EV-DO	Evolution-Data Optimized
FAA	Federal Aviation Administration
FCC	Federal Communication Commission
FNBW	First null beamwidth
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile
HPBW	Half-power beamwidth
HSPDA	High Speed Downlink Packet Access
IE3D	Integral Equation Three Dimensional
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IMT2000	International Mobile Telecommunications for the year 2000
ISM	Industrial Scientific and Medical
ITU	International Telecommunication Union

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

MAC	Media Access Control
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
NLOS	Non-Line-of-Sight
NOI	Notice of inquiry
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAN	Personal area network
PDC	Personal Digital Communication
PHS	Personal Handset System
PPM	Pulse Position Modulation
QAM	Quadrature amplitude modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
Radar	Radio detection and ranging
RF	Radio Frequency
SNR	Signal to Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
TEM	Transverse Electric-Magnetic
TM	Transverse Mode
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UNII	Unlicensed National Information Infrastructure
UWB	Ultra-Wideband
VSWR	Standing Wave Ratio Voltage
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว และเป็นปัจจัยหนึ่งที่มีบทบาทอย่างมากต่อการพัฒนาประเทศและการดำเนินชีวิตความเป็นอยู่ของมนุษย์ โดยเฉพาะการติดต่อสื่อสารในย่านความถี่ไมโครเวฟ ซึ่งได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารอย่างมากมาย เช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบการสื่อสารทางไกลผ่านดาวเทียม ระบบวิทยุสื่อสาร ระบบเรดาร์ ตลอดจนการนำมาประยุกต์ใช้ในด้านการศึกษา ด้านการสำรวจทรัพยากรทางธรรมชาติ ด้านธุรกิจ ด้านการแพทย์ ด้านการทหาร การติดต่อสื่อสารในระยะสั้นภายในสำนักงานและบ้านพักอาศัย เป็นต้น ซึ่งล้วนแล้วจำเป็นต้องใช้เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่มีความเร็วสูงมากในการรับส่งข้อมูล โดยเทคโนโลยีหนึ่งที่กำลังได้รับความสนใจมากก็คือเทคโนโลยี หรือระบบอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband: UWB) ซึ่งอยู่ภายใต้ข้อกำหนดของคณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Communication Commission: FCC) ที่ได้ออกประกาศเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี 2002 เกี่ยวกับการสื่อสารในระยะใกล้ โดยระบบอัลตราไวด์แบนด์มีความถี่ใช้งานตั้งแต่ 3.1-10.6 GHz มีแบนด์วิดท์เท่ากับ 7.5 GHz บนมาตรฐาน IEEE802.15.3a เป็นเทคโนโลยีที่มีวิธีการรับส่งสัญญาณในรูปของพัลส์แคบๆ ผ่านแบนด์วิดท์ที่กว้างและสามารถรับส่งข้อมูลได้ในปริมาณมาก โดยเฉพาะระบบนี้ใช้ความหนาแน่นกำลังงานเชิงเป็กตรัมในระดับต่ำมากเพียง -41.3 dBm/MHz [1-3]

ในระบบการสื่อสารไร้สายนั้นสิ่งที่ขาดไม่ได้ก็คือตัวสายอากาศ ซึ่งเป็นองค์ประกอบหลักที่ทำหน้าที่ในการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกไปในอากาศ เพื่อให้อุปกรณ์ทั้งภาคส่งและภาครับสามารถติดต่อสื่อสารกันได้ จึงทำให้มีงานวิจัยมากมายที่ได้ทำการศึกษาและออกแบบสายอากาศให้สามารถรองรับการใช้งานที่หลากหลายมากยิ่งขึ้น ทั้งในย่านความถี่แถบแคบ (Narrow band) ย่านความถี่แถบกว้าง (Wideband) [4-7] และในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ [8-13] โดยเฉพาะสายอากาศที่กำลังได้รับความนิยมมาก ก็คือสายอากาศแบบไมโม (Multiple Input Multiple Output: MIMO) ซึ่งเป็นระบบที่มีการใช้สายอากาศแบบหลายองค์ประกอบในการรับส่งสัญญาณทั้งในภาคส่งและภาครับ แตกต่างจากเทคโนโลยีเดิมที่ใช้สายอากาศเพียงต้นเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งหรือที่ภาครับ โดยสายอากาศแบบไมโมสามารถเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูลต่อย่านความถี่ใช้งาน เพิ่มช่องทางการสื่อสาร (Multichannel) เพิ่มความจุของข้อมูล (Capacity) และสามารถแก้ปัญหาเรื่องสิ่งกีดขวางต่างๆ (Non-Line-of-Sight : NLOS) ได้เป็นอย่างดี [14-16] จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

กับการออกแบบสายอากาศไมโมสำหรับใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์พบว่าสายอากาศมีขนาดใหญ่ ใช้วัสดุที่หาได้ยาก มีราคาสูงและยังไม่ตอบสนองต่อย่านความถี่ที่ต้องการ [17-22]

ดังนั้นในงานวิจัยนี้ จึงได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอัลตราไวด์แบนด์ในย่านความถี่ 3.1-10.6 GHz โดยใช้วัสดุฐานรองเป็นแบบไมโครสตริปชนิด FR4 ซึ่งในการออกแบบสายอากาศนั้นได้มีการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป Computer Simulation Technology Microwave Studio (CST) ร่วมกับการใช้เทคนิคการลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) [23-28] และการขยายอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น [29-33] เพื่อสร้างเป็นสายอากาศต้นแบบให้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ออกแบบและสร้างง่าย ราคาไม่สูงมากนัก แต่ยังให้ประสิทธิภาพในการแผ่พลังงานที่ดี มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมตลอดช่วงความถี่อัลตราไวด์แบนด์และมีอัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศยังอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้

1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 วิเคราะห์และออกแบบสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์

1.2.2 วิเคราะห์คุณลักษณะทางไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์

1.2.3 ประยุกต์ใช้เทคนิคต่างๆ ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์

1.2.4 สร้างและวัดทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 สายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมสร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4

1.3.2 ออกแบบและสร้างสายอากาศเป็น 2 รูปแบบคือ สายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1 และสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2

1.3.3 สายอากาศทั้งสองรูปแบบมีแบนด์วิดท์ตอบสนองต่อระบบอัลตราไวด์แบนด์ความถี่ 3.1-10.6 GHz มีค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่ำกว่า -15 dB ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ต่ำกว่า 0.5 ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) ต่ำกว่า 2 ns และอัตราขยายของสายอากาศ (Gain) ไม่ต่ำกว่า 2 dBi

1.4 ขั้นตอนการวิจัย

1.4.1 ศึกษาทฤษฎีและทบทวนวรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์

1.4.2 ศึกษาวิธีการใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เพื่อทำการออกแบบและการวิเคราะห์พารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์

1.4.3 ออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio

1.4.4 สร้างสายอากาศตัวจริงลงบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 และทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

1.4.5 จัดทำบทความสำหรับนำเสนอผลการวิจัยและส่งตีพิมพ์

1.4.6 สรุปผลงานวิจัยและจัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมนาคระห์ครัดจำนวน 2 รูปแบบ สามารถประยุกต์ใช้ในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์สอดคล้องกับมาตรฐานของ FCC และยังสามารถรองรับกับมาตรฐานการสื่อสารไร้สายอื่นๆ เช่น IEEE802.11a IEEE802.15.3a และ IEEE802.16 เป็นต้น

บทที่ 2

วรรณกรรมหรืองานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทบทวนวรรณกรรมที่ได้นำเสนอหลักการการออกแบบสายอากาศไมโมเพื่อประยุกต์ใช้งานในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ รวมทั้งทฤษฎีที่เกี่ยวข้องต่างๆ เช่น เทคโนโลยีของอัลตราไวด์แบนด์ เทคโนโลยีของระบบไมโม พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศสายอากาศแบบไมโครสตริปและมาตรฐานของการสื่อสารไร้สายแบบต่างๆ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.1 ทบทวนวรรณกรรม

สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นคือ มีน้ำหนักเบา ขนาดเล็กและใช้ต้นทุนในการสร้างต่ำ ซึ่งในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปนั้นสิ่งที่สำคัญคือการออกแบบโครงสร้างแพทช์ของสายอากาศที่สามารถตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ตามที่ต้องการ ซึ่งที่ผ่านมามีผู้วิจัยหลายท่านได้นำเสนอการออกแบบโครงสร้างสายอากาศและมีขนาดที่แตกต่างกันออกไปเช่น โครงสร้างรูปสามเหลี่ยม โครงสร้างรูปสี่เหลี่ยมและโครงสร้างรูปวงกลมเป็นต้น ซึ่งจากการศึกษาพบว่าโครงสร้างรูปวงกลมเป็นโครงสร้างหนึ่งที่สามารถตอบสนองในย่านความถี่ที่กว้างกว่าโครงสร้างอื่น ดังในงานวิจัยที่ [8] ได้ทำการศึกษาออกแบบสายอากาศโมนโพลรูปวงกลมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ที่ใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองแบบและวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศเป็นรูปวงกลมกับการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ 50Ω สายอากาศถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีขนาดเท่ากับ $42 \times 50 \text{ mm}^2$ ความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 1.5 mm มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.7 สายอากาศที่ได้สามารถตอบสนองต่อความถี่ 2.78-9.78 GHz ส่วนในงานวิจัยที่ [9] ได้นำเสนอสายอากาศโมนโพลรูปวงแหวนสำหรับประยุกต์ใช้ในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ โดยใช้โปรแกรม Integral Equation Three Dimensional (IE3D) มาช่วยในการออกแบบสายอากาศบนวัสดุฐานรองเป็นชนิด FR4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณที่ 50Ω ความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 1.59 mm มีรัศมีด้านนอก (Outer radius) เท่ากับ 10.5 mm และรัศมีด้านใน (Inner radius) เท่ากับ 4 mm จากการศึกษาพบว่าการทำงานวงแหวนสามารถช่วยทำให้ลดขนาดของสายอากาศให้เล็กลงได้และขนาดของระนาบกราวด์จะส่งผลต่อความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ซึ่งขนาดของระนาบกราวด์ที่เหมาะสมเท่ากับ $11 \times 34 \text{ mm}^2$ ให้ค่า VSWR น้อย

กว่า 2 ตลอดช่วงความถี่ 3.1-10.6 GHz และในงานวิจัยที่ [10] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศรูปวงกลมร่วมกับการใช้เทคนิคการทำชั้นที่ตัวสายนำสัญญาณสำหรับใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์สายอากาศที่ได้มีขนาด $30 \times 35 \text{ mm}^2$ ขนาดของรัศมี (R) เท่ากับ 7.5 mm มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เท่ากับ 3.38 ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.83 mm ระบายกราวด์มีขนาด $30 \times 15.6 \text{ mm}^2$ และสายนำสัญญาณของสายอากาศต้นแบบมีขนาด $1.8 \times 8 \text{ mm}^2$ ทำให้มีแบนด์วิดท์ที่สามารถตอบสนองต่อความถี่ 3.47-31.94 GHz (BW = 28.47 GHz)

ในขณะที่เดียวกันสายอากาศที่กำลังได้รับความนิยมมาก ก็คือสายอากาศแบบไมโมโดยภาคส่งและภาครับสามารถใช้สายอากาศที่มีมากกว่าหนึ่งตัวเพื่อเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูลต่อย่านความถี่ที่ใช้งาน เพิ่มช่องทางการสื่อสาร เพิ่มความจุของข้อมูลและสามารถหลีกเลี่ยงสิ่งกีดขวางต่างๆ ได้เป็นอย่างดี แต่ในการออกแบบสายอากาศไมโมนั้นจะประสบปัญหาเรื่องสัญญาณแทรกสอดกันระหว่างตัวสายอากาศกันเอง จึงมีงานวิจัยที่ [17] ได้นำเสนอสายอากาศแบบไมโม โดยใช้เทคนิคการเพิ่มสัดรูปตัว T ที่ระบายกราวด์ สำหรับใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ สายอากาศถูกออกแบบเป็นรูปสี่เหลี่ยมจำนวนสองพอร์ตวางบนวัสดุฐานรองที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 2.65 ค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย (tan δ) เท่ากับ 0.001 จากการศึกษาพบว่า การเพิ่มสัดรูปตัว T ที่ระบายกราวด์จะทำให้ช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ของสายอากาศแบบไมโมได้ดี ซึ่งจะเห็นได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{12} , S_{21}) มีค่าต่ำกว่า -18 dB ตลอดช่วงความถี่ 3.3-10.4 GHz ในงานวิจัยที่ [18] ได้นำเสนอการออกแบบและศึกษาคุณลักษณะของสายอากาศไมโมเพื่อการสื่อสารในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งได้ออกแบบสายอากาศจำนวนสองพอร์ตที่มีการผสมเข้าด้วยกันระหว่างสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมกับแบบวงกลม มีขนาดเท่ากับ $30 \times 85 \text{ mm}^2$ มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 และความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 1.6 mm จากการศึกษาพบว่า การลดขนาดระยะห่าง (d) ระหว่างตัวสายอากาศทั้งสองทำให้ค่าปรากฏการณ์เชื่อมร่วมมีการเพิ่มขึ้น จึงทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศลดลงไปด้วยและระยะห่างที่เหมาะสมคือ d เท่ากับ 20 mm จะทำให้สายอากาศสามารถตอบสนองต่อความถี่ในช่วง 3.1-10 GHz และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าน้อยกว่า 0.025 ซึ่งเป็นผลดีต่อสายอากาศแบบไมโมสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน ในงานวิจัยที่ [24] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศระนาบร่วม (Dual-polarized slot) สำหรับประยุกต์ใช้ในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ โดยสายอากาศได้ออกแบบและสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด Rogers RO4350B มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 3.48 ความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 0.762 mm ขนาดของสายอากาศเท่ากับ $56 \times 56 \text{ mm}^2$ จากการศึกษาพบว่า การเพิ่มสัดตรงกลางอยู่ระหว่างสายอากาศทั้งสองตัวจะช่วยให้การลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วมของสายอากาศแบบไมโม ซึ่งเป็นตัวที่

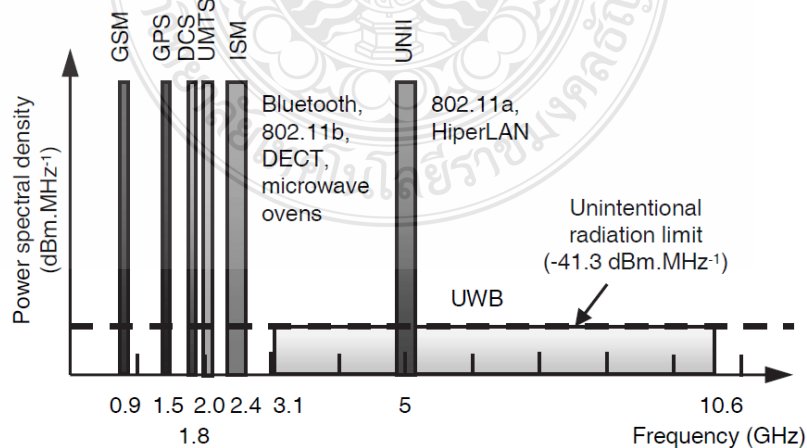
ทำหน้าที่กั้นการไหลของกระแสไฟฟ้าภายในสายอากาศแต่ละตัว ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{12} , S_{21}) มีค่าต่ำกว่า -20 dB มีประสิทธิภาพของสายอากาศไม่ต่ำกว่า 62% ตลอดช่วงความถี่ใช้งาน และมีอัตราขยายตั้งแต่ 2.76-5.96 dBi และในงานวิจัยที่ [27] ได้นำเสนอสายอากาศแบบไมโมขนาดกระทัดรัดสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยใช้วัสดุฐานรองเป็นแบบ FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 ความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 1.5 mm จากการศึกษพบว่า การเพิ่มสัดตรงกลางระหว่างสายอากาศทั้งสองตัวสามารถช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วมได้ถึง -26 dB มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์น้อยกว่า 0.03 และมีประสิทธิภาพของสายอากาศตั้งแต่ 91-97%

นอกจากนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้ดีขึ้นมีผู้นำเสนอเทคนิคหลายอย่างเช่น การเพิ่มสัดที่ตัวแพทช์ หรือที่ระนาบกราวด์ของสายอากาศและการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น ดังในงานวิจัยที่ [28] ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศรูปวงกลมสำหรับการประยุกต์ใช้ในย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ โดยใช้เทคนิคการเซาะที่ระนาบกราวด์เพื่อลดการเชื่อมร่วม (Coupling) ระหว่างตัวแพทช์กับระนาบกราวด์ สามารถช่วยให้สายอากาศได้รับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้น สายอากาศที่ได้มีขนาดเท่ากับ $35 \times 20 \text{ mm}^2$ สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 0.8 mm ขนาดของระนาบกราวด์เท่ากับ $15 \times 20 \text{ mm}^2$ ส่วนงานวิจัยที่ [29] ได้ศึกษาสายอากาศรูปวงกลมขนาดกระทัดรัดสำหรับย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ขนาด $15 \times 15 \text{ mm}^2$ ใช้วัสดุฐานรองชนิด Taconic CER-10 มีความหนาเท่ากับ 1.5 mm ค่าไดอิเล็กทริกเท่ากับ 10 และค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย ($\tan\delta$) เท่ากับ 0.0035 จากการศึกษพบว่า การเซาะร่องระนาบกราวด์ที่ความยาว (a) เท่ากับ 2 mm และความกว้าง (b) เท่ากับ 3.5 mm ทำให้มีผลต่อแบนด์วิดท์ตลอดย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ 3.4-12.8 GHz [30] และงานวิจัยที่ [31] ได้ศึกษาการออกแบบสายอากาศโมโนโพลสำหรับใช้ในย่านความถี่ซูเปอร์ไวด์แบนด์ (Super wide band) โดยมีโครงสร้างพื้นฐานเป็นรูปวงกลมและมีการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์เพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น ซึ่งพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศหลังจากที่ได้ทำการปรับค่าที่เหมาะสม โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ทำให้สายอากาศมีขนาดเท่ากับ $42 \times 45 \text{ mm}^2$ และการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์สามารถช่วยลดค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศได้ ทำให้สายอากาศสามารถตอบสนองต่อความถี่ได้กว้างจาก 2-100 GHz และมีอัตราขยายตั้งแต่ 1.8 dBi ถึง 6.2 dBi

2.2 เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (Ultra-Wideband Technology)

ในปลายศตวรรษที่ 20 การศึกษาทางด้านการสื่อสารโทรคมนาคมมีความก้าวหน้าอย่างมีนัยสำคัญ ซึ่งการถือกำเนิดของระบบเทคโนโลยีโทรคมนาคมใหม่ทำให้ระบบโทรศัพท์ที่ได้รับการเปลี่ยนจากการรับส่งข้อมูลแบบโทรเลขไปเป็นการรับส่งด้วยใช้คลื่นวิทยุแทนและได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องซึ่งเป็นการตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้งานทั้งในเชิงความเร็วการถ่ายโอนข้อมูลและปริมาณของข้อมูลที่มีจำนวนมาก โดยเฉพาะความท้าทายทางด้านวิทยาศาสตร์ในปัจจุบันที่พยายามให้มีการใช้อัตราการโอนถ่ายข้อมูลที่สูงมากในระยะทางไกลๆ ซึ่งในบริบทนี้เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ (UWB) เป็นเทคโนโลยีหนึ่งที่มีใช้กันครั้งแรกในระบบเรดาร์ ก็จะเป็นเทคโนโลยีที่เหมาะสมที่สุดของการสื่อสารไร้สายในอนาคตอันใกล้นี้ [34]

เมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 คณะกรรมาธิการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) ได้กำหนดมาตรฐานเชิงเทคนิคและข้อจำกัดสำหรับอุปกรณ์อัลตราไวด์แบนด์ โดยแบ่งตามศักยภาพที่ทำให้เกิดการแทรกสอดต่อกัน 3 ชนิดประกอบไปด้วย ระบบการสร้างภาพ ระบบเรดาร์ยานพาหนะและระบบการสื่อสารและการวัด โดยการประยุกต์ใช้งานระบบการสร้างภาพอัลตราไวด์แบนด์ได้รวมถึงระบบเรดาร์ทะลุพื้น (Ground Penetrating Radar: GPR) ระบบการสร้างภาพทะลุกำแพง ระบบระแวดระวังภัยและระบบทางการแพทย์ [3] เนื่องจากระบบอัลตราไวด์แบนด์เป็นระบบการสื่อสารที่มีแบนด์วิดท์กว้างมากและมีสเปกตรัมไปทับซ้อนกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันเช่น ระบบเครือข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลไร้สาย (Wireless Personal Area Network: WPAN) ดังนั้น FCC จึงได้กำหนดให้ใช้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีระดับที่ต่ำมากไว้ไม่เกิน -41.3 dBm/MHz ดังแสดงในรูปที่ 2.1 และได้กำหนดแบนด์วิดท์ให้อยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานจริง



รูปที่ 2.1 การเปรียบเทียบสเปกตรัมของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [35]

2.2.1 นิยามของระบบอัลตราไวด์แบนด์

คณะกรรมการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกาได้ให้นิยามของระบบอัลตราไวด์แบนด์ เป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์เชิงเศษส่วนมากกว่าหรือเท่ากับ 0.2 หรือมีแบนด์วิดท์มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz ทั้งนี้หากเปรียบเทียบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์กับเทคโนโลยีแถบแคบแล้วจะพบว่าเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีประสิทธิภาพเหนือกว่าเทคโนโลยีแถบแคบทั้งด้านความเร็วในการรับส่งข้อมูล การใช้พลังงานที่ต่ำ รวมถึงความสามารถในการรับส่งข้อมูลได้ดีกว่าเทคโนโลยีอื่นๆ

ระบบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ เป็นเทคโนโลยีที่ใช้เทคนิคการส่งคลื่นวิทยุในการติดต่อสื่อสาร โดยมีชื่อเรียกที่แตกต่างออกไปเช่น คลื่นวิทยุแบบอิมพัลส์ (Impulse radio) คลื่นพาห်แบบเสรี (Carrier-free radio) คลื่นวิทยุสัญญาณแถบความถี่ฐาน (Baseband radio) คลื่นวิทยุแบบโดเมนเวลา (Time domain radio) คลื่นวิทยุแบบไม่เป็นคลื่นไซน์ (Non-sinusoid radio) ฟังก์ชันวิทยุมุมฉาก (Orthogonal function radio) และคลื่นวิทยุที่มีแบนด์วิดท์กว้าง (Large relative bandwidth radio) ซึ่งความสัมพันธ์ของแบนด์วิดท์สามารถหาได้จากสมการที่ (2.1) [35]

$$B_{f,3dB} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \quad (2.1)$$

โดย f_h คือความถี่สูงสุดและ f_l คือความถี่ต่ำสุดของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งค่าความถี่สูงสุดและต่ำสุดของแถบความถี่นี้ได้พิจารณาจากตำแหน่งระดับต่ำสุดที่ -3 dB ต่อมาในปี ค.ศ. 2002 FCC ได้ขยายเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เพิ่มอีก 20% และกำหนดตำแหน่งแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นที่ $B_{f,10dB}$ สำหรับการหาเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์และอัตราส่วนแบนด์วิดท์ในระบบอัลตราไวด์แบนด์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.2) และ (2.3) [35] ตามลำดับดังนี้

$$BW = \frac{f_h - f_l}{f_c} \times 100\% \quad (2.2)$$

$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (2.3)$$

2.2.2 คุณสมบัติของระบบอัลตราไวด์แบนด์

จากคุณสมบัติต่างๆ ของเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ที่ได้กล่าวข้างต้น จะเห็นได้ว่ามีความเหมาะสมสำหรับนำมาประยุกต์ใช้งานในลักษณะของโครงข่ายพื้นที่ส่วนบุคคลแบบไร้สาย

(WPAN) การติดต่อสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ ในการรับส่งข้อมูลชนิดมัลติมีเดียที่มีขนาดใหญ่ซึ่งต้องการความเร็วสูงเช่น การติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องพิมพ์ กล้องวิดีโอ กล้องถ่ายรูป เครื่องสแกนเนอร์ เป็นต้น ซึ่งเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีคุณสมบัติที่รองรับความต้องการดังกล่าวได้ เนื่องจากมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลที่สูงถึง 480 Mb/s ในระยะทาง 2 m และ 110 Mb/s ในระยะทาง 10 m ซึ่งการเปรียบเทียบความจุของช่องสัญญาณในระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่นดังแสดงในรูปที่ 2.2 และขนาดความจุของเทคโนโลยีแบบอัลตราไวด์แบนด์สามารถพิจารณาได้จากทฤษฎีของ Hartley-Shannon [35] ดังสมการที่ (2.4)

$$C_c = BW \log_2 (1 + SNR) \quad (2.4)$$

โดย C_c คือความจุของช่องสัญญาณสูงสุด (bit/s)

BW คือแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ (Hz)

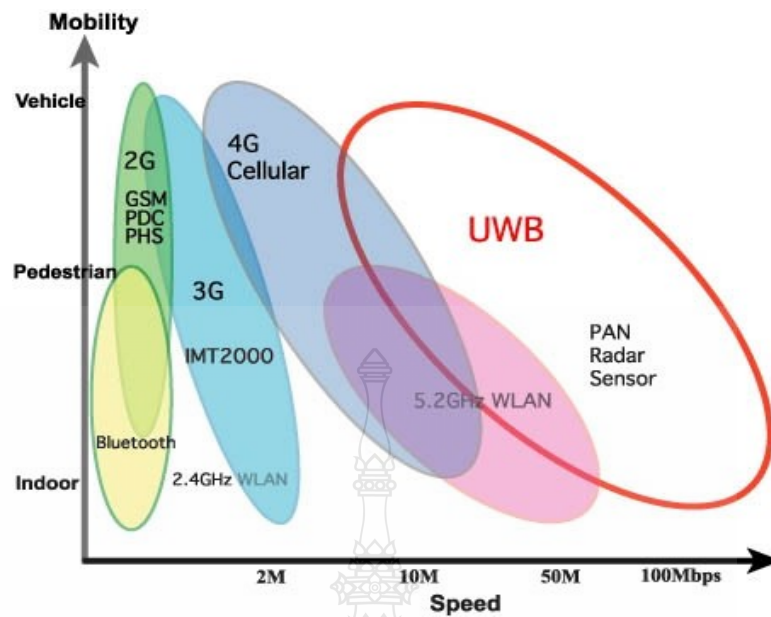
SNR คืออัตราส่วนสัญญาณกำลังงานต่อสัญญาณรบกวน

ข้อแตกต่างระหว่างเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์และเทคโนโลยีแถบแคบสามารถแบ่งได้เป็น 2 ข้อหลักๆ คือ

1) เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ใช้การส่งพัลส์ที่มีความกว้างแคบมาก โดยที่ไม่มีการมอดูเลตทางความถี่ของสัญญาณที่ต้องการส่งกับสัญญาณพาห้ ดังนั้นเครื่องรับและเครื่องส่งในระบบเทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ จึงไม่มีภาวของการมอดูเลตสัญญาณเหมือนกับระบบเทคโนโลยีแถบแคบส่งผลให้เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์มีต้นทุนในการผลิตต่ำกว่าเทคโนโลยีแถบแคบมาก

2) เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์ได้ถูกกำหนดให้มีแบนด์วิดท์ (f_b) มากกว่าหรือเท่ากับ 500 MHz [34] โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (2.5)

$$f_b = f_h - f_l \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบความเร็วการรับส่งข้อมูลระหว่างระบบอัลตราไวด์แบนด์กับระบบอื่น [35]

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของเทคโนโลยีแบบต่างๆ [35]

เทคโนโลยี	ความเร็วของข้อมูล	ช่วงความถี่	กำลังงาน (EIRP)	การมอดูเลต	มาตรฐาน
อัลตราไวด์แบนด์	≥ 100 Mbps	3.1-10.6 GHz	-43.3 dBm/MHz	PPM, OFDM, CDMA...	IEEE 802.15.3a
	≥ 500 kbps	3.1-10.6 GHz	-43.3 dBm/MHz	PPM, OFDM, CDMA...	IEEE 802.15.3a
Bluetooth	≤ 700 kbps	ISM 2.4 GHz	type1:20 dBm type2:0 dBm	GMSK	IEEE 802.15.1
Wifi	≤ 54 Mbps	5 GHz	0.2-1 W	BPSK, 16-QAM, QPSK, 64-QAM	IEEE 802.11a
	≤ 11 Mbps	ISM 2.4 GHz	0.1-2 W	CCK, BPSQ, QPSK, DSS	IEEE802.11b
	≤ 54 Mbps	ISM 2.4G Hz	0.1-1 W	BPSK, 16-QAM, QPSK, 64-QAM, OFDM	IEEE 802.11g

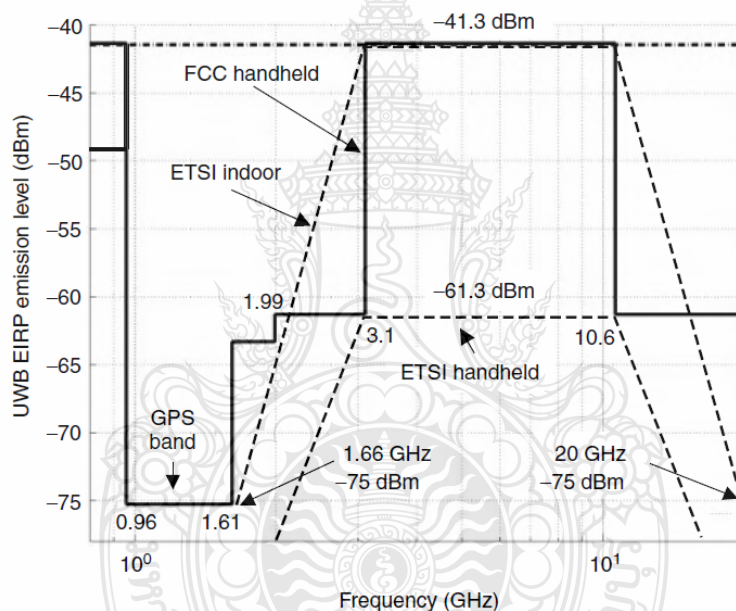
2.2.3 ข้อกำหนดของระบบอัลตราไวด์แบนด์

ในปีค.ศ. 1998 ทางคณะกรรมการกิจการการสื่อสารแห่งสหรัฐอเมริกา (FCC) ได้ออกประกาศเกี่ยวกับการตรวจสอบ (Notice of Inquiry: NOI) โดยถึงแม้ว่าจะได้คาดการณ์ถึงระดับกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณที่มีระดับต่ำมาๆ แล้วก็ตาม ยังมีกลุ่มผู้ที่สนับสนุนในระบบเดิมที่ใช้งานกันอยู่ได้ทำการต่อต้านการนำระบบอัลตราไวด์แบนด์มาใช้งานสำหรับการสื่อสารของพลเรือน ซึ่งข้อเรียกร้องโดยมากจะเกี่ยวข้องกับการคาดการณ์ถึงการเพิ่มขึ้นของระดับการแทรกสอดในแถบความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด อาทิเช่น แถบความถี่ในการกระจายสัญญาณโทรทัศน์ แถบความถี่ที่สำรองไว้สำหรับคลื่นวิทยุทางดาราศาสตร์และระบบกำหนดตำแหน่งบนพื้นโลก (Global Positioning System: GPS) โดยองค์กรบริหารการบินแห่งสหรัฐอเมริกา (Federal Aviation Administration: FAA) ได้แสดงความเห็นห่วงต่อการแทรกสอดของสัญญาณต่อระบบความปลอดภัยในกิจการการบินและทิศทางในการค้นคว้าเกี่ยวกับเครื่องส่งในระบบอัลตราไวด์แบนด์ด้วยเช่นกัน จึงในเดือนกุมภาพันธ์ ค.ศ. 2002 ทาง FCC ได้ออกกฎสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ซึ่งเป็นการกำหนดขอบเขตของการแพร่กระจายกำลังงานฉบับที่หนึ่งสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์และยังอนุญาตให้เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในลักษณะทางด้านการค้าอีกด้วย โดยรายงานล่าสุดของคำประกาศและระเบียบการฉบับที่หนึ่งได้เผยแพร่ต่อสาธารณชนเมื่อเดือนกุมภาพันธ์ ปี ค.ศ. 2002 ซึ่งในเอกสารได้กล่าวถึงการอนุญาตใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์และการกำหนดขอบเขตการแพร่กระจายพลังงานสำหรับการใช้ในประเภทต่างๆ โดยข้อจำกัดการแพร่กระจายกำลังงานของ FCC ได้แสดงดังในตารางที่ 2.2 สำหรับการใช้ในการสื่อสารข้อมูลทั้งภายในและภายนอกอาคาร [36]

ตารางที่ 2.2 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ FCC

ความถี่ (MHz)	ภายในอาคาร (dBm)	ภายนอกอาคาร (dBm)
960-1610	-75.3	-75.3
1610-1990	-53.3	-63.3
1990-3100	-51.3	-61.3
3100-10600	-41.3	-41.3
สูงกว่า 10600	-51.3	61.3

ข้อกำหนดของระบบอัลตราไวด์แบนด์ในยุโรปนั้นปัจจุบัน โครงร่างของข้อกำหนดระบบอัลตราไวด์แบนด์อยู่ในช่วงรอข้อมูลทางเทคนิคที่เกี่ยวกับผลกระทบกับระบบเดิมที่มีใช้กันอยู่ โดยบางส่วนของข้อกำหนดจะรัดกุมกว่าทางสหรัฐอเมริกาเพราะทางด้านยุโรปนั้นในส่วนของเทคโนโลยีใหม่ต้องแสดงให้เห็นว่าส่งผลกระทบต่อระบบเดิมที่มีอยู่ โดยข้อกำหนดการแพร่กระจายกำลังงานสำหรับการใช้งานทั้งภายในและภายนอกอาคารที่กำหนดโดย International Telecommunication Union (ITU) หรือเป็น European Telecommunications Standards Institute (ETSI) ดังในตารางที่ 2.3 และในรูปที่ 2.3 [36] ได้แสดงถึงการเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ใช้งานของระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคารตามลำดับ



รูปที่ 2.3 การเปรียบเทียบการกำหนดสเปกตรัมกับความถี่ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ระหว่าง FCC และ ETSI ทั้งภายในและภายนอกอาคาร [37]

ตารางที่ 2.3 การแพร่กระจายกำลังงานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ของ ITU

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

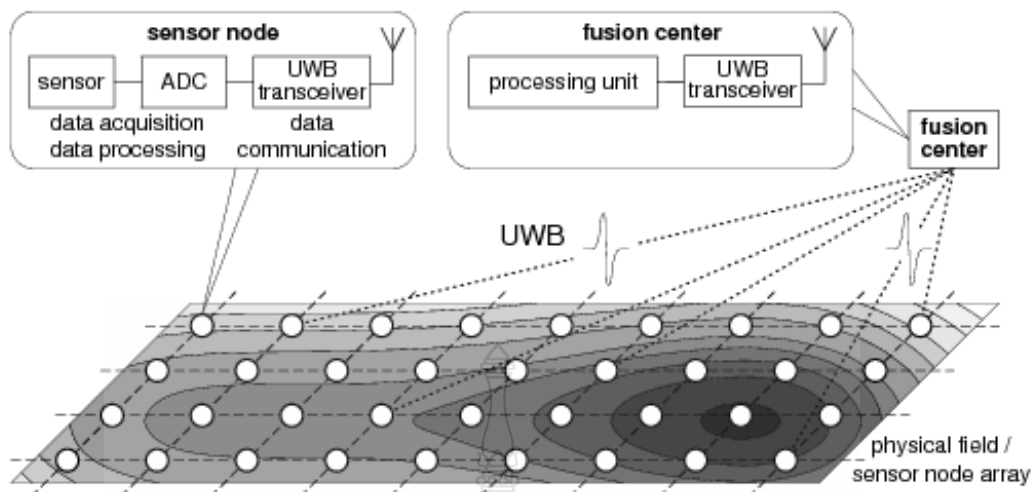
2.2.4 การประยุกต์ใช้ระบบอัลตราไวด์แบนด์

ด้วยคุณสมบัติดังที่ได้กล่าวมา เทคโนโลยีอัลตราไวด์แบนด์จึงกลายเป็นทางเลือกที่เหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับการเชื่อมต่ออุปกรณ์ประเภทโฮมเอนเตอร์เทนเมนต์ภายในบ้านพักอาศัย ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งในอนาคตการที่โทรทัศน์สามารถส่งรายการไปยังหน้าจอโทรทัศน์เครื่องอื่นๆ แบบไร้สายได้ที่ไม่มีปัญหาการกระตุกของสัญญาณภาพ การเชื่อมต่อเพื่อถ่ายโอนภาพจากกล้องวิดีโอไปยังคอมพิวเตอร์แบบไร้สายและหากเป็นการใช้งานภายในสำนักงาน ระบบอัลตราไวด์แบนด์ก็จะเข้ามาช่วยลดความยุ่งยากในการติดตั้งสายเคเบิลต่างๆ ได้เป็นอย่างมาก [34]



รูปที่ 2.4 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายในบ้านพักอาศัยหรือที่สำนักงาน [34]

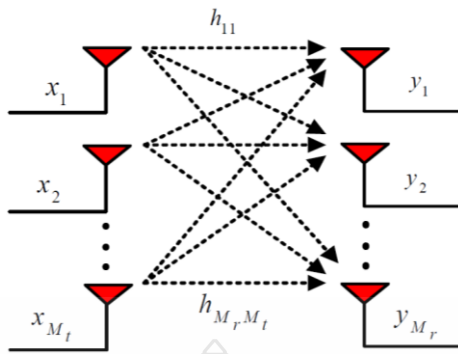
นอกจากนี้ระบบอัลตราไวด์แบนด์ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อการค้นหาวัตถุ ดังในรูปที่ 2.5 ซึ่งให้ความแม่นยำในระดับเซนติเมตร สูงกว่าเทคโนโลยี GPS ที่ให้ความแม่นยำเพียงแค่หน่วยเมตรเท่านั้น นอกจากนี้ยังสามารถใช้เป็นเครื่องเรดาร์ตรวจสอบได้ividin รวมไปถึงความสามารถในการจับภาพทะลุกำแพงที่อาจจะนำมาเป็นอุปกรณ์ของตำรวจที่ใช้ในการตรวจสอบก่อนเข้าจับกุมคนร้ายได้ [36]



รูปที่ 2.5 การประยุกต์ใช้ระบบอัลตราไวด์แบนด์ในการหาตำแหน่งของวัตถุ [35]

2.3. เทคโนโลยีไมโม (MIMO Technology)

เทคโนโลยี หรือระบบของไมโม เป็นที่นิยมมากที่สุดในปัจจุบันเนื่องจากความสามารถในการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณและมีความน่าเชื่อถือในการสื่อสารไร้สายที่ปราศจากการใช้ทรัพยากรความถี่เพิ่มเติม โดยระบบไมโมเป็นระบบที่มีการใช้สายอากาศแบบหลายองค์ประกอบในการรับส่งสัญญาณทั้งในภาคส่งและภาครับซึ่งจะแตกต่างจากเทคโนโลยีเดิมที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายประเภทสายอากาศฉลาด (Smart antenna system) ที่จะใช้สายอากาศหลายต้นแค่เพียงด้านเดียวไม่ว่าจะเป็นที่ภาคส่งหรือที่ภาครับ โดยที่ระบบไมโมนี้สามารถดึงความสามารถทั้งการมัลติเพลกซ์ (Multiplexing) หรือพัฒนาคุณลักษณะด้วยไดเวอร์ซิตี (Diversity) ในระบบนี้สายอากาศส่งและรับช่วยในการเพิ่มอัตราขยายไดเวอร์ซิตี การมัลติเพลกซ์จะส่งเสริมในด้าน โครงสร้างอัตราขยายของช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีความเป็นอิสระในแต่ละทิศทางการเดินทาง โดยระบบจะมีส่วนของอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แบ่งสัญญาณข้อมูลออกเป็นส่วนย่อยๆ เพื่อส่งไปยังระบบสายอากาศภาคส่งพร้อมๆ กันและสัญญาณที่ส่งในแต่ละสายอากาศจะผ่านช่องสัญญาณไร้สายไปยังสายอากาศภาครับ จากนั้นจึงผ่านหน่วยประมวลผลข้อมูลเพื่อแยกสัญญาณข้อมูลแต่ละชุดที่ได้รับจากสายอากาศภาครับแต่ละตัวแล้วทำการรวมข้อมูลที่ได้ออกมาที่ปลายทางซึ่งจะเปรียบเทียบกับการแบ่งข้อมูลออกเป็นหลายๆ เส้นทางแล้วส่งไปพร้อมๆ กัน [38]



รูปที่ 2.6 กระบวนการรับส่งข้อมูลในระบบไมโม

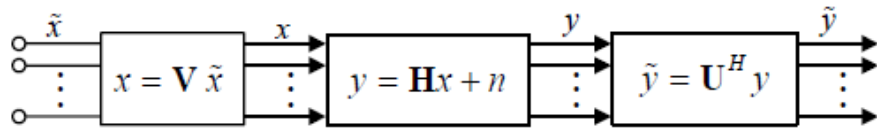
2.3.1 การแยกช่องสัญญาณแบบขนานในระบบไมโม

เมื่อมีจำนวนสายอากาศส่งและสายอากาศรับมากกว่า 1 ตัว การทำงานในลักษณะนี้เรียกว่าการมัลติเพล็กซ์อัตราขยาย ซึ่งสามารถแยกช่องสัญญาณได้เป็นค่าคงที่แทนด้วย R โดยจะมีความเป็นอิสระของข้อมูลและช่องสัญญาณ ซึ่งเมื่อมีการใช้สายอากาศส่งและรับมากกว่า 1 ตัว จะทำให้อัตราความเร็วในการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้น โดยพิจารณาในระบบไมโมที่มี H เป็นช่องสัญญาณ M_t เป็นจำนวนสายอากาศส่ง M_r เป็นจำนวนสายอากาศรับและ R_H เป็นลำดับชั้นของช่องสัญญาณ ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าน้อยที่สุดของจำนวนสายอากาศส่งและสายอากาศรับ $[R_H \leq \min(M_t, M_r)]$ [38] โดยสามารถแยกช่องสัญญาณ H จากการวิเคราะห์ค่าเฉพาะตัวคือ

$$H = U \Sigma V^H \quad (2.6)$$

- โดย U คือเมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $M_t \times M_t$
- V คือเมทริกซ์ยูนิแทรีขนาด $M_r \times M_r$
- Σ คือเมตริกซ์เฉียง (Diagonal Matrix) ที่สมาชิกไม่มีค่าติดลบขนาด $M_t \times M_r$
- H คือการทรานสโพสคอนจูเกต

สมการที่ (2.6) เป็นวิธีการของเอสวีดี (Singular Value Decomposition: SVD) เช่น เมื่อมี $\text{diag}(A)$ เป็นเวกเตอร์ที่ประกอบด้วยค่าในแกนทแยงมุมของเมทริกซ์ A นี้และค่า $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ คือค่าไอเกน (Eigen values) จะได้ว่า $\Sigma = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m, 0, \dots, 0)$

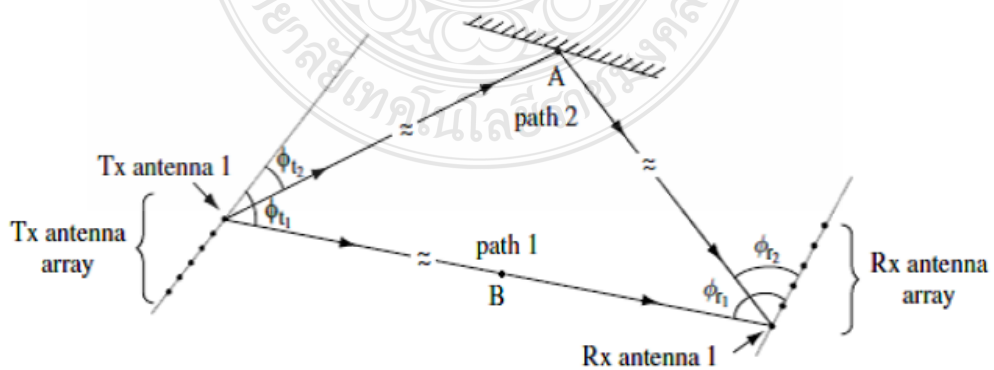


รูปที่ 2.7 การเข้ารหัสที่ภาคส่งและสัญญาณที่รับได้

จากรูปที่ 2.7 สามารถพิจารณาได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \tilde{y} &= U^H (Hx + n) \\
 &= U^H (U \sum V^H x + n) \\
 &= U^H (U \sum V^H V \tilde{x} + n) \\
 &= U^H U \sum V^H V \tilde{x} + U^H n \\
 \tilde{y} &= \sum \tilde{x} + \tilde{n} \tag{2.7}
 \end{aligned}$$

ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในลักษณะนี้เรียกว่า การประมวลผลช่องสัญญาณโดเมนแถวลำดับในระบบไมโม (Array domain processing)



รูปที่ 2.8 การเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทางของระบบไมโม

จากรูปที่ 2.8 ได้แสดงถึงรูปแบบการเดินทางของคลื่นในแต่ละทิศทาง เมื่อมีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณ โดยมีอัตราการลดทอนที่เกิดขึ้นในแต่ละทิศทางแทนด้วย a_i มุมส่งแทนด้วย ϕ_{ii} ($\Omega_{ii} = \cos \phi_{ii}$) และมุมรับแทนด้วย ϕ_{ri} ($\Omega_{ri} = \cos \phi_{ri}$) ดังนั้นช่องสัญญาณหาได้จาก

$$H = \sum_i a_i^b e_r(\Omega_{ri}) e_t(\Omega_{ii})^H \quad (2.8)$$

โดย
$$a_i^b = a_i \sqrt{M_t M_r} \exp\left(\frac{-j2\pi d_i}{\lambda_c}\right) \quad (2.9)$$

$$e_t(\Omega_{ii}) = \frac{1}{M_t} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_t \Omega_{ii})] \\ \vdots \\ \exp[-j(M_t - 1)(2\pi\Delta_t \Omega_{ii})] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$e_r(\Omega_{ri}) = \frac{1}{M_r} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp[-j(2\pi\Delta_r \Omega_{ri})] \\ \vdots \\ \exp[-j(M_r - 1)(2\pi\Delta_r \Omega_{ri})] \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

โดย d_i คือระยะทางระหว่างภาคส่งๆ ไปยังภาครับในแต่ละทิศการเดินทางของคลื่น

$e_t(\Omega_{ii})$ คือเวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในทิศทาง Ω_{ii}

$e_r(\Omega_{ri})$ คือเวกเตอร์ใช้แทนการกระจายตัวในทิศทาง Ω_{ri}

λ_c คือความยาวคลื่นของความถี่กลาง

Δ_t คือระยะห่างระหว่างสายอากาศมีการนอ้ลแมลไลซ์ที่ภาคส่ง

Δ_r คือระยะห่างระหว่างสายอากาศมีการนอ้ลแมลไลซ์ที่ภาครับ

2.3.2 ความจุของช่องสัญญาณในระบบโมโม

ความจุของช่องสัญญาณในระบบโมโม (MIMO channel capacity) โดยใช้ทฤษฎีของ Shannon ซึ่งจะให้อัตราการส่งข้อมูลสูงสุด ภายใต้ช่องสัญญาณที่มีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดน้อย ความจุช่องสัญญาณเทียบกับปริมาณที่สูญเสียอธิบายโดยอัตราเร็วการส่งข้อมูล ได้จากการส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีความน่าจะเป็นในการเกิดความผิดพลาดไม่เป็นศูนย์ ความจุช่องสัญญาณ

อยู่ภายใต้การรับรู้สถานะช่องสัญญาณ รวมถึงอัตราขยายช่องสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับ ในส่วนนี้จะอธิบายเกี่ยวกับความจุช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงภายใต้ความแตกต่างในการสมมติช่องสัญญาณที่รับรู้ได้ [38]

1) ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Static channel) ความจุช่องสัญญาณในระบบโมเด็มสามารถกระจายได้จากสูตรของช่องสัญญาณในระบบที่มีสายอากาศส่งและรับภาคละ 1 ตัว จากสมการที่ (2.12) กำหนดให้มีการรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับ ช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงนี้สามารถรับรู้ได้ที่ระยะไกลๆ ภายใต้การสมมติความจุช่องสัญญาณในเทอมของข้อมูลร่วมกันระหว่างช่องสัญญาณที่ส่งจากภาคส่งไปยังภาครับ [39] ดังนี้

$$C = \max_{p(x)} I(X;Y) = \max_{p(x)} \sum_{x,y} p(x,y) \log \left(\frac{p(x,y)}{p(x)p(y)} \right) \quad (2.12)$$

$$C = \max_{p(x)} I(X;Y) = \max_{p(x)} [H(Y) - H(Y|X)] \quad (2.13)$$

สำหรับ $H(Y)$ และ $H(Y|X)$ อยู่ภายใต้ y โดยที่ $H(Y|X) = H(n)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น โดยสัญญาณรบกวน n มีความเป็นอิสระจากอินพุตที่ส่งเข้ามา

กำหนดความสัมพันธ์ของเมทริกซ์ R_x อยู่บนอินพุตเวกเตอร์ x และ R_y อยู่บนเอาต์พุตเวกเตอร์ y จะได้

$$R_y = E[yy^H] = HR_xH^H + I_{M_r} \quad (2.14)$$

โดย $I(X;Y) = B \log_2 \det [I_{M_r} + HR_xH^H]$ (2.15)

ดังนั้นความจุช่องสัญญาณหาได้จากการแทน (2.15) ลงใน (2.13) จะได้

$$C = \max_{R_x, T_r, (R_x)=\rho} B \log_2 \det [I_{M_r} + HR_xH^H] \quad (2.16)$$

โดย $T_r (R_x)$ มีค่าเท่ากับอัตราส่วนสัญญาณที่รับรู้ได้ต่อสัญญาณรบกวน

(ก). การรับรู้สถานะของช่องสัญญาณที่ภาคส่งโดยวิธีวอเตอร์ไฟลลิงค์ (Channel known at transmitter: Water filling) เมื่อไม่มีการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณมีการรับรู้สถานะของช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง โดยเฉพาะความจุของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับการรวมกันในแต่ละช่องสัญญาณแทนสมการที่ (2.6) ลงใน (2.16) จะได้ว่า

$$C = \max_{\rho_i: \sum_i \rho_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 (1 + \sigma_i^2 \rho_i) \quad (2.17)$$

โดย R_H คือจำนวนค่าเฉพาะตัวที่ไม่ใช่ศูนย์ และในสมการที่ (2.17) แสดงให้เห็นในเทอมของการจัดสรร P_i ในแต่ละช่องสัญญาณ จะได้

$$C = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=0}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 P_i}{\sigma^2} \right) = \max_{P_i: \sum_i P_i \leq P} \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\sigma_i^2 \gamma_i}{P} \right) \quad (2.18)$$

โดย $\gamma_i = \sigma_i^2 P / \sigma^2$ คืออัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละช่องสัญญาณแสดงให้เห็นว่า เมื่อ γ_i มีค่าสูงๆ ความจุช่องสัญญาณที่รับได้ก็จะสูงตามไปด้วย ความจุช่องสัญญาณในสมการที่ (2.18) คล้ายกับกรณีของสัญญาณราบเรียบ หรือกรณีที่เลือกความถี่การจางหาย เมื่อใช้การจัดสรรด้วยวิธีวอเตอร์ไฟลลิงค์จะได้

$$\frac{P_i}{P} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} & \gamma_i \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases} \quad (2.19)$$

และความจุช่องสัญญาณ

$$C = \sum_{i: \gamma_i \geq \gamma_0} B \log_2 \left(\frac{\gamma_i}{\gamma_0} \right) \quad (2.20)$$

(ข) การไม่รู้สถานะของช่องสัญญาณที่ภาคส่งและการจัดสรรกำลังที่สม่ำเสมอ (Channel unknown at transmitter: uniform power allocation) เมื่อรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาครับแต่

ไม่รู้ที่ภาคส่ง ข้อมูลที่ภาคส่งจะไม่สามารถจัดสรรข้อมูลได้ โดยให้ความสัมพันธ์เป็นเมทริกซ์ $R_x(\rho/M_t)I_{M_t}$ ภายใต้การสมมติให้สัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าไปมีค่ามากที่สุด จะได้ข้อมูลร่วมกัน คือ

$$I(X;Y) = B \log_2 \det \left[I_{M_r} + \frac{\rho}{M_t} HH^H \right] \quad (2.21)$$

โดยใช้เทคนิค SVD ในโปรแกรม MATLAB หาช่องสัญญาณ H จะได้ข้อมูลเป็น

$$I(X;Y) = \sum_{i=1}^{R_H} B \log_2 \left(1 + \frac{\gamma_i}{M_t} \right) \quad (2.22)$$

โดยที่ $\gamma_i = \sigma_i^2 \rho = \sigma_i^2 P / \sigma^2$ ข้อมูลที่ใช้ร่วมกันของระบบโมโม โดยสมการ (2.22) อยู่ภายใต้เมทริกซ์ช่องสัญญาณ H ซึ่งในทางปฏิบัติจะได้ค่าเฉพาะตัว σ^2 ในช่องสัญญาณแบบราบ ภาคส่งสามารถส่งด้วยอัตราเร็วที่เท่ากับค่าเฉลี่ยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันและมีความถูกต้องด้วย แต่ช่องสัญญาณคงที่ภาคส่งไม่สามารถรับรู้สถานะช่องสัญญาณและไม่รู้อัตราการส่งข้อมูล ทำให้ค่าความจุช่องสัญญาณที่ไม่สามารถรับได้ P_{out} ต้องมีความสัมพันธ์กับอัตราเร็วการส่งผ่าน R โดยข้อมูลที่ใช้ร่วมกันต้องมีค่าน้อยกว่า R จะได้ว่า

$$P_{out} = p \left(H : B \log_2 \det \left[I_{M_r} + \frac{\rho}{M_t} HH^H \right] < R \right) \quad (2.23)$$

เราสามารถหาการกระจายค่าราคของสมการที่มีลักษณะเฉพาะของ HH^H การกระจายค่านี้จะใช้วิธีการของ SVD จากเหตุผลที่ว่าจำนวนสายอากาศที่เพิ่มขึ้นทั้งภาครับและภาคส่งมีผลทำให้ความจุช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นตามไปด้วยเป็นแบบจำนวนเชิงเส้น

2) ช่องสัญญาณที่มีการจางหาย (Fading channel) สมมติให้อัตราขยายของช่องสัญญาณได้จากช่องสัญญาณราบเรียบแทนด้วย H_j ในกรณีที่ช่องสัญญาณเป็นแบบคงที่ ความจุช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับารรับรู้สถานะช่องสัญญาณทั้งภาครับและภาคส่ง ซึ่งมีความสมบูรณ์แบบมากจึงได้ความจุช่องสัญญาณเท่ากับค่าเฉลี่ยช่องสัญญาณภายใต้การจัดสรรกำลังสูงสุด [39]

(ก). การรับรู้สถานะของช่องสัญญาณที่ภาคส่งโดยวิธีวอเตอร์ฟิวลิงค์ (Channel known at transmitter: water filling) การรับรู้สถานะช่องสัญญาณที่ภาคส่งจะมีการส่งผ่านในแต่ละ

ช่องสัญญาณ โดยค่ากำลังสูงสุดและค่าเฉลี่ยความจุช่องสัญญาณนี้เรียกว่า ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกมีค่าเฉลี่ยกำลังคงที่ในแต่ละพอร์ตแทนด้วย \bar{P} จะให้ความจุช่องสัญญาณดังนี้

$$C = E_H \left[\max_{R_x, T_r, (R_x)=\rho} B \log_2 \det [I_{M_r} + H R_x H^H] \right]$$

$$= E_H \left[\max_{P_i: \sum_i P_i \leq \bar{P}} \sum_i B \log_2 \left(1 + \frac{P_i \gamma_i}{\bar{P}} \right) \right] \quad (2.24)$$

โดย $\gamma_i = \sigma_i^2 \bar{P} / \sigma^2$

(ข) เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณแบบเออร์กอร์ดิกและความจุช่องสัญญาณแบบขาดหาย (Channel unknown at transmitter: Ergodic capacity and capacity with outage) พิจารณาเวลาแปรผันตามช่องสัญญาณ โดยมีการสุ่มใช้ช่องสัญญาณที่เกิดขึ้น มีการรับรู้สถานะข้อมูลที่ภาครับแต่ไม่รู้ที่ภาคส่ง หาความจุช่องสัญญาณ ได้จาก

$$C = \max_{R_x, T_r, (R_x)=\rho} E_H [B \log_2 \det [I_{M_r} + H R_x H^H]] \quad (2.25)$$

โดยความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนสายอากาศที่มีค่าน้อยสุดของภาคส่งหรือภาครับ $M = \min(M_t, M_r)$

(ค) เมื่อไม่รู้ช่องสัญญาณที่ภาคส่งหรือภาครับ (No CSI at transmitter or receiver) ความจุช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนเชิงเส้นเช่นเดียวกับเมื่อรับรู้สถานะช่องสัญญาณ แต่จะให้ความจุช่องสัญญาณที่น้อยกว่า แต่อย่างไรก็ตามความจุช่องสัญญาณจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ซึ่งการหาช่องสัญญาณในแต่ละวิธีจะมีวิธีการที่แตกต่างกันออกไป

3) ความจุช่องสัญญาณที่เกิดจากการประมวลผลโดเมนแวลลำดับ เมื่อไม่มีการรับรู้สถานะข้อมูลที่ภาคส่ง ความจุช่องสัญญาณในระบบไมโมที่ใช้การประมวลผลแวลลำดับ [39] แสดงได้ดังนี้

$$C = \log_2 \det \left[I_{M_r} + \frac{P_t}{P_n M_t} H H^H \right] \quad (2.26)$$

- โดย C คือความจุช่องสัญญาณ (bit/s.Hz)
 I_{M_r} คือเมทริกซ์เอกลักษณะ ขนาด $M_r \times M_r$
 H คือช่องสัญญาณ ขนาด $M_r \times M_t$
 H^H คือการทรานสโพสคอนจูเกตของเมทริกซ์ช่องสัญญาณ
 P_t/P_n คืออัตราส่วนสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวน

2.3.3 ปราบกฏการณ์เชื่อมร่วม

ปราบกฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) เกิดขึ้นจากการกระทำร่วมกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศที่อยู่ในบริเวณใกล้เคียงกัน จะทำให้ส่งผลต่อประสิทธิภาพระบบสายอากาศไมโม ซึ่งสามารถดูได้จากค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient) ซึ่งค่าปราบกฏการณ์เชื่อมร่วมนั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่า -14 dB จึงจะเป็นค่าที่สามารถยอมรับได้ การลดค่าปราบกฏการณ์เชื่อมร่วมนั้นสามารถทำได้โดยการออกแบบระยะห่างสายอากาศไมโมแต่ละตัวให้มีระยะห่างออกจากกันในระยะที่เหมาะสม [18, 20]

2.3.4 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ในความหลากหลายของระบบนั้นเป็นเรื่องปกติที่สัญญาณต้องมีความสัมพันธ์พอเหมาะ ด้วยเหตุนี้การวัดระดับความสัมพันธ์ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศเป็นสิ่งสำคัญในการประเมินความสามารถและความหลากหลายของความสำเร็จในระบบสายอากาศแบบไมโม โดยสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.27) [19, 40]

$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (2.27)$$

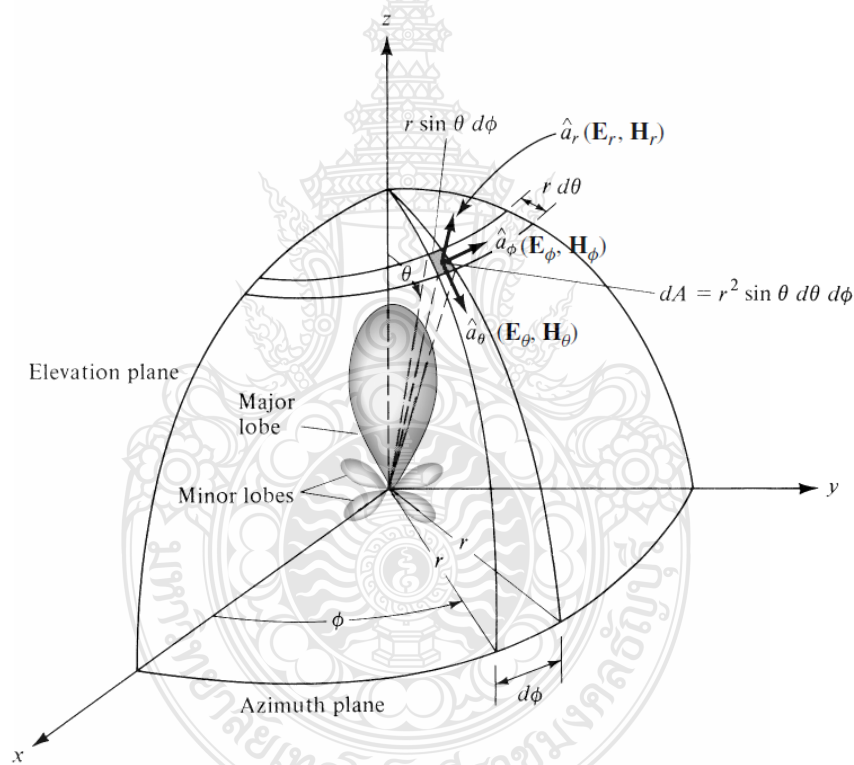
2.4 พารามิเตอร์พื้นฐานของสายอากาศ

พารามิเตอร์ของสายอากาศเป็นสิ่งจำเป็นในการอธิบายคุณลักษณะรวมถึงประสิทธิภาพของสายอากาศว่าจะมีค่ากำลังงานในการส่งหรือค่าการสูญเสียและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ดังนั้นการวิเคราะห์สายอากาศจำเป็นที่จะต้องใช้พารามิเตอร์เบื้องต้น [41, 42] ดังนี้

2.4.1 แบบรูปการแผ่พลังงาน

แบบรูปการแผ่พลังงาน (Radiation pattern) หรือแบบรูปของสายอากาศ (Antenna pattern) หรือเรียกสั้นๆ ว่าแพทเทิร์น ถูกนิยามไว้ว่าเป็น “ฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์หรือรูปที่ใช้แสดง

คุณสมบัติการแผ่พลังงานของสายอากาศซึ่งเป็นฟังก์ชันพิกัดระยะห่าง (Space coordinate) ส่วนใหญ่จะได้อาจจากการคำนวณและแสดงค่าที่สนามระยะไกลในรูปของฟังก์ชันทิศทางคุณสมบัติของแบบรูปการแผ่พลังงาน ประกอบด้วยความหนาแน่นของฟลักซ์กำลัง (Power flux density) ความเข้มการแผ่พลังงาน (Radiation intensity) ความแรงของสนาม (Field strength) สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) เฟส หรือการโพลาไรซ์ (Phase or polarization) ดังในรูปที่ 2.9 แสดงระบบพิกัดที่บ่งบอกถึงคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่น โดยกราฟที่แสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็ก หรือสนามไฟฟ้าในทิศทางต่างๆ ที่มีรัศมีคงที่ มีชื่อเรียกว่าแบบรูปการแผ่สนาม (Field pattern) และสำหรับการใช้เส้นเพื่อแสดงกำลังงานที่สายอากาศรับได้ตามรัศมีที่มีค่าคงที่ มีชื่อเรียกว่าแบบรูปการแผ่กำลังงาน (Power pattern) ของสายอากาศ



รูปที่ 2.9 ระบบโคออดิเนตสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศ [41]

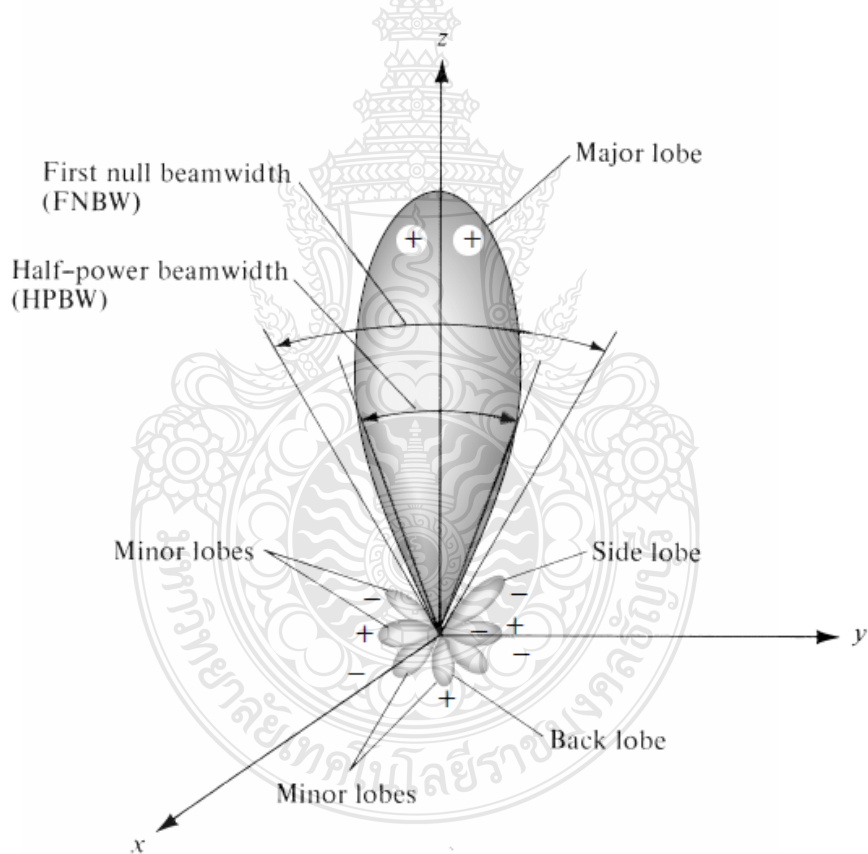
1) พูของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น พูของการแพร่กระจายคลื่น (Radiation lobe) เป็นส่วนหนึ่งของแพทเทิร์นการแพร่กระจายคลื่นที่เกิดเป็นบริเวณ โดยการปิดล้อมของส่วนที่มีความเข้มของการแพร่กระจายคลื่นต่ำ รูปที่ 2.10 แสดงโพลาร์แพทเทิร์น (Polar pattern) แบบสามมิติ ซึ่งแบ่งเป็นพูต่างๆ ดังนี้

(ก) พูหลัก (Major lobe หรือ Main lobe) เป็นพูของการแพร่กระจายคลื่นซึ่งอยู่ในทิศทางที่มีการแพร่กระจายคลื่นแรงสุด รูปที่ 2.11 มีพูหลักอยู่ในทิศทาง $\theta = 0$ สำหรับสายอากาศบางชนิด อาจมีพูหลักมากกว่าหนึ่ง

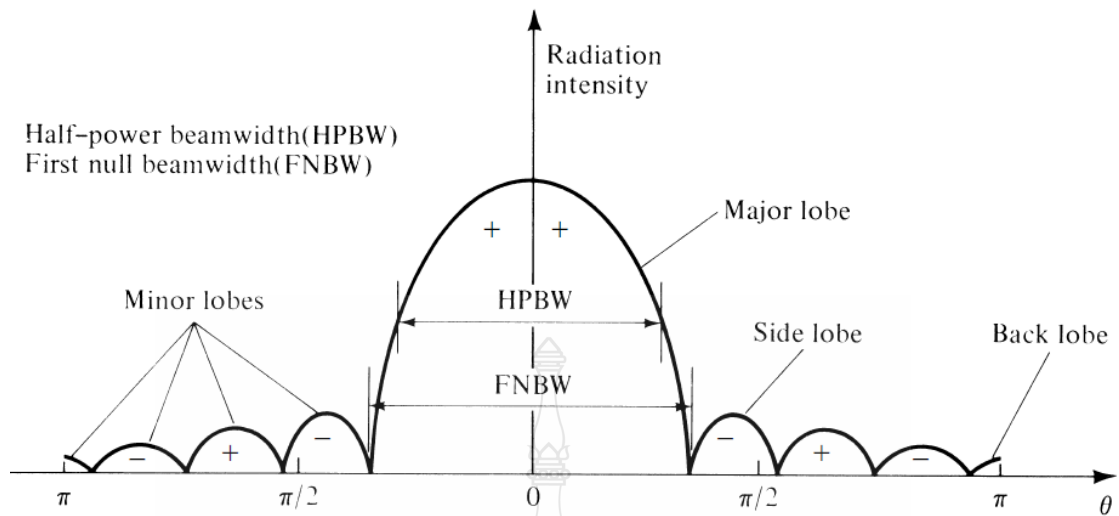
(ข) พูย่อย (Minor lobe) ได้แก่พูอื่นๆ นอกเหนือไปจากพูหลัก

(ค) พูข้างหรือ ไซด์พู (Side lobe) เป็นพูย่อยที่อยู่ติดกับพูหลักและอยู่ในทิศทางบนครึ่งวงกลมซีกเดียวกับพูหลัก

(ง) พูหลัง (Back lobe) เป็นพูย่อยที่อยู่ในครึ่งวงกลมตรงข้ามกับพูหลักโดยปกติแล้วพูย่อยจะเกิดจากการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ไม่ต้องการ ดังนั้นสายอากาศที่ดีจะต้องจำกัดพูเหล่านี้ให้น้อยที่สุด



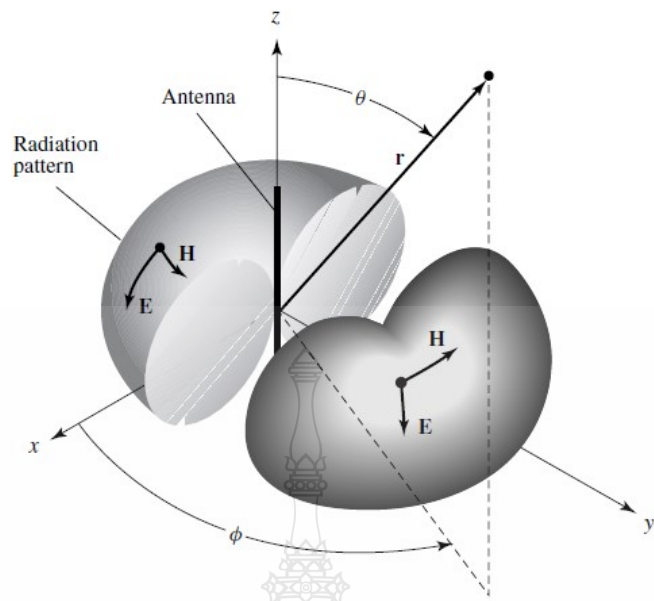
รูปที่ 2.10 พูต่างๆ และบีมวิทซ์ของแบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศ [41]



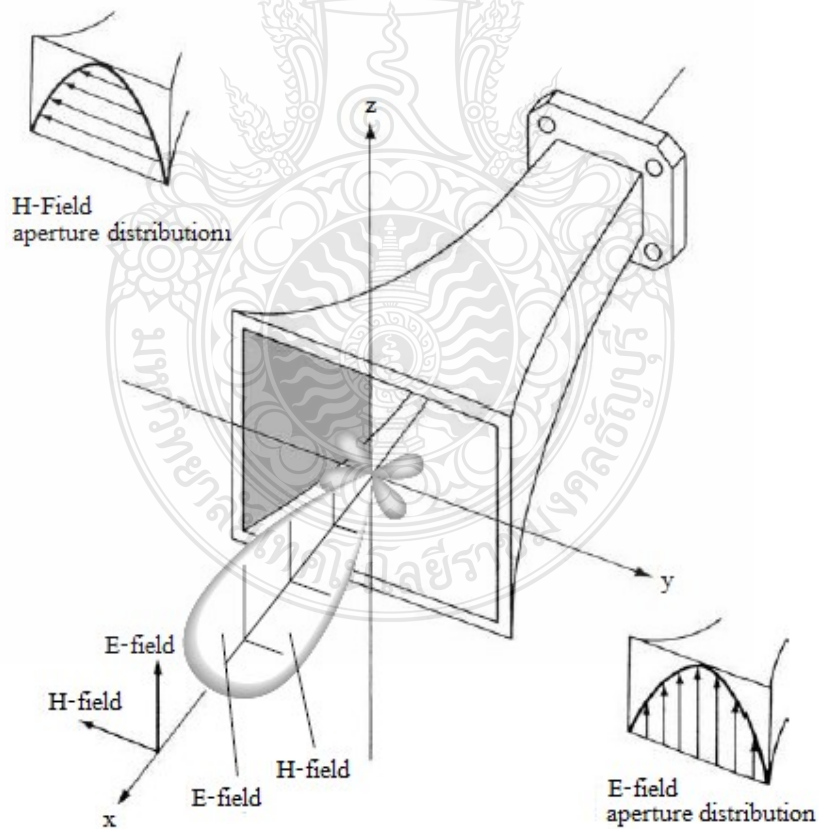
รูปที่ 2.11 แบบรูปการแพร่กระจายในแบบเชิงเส้น [41]

2) แบบรูปการแพร่กระจายแบบทุกทิศทางและรอบตัว (Isotropic, Directional, and Omnidirectional patterns) แบบรูปการแพร่กระจายแบบทุกทิศทาง (Isotropic radiator) คือสายอากาศที่ถูกสมมุติขึ้นโดยมีคุณสมบัติของการแพร่กระจายคลื่นเท่ากันในทุกทิศทาง สายอากาศชี้ทิศทาง (Directional antenna) เป็นสายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติของการส่งหรือรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ดีในเฉพาะทิศทางที่กำหนดเท่านั้น ตัวอย่างหนึ่งของสายอากาศที่มีคุณสมบัติดังกล่าวคือ สายอากาศแบบรอบตัว (Omni-directional antenna) คุณสมบัติของสายอากาศแบบนี้มีดังแสดงดังรูปที่ 2.12

3) แบบรูปการแพร่กระจายหลัก (Principal patterns) โดยส่วนใหญ่แล้วมักจะอธิบายคุณสมบัติของสายอากาศในเทอมของแบบรูปการแพร่กระจายหลัก (Principal pattern) ของสนามไฟฟ้า (E) และสนามแม่เหล็ก (H) สำหรับสายอากาศลิเนียร์ลิโพลาไรเซชัน (Linearly polarization) แบบรูปการแพร่กระจายในระนาบ E จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ส่วนแบบรูปการแพร่กระจายในระนาบ H จะเป็นระนาบที่บรรจุเวกเตอร์สนามแม่เหล็กและทิศทางของการแพร่กระจายคลื่นที่แรงที่สุด ตัวอย่างการแสดงแบบรูปการแพร่กระจายหลักมีดังรูปที่ 2.13 โดยมีระนาบ XZ (ระนาบมุมเงย, $\phi = 0$) เป็นระนาบ E หลักและมีระนาบ XY (ระนาบมุมทิศ, $\theta = \frac{\pi}{2}$) เป็นระนาบ H หลัก

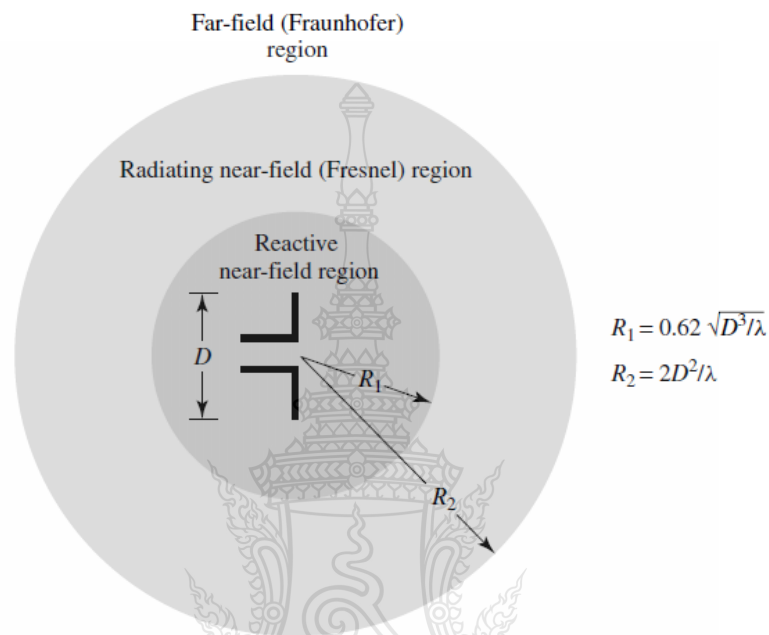


รูปที่ 2.12 แบบรูปการแพร่กระจายของสายอากาศรอบทิศทาง [41]



รูปที่ 2.13 แบบรูปการแพร่กระจายหลักในระนาบ E และ H ของสายอากาศปากแตร [41]

4) บริเวณต่างๆ ของสนามจากสายอากาศ (Field regions) โดยทั่วไปมักจะแบ่งบริเวณที่ล้อมสายอากาศเป็น 3 ส่วน คือสนามรีแอกทีฟระยะใกล้ (Reactive near-field) สนามกระจายระยะใกล้ (Radiating near-field) และสนามระยะไกล (Far-field) แสดงดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 การแบ่งบริเวณสนามของสายอากาศ [41]

การจำลองแบบสนามไฟฟ้าของสายอากาศเพื่อหาลักษณะรูปแบบทิศทางของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศโดยทั่วไปแบ่งออกได้เป็น 3 ระยะเช่น ระยะแรกคือระยะสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพ (Reactive field) เป็นบริเวณที่อยู่รอบๆ สายอากาศซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.28) ในระยะนี้ยังไม่มีการแพร่กระจายของคลื่นใน 3 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (R, θ, ϕ)

$$0 < R < \frac{\lambda}{2\pi} \tag{2.28}$$

โดย λ คือความยาวคลื่น ระยะที่ 2 คือบริเวณแผ่พลังงานสนามระยะใกล้ (Radiating near-field) ซึ่งหาค่าได้จากสมการที่ (2.29)

$$\frac{\lambda}{2\pi} < R < \frac{2D^2}{\lambda} \tag{2.29}$$

โดย D คือขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางทรงกลม 2 มิติของสายอากาศด้านที่กว้างที่สุดและระยะสุดท้ายคือบริเวณแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field Radiation) ซึ่งหาได้จากสมการที่ (2.30)

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.30)$$

ระยะนี้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเฉพาะ 2 ส่วนประกอบของพิกัดทรงกลม (θ, ϕ) ในการวิเคราะห์ขอบเขตของสนามไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.14 บริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจินตภาพคือ $0 < R < R_1$ สนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามระยะใกล้คือ $R_1 < R < R_2$ และสุดท้ายสนามไฟฟ้าบริเวณแผ่พลังงานสนามระยะไกลคือ $R_2 < R$ การหาระยะบริเวณสนามไฟฟ้าเพื่อเป็นประโยชน์ในการหาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ออกแบบ

2.4.2 ความหนาแน่นของกำลังงานที่แพร่กระจาย

เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการส่งข่าวสารผ่านตัวกลางถูกกำหนดให้มีความสัมพันธ์กับพลังงานและกำลังงานไฟฟ้า โดยความสัมพันธ์ดังกล่าวได้แก่ เวกเตอร์ของพอยน์ทิงขณะหนึ่ง (Instantaneous Poynting vector) ซึ่งมีสมการแสดงความสัมพันธ์ดังนี้คือ

$$W = E \times H \quad (2.31)$$

โดย W คือเวกเตอร์ของพอยน์ทิงขณะหนึ่ง (W / m^2)

E คือความเข้มสนามไฟฟ้าชั่วขณะเวลานั้น (V / m)

H คือความเข้มสนามแม่เหล็กชั่วขณะเวลานั้น (A / m)

เนื่องจากเวกเตอร์ของพอยน์ทิงมีความหมายแสดงถึงความหนาแน่นของกำลังงาน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดที่พุ่งตัดผ่านพื้นผิวปิดจะสามารถหาได้โดยอินทิกรัลส่วนของพอยน์ทิงเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกับผิวทั้งหมด เมื่อเขียนเป็นสมการจะได้

$$P = \oint_S W \cdot dS = \oint_S W \cdot \hat{n} da \quad (2.32)$$

โดย P คือกำลังงานชั่วขณะรวม (W)

\hat{n} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยที่ตั้งฉากกับผิว

da คือพื้นที่จวบจนพื้นที่ปิด

2.4.3 ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น

คำจำกัดความของค่าความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ในทิศทางที่กำหนดให้คือ กำลังงานที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศต่อหน่วยมุมตัน ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการแสดงคุณสมบัติของสายอากาศเกี่ยวกับสนามระยะไกล ความเข้มของการแผ่กระจายคลื่นสามารถหาได้จากผลคูณของความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่นและผลจากการยกกำลังสองของระยะทาง สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้คือ

$$U = r^2 W_{rad} \quad (2.33)$$

โดย U คือความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น (W / หน่วยมุมตัน)

W_{rad} คือความหนาแน่นของการแผ่กระจายคลื่น (W/m^2)

กำลังงานทั้งหมดนี้หาได้โดยการอินทิเกรตความเข้มของการแผ่กระจายคลื่น ตามสมการที่ (2.32) ตลอดมุมตัน 4π ทั้งหมดซึ่งจะได้

$$Prad = \iiint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.34)$$

2.4.4 สภาพเจาะจงทิศทาง

สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) คืออัตราส่วนของความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางนั้นจากสายอากาศต่อความเข้มของการแผ่พลังงานเฉลี่ยในทุกทิศทาง ความเข้มการแผ่พลังงานเฉลี่ยมีค่าเท่ากับกำลังการแผ่กระจายทั้งหมดหารด้วย 4π กล่าวง่าย ๆ เป็นค่าสภาพเจาะจงทิศทางของต้นกำเนิดสายอากาศที่ไม่ใช่ไอโซทรอปิก (Non-isotropic) จะมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของความเข้มของการแผ่พลังงานในทิศทางนั้น ๆ ต่อความเข้มของการแผ่พลังงานของแหล่งจ่ายแบบไอโซทรอปิกซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$D_g = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{Prad} \quad (2.35)$$

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U} = \frac{4\pi U_{max}}{Prad} \quad (2.36)$$

โดย D_g คือสภาพเจาะจงทิศทาง (ไม่มีหน่วย)

D_0 คือสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (ไม่มีหน่วย)

U คือความเข้มของการแผ่พลังงาน (W/หน่วยมุมตัน)

U_{\max} คือค่าความเข้มสูงสุดของการแผ่พลังงาน (W/หน่วยมุมตัน)

U_0 คือความเข้มการแผ่พลังงานของแหล่งจ่ายไอโซทรอปิก (W/หน่วยมุมตัน)

P_{rad} คือกำลังงานที่แพร่กระจายทั้งหมด (W)

2.4.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศ

ประสิทธิภาพของสายอากาศ (Antenna efficiency: e_t) จะใช้เมื่อคำนึงถึงการสูญเสียต่างๆ ที่ขั้วและภายใน โครงสร้างของสายอากาศด้วย

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (2.37)$$

โดย e_t คือประสิทธิภาพของสายอากาศ

e_r คือประสิทธิภาพการสะท้อน (สูญเสีย) = $(1 - |\Gamma|)$

e_c คือประสิทธิภาพของความนำ

e_d คือประสิทธิภาพไดอิเล็กทริก

Γ คือประสิทธิภาพการสะท้อนทางด้านอินพุต

2.4.6 อัตราขยาย

อัตราขยายเป็นความสัมพันธ์ที่ได้มาจากสภาพเจาะจงทิศทาง โดยรวมประสิทธิภาพของสายอากาศเข้ามาด้วย ในขณะที่สภาพเจาะจงทิศทางจะอธิบายคุณสมบัติในการชี้ทิศทางของสายอากาศเท่านั้น อัตราขยายกำลัง (Power gain) ของสายอากาศในทิศทางที่กำหนดให้ นั้นมีค่าเท่ากับ 4π คูณอัตราส่วนของความเข้มการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางนั้นต่อกำลังงานสุทธิที่สายอากาศรับจากขั้วต่อของเครื่องส่ง เมื่อไม่ได้กำหนดทิศทางไว้ โดยทั่วไปจะคิดอัตราขยายกำลังในทิศทางที่มีการแผ่กระจายคลื่นแรงที่สุดดังนี้

$$Gain = 4\pi \frac{U(\theta \cdot \phi)}{P_{in}} \quad (2.38)$$

โดย $U(\theta \cdot \phi)$ คือความหนาแน่นของการแพร่กำลังงานในระนาบ E_θ และ E_ϕ

P_{in} คือกำลังงานทางด้านอินพุต

2.4.7 ประสิทธิภาพของลำคลื่น

พารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่จะใช้ในการตัดสินว่าสายอากาศมีรูปแบบของการส่งหรือรับคลื่นดีเพียงใดนั้น ได้แก่ประสิทธิภาพของลำคลื่น (Beam efficiency: BE) สำหรับสายอากาศซึ่งมีพูลหลักอยู่ในทิศทางระนาบ Z ($\theta=0$) แสดงดังรูปที่ 2.10 ประสิทธิภาพของลำคลื่นจะกำหนดได้ดังนี้

$$BE = \frac{\text{กำลังงานที่ส่ง (หรือรับ) ภายในกรวยซึ่งทำมุม } \theta_1}{\text{กำลังงานที่ส่ง (หรือรับ) ทั้งหมดด้วยสายอากาศนั้น}} \quad (2.39)$$

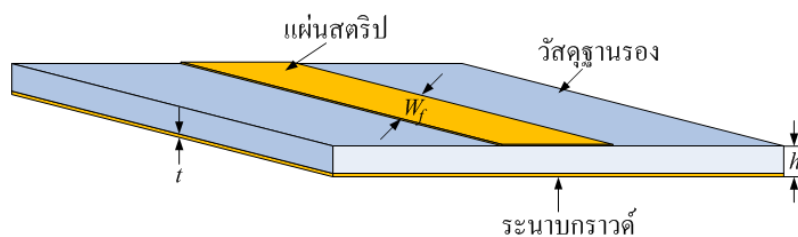
โดย θ_1 เป็นมุมที่มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของมุมกรวยที่ต้องการจะหาเปอร์เซ็นต์ของกำลังงานทั้งหมดในนั้น สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (2.40)

$$BE = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_1} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.40)$$

โดย θ_1 เป็นมุมที่เกิดนัลล์ (Null) คือจุดตำแหน่งที่กำลังมีค่าเท่ากับศูนย์คู่แรก ซึ่งประสิทธิภาพของลำคลื่นจะเป็นปริมาณที่แสดงถึงอัตราส่วนของจำนวนกำลังงานในพูลหลักต่อกำลังงานที่มีทั้งหมด

2.5 สายอากาศแบบไมโครสตริป

สายอากาศไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 2.15 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ วางอยู่บนวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กทริกและด้านล่างของวัสดุฐานรองเป็นผิวโลหะ พลังงานจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างโลหะแคบๆ กับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุฐานรองนั้นจะหนาประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่าลงมา ความกว้างของวัสดุฐานรองนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะที่ต้องการ ซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป [41, 43-45]



รูปที่ 2.15 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ $5\ \mu\text{m}$ หรือ $10\ \mu\text{m}$ ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีในการสร้างสตริปนั้น สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ดังตารางที่ 2.4 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของวัสดุฐานรองชนิดต่างๆ ได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก ค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย ($\tan \delta$) ที่ความถี่ 10 GHz เป็นต้น

ตารางที่ 2.4 คุณสมบัติของวัสดุฐานรองแบบต่างๆ

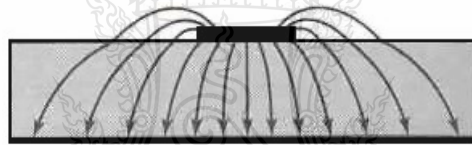
ชนิดของวัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r)	ค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย	ค่าคงตัวของการนำความร้อน ($\text{w/cm}^2/\text{°C}$)	ความขรุขระของผิว (μm)	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา 99.5%	10	$1-2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^{-3}
96%	9	20×10^{-4}	0.01	1	4×10^{-3}
แซฟไฟร์	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	$1-2 \times 10^{-4}$ 6×10^{-4}	0.28 0.4	2-8	4×10^{-3} 4×10^{-3}
แก้ว	5	-	-	-	-
ควอตซ์	3.8	20×10^{-4}	0.01	1	-
GaAS	13	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^{-3}
		6×10^{-4}	0.3	1	350

ค่าคงตัวของการนำความร้อนจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กทริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระมากเกินไปก็จะส่งผลไม่ค่อยดีเช่นกันและยังมีผลกระทบต่อ

ส่งคลื่นผ่านไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า สำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้าจะบ่งบอกถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ ๆ

2.5.1 การส่งผ่านคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปแม้จะมีโครงสร้างง่าย ๆ ดังกล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้ก็เป็นเพราะแกนประสานที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่น ๆ อย่างไรก็ตาม ได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะมีความใกล้เคียงกับกับโหมด TEM มากแต่ก็ไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (Quasi-TEM Mode) ดังรูปที่ 2.16 แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริปการที่มีสนามในแนวแกนอยู่บ้างเป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กทริกและอากาศอยู่ในระนาบเดียวกันและสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่ในโหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นแบบไฮบริดโหมด



รูปที่ 2.16 รูปแบบการแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ที่อนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ ซึ่งถ้าเราสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance) และค่าความจุ (Capacitance) ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งหมดนี้ไปคำนวณหาอิมพีแดนซ์ลักษณะได้ อย่างไรก็ตามการหาค่าความจูก็น่าจะยุ่งยากอยู่ เพราะภายในไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กทริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าความเหนี่ยวนำหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กทริกอยู่

แม้การหาค่าความจูก็น่าจะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ยังมีวิธีที่ง่ายโดยวิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective dielectric constant: ϵ_{eff}) ซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กทริกและอากาศเข้าด้วยกันและเนื่องจากสารไดอิเล็กทริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ หรือมีดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุ ดังนั้นค่า ϵ_{eff} ที่หาได้จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองพบว่าในช่วงความถี่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมาค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนไปจาก

กรณีของกระแสไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงอนุโลมให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz จะต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชันโดยการปรับค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับค่าความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้นใช้แนวความคิดของวงจรกระจาย โดยเมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปนั้นเป็นโหมด TEM และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0 จะเขียนในรูปของค่าความเหนี่ยวนำต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าความจุต่อหนึ่งหน่วยความยาว C ได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.41)$$

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส v_p จะเขียนได้ดังนี้

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.42)$$

จากสมการที่ (2.42) นี้ ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ v_p กับ L หรือ $\frac{1}{L}$ ได้ดังนี้

$$Z_c = v_p L = \frac{1}{v_p L} \quad (2.43)$$

ในขั้นตอนนี้ต่อไปนี้จะพิจารณากรณีวัสดุฐานรองที่สารไดอิเล็กทริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ในสภาพเช่นนี้ความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสงและค่าความจุต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าความเหนี่ยวนำจะไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าความจุที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟสในรูปต่อไปนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (2.44)$$

ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (2.45)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.44) หาดด้วยสมการที่ (2.42) จะได้

$$\frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.46)$$

ค่า C/C_0 ในนิยามนี้โดยทั่วไปคือค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กทริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ในกรณีนี้ ค่า C/C_0 นั้นจะเปรียบเสมือนค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กทริกและที่ด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.43) ถึงสมการที่ (2.47) สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_0}{Z_c} \right)^2 \quad (2.48)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.48) จะสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการออกแบบภายหลัง จากผลที่ได้จะเห็นว่า ถ้าเราสามารถรู้ค่า ϵ_{eff} ก็จะสามารถคำนวณหาคุณสมบัติอื่นๆ ตามมาได้ อย่างไรก็ตามค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรองซึ่งจะสามารถแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณาจาก 2 กรณีดังต่อไปนี้

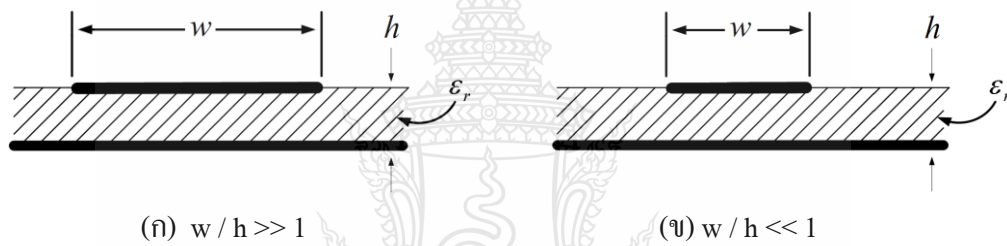
กรณี $w/h \gg 1$ แสดงดังรูปที่ 2.17 (ก) เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริป หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของวัสดุฐานรอง หรือ $\epsilon_{eff} \rightarrow \epsilon_r$

และกรณี $w/h \ll 1$ แสดงดังในรูปที่ 2.17 (ข) เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.49)$$

และเพื่อความสะดวกในการออกแบบต่อไปได้มีการเขียนค่า ϵ_{eff} ในรูปต่อไปนี้

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1) \quad ; \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (2.50)$$



รูปที่ 2.17 การเปรียบเทียบความกว้างของไมโครสตริปกับความหนาของวัสดุฐานรอง

ค่า q ในสมการที่ (2.50) นี้ถูกเรียกว่า ฟิลลิ่งแฟกเตอร์ (Filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้เห็นว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กทริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการที่ (2.50) ค่า q ก็จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงกว่า 2 GHz นั้นดิสเพอร์ชันเชิงวัสดุของวัสดุฐานรองจะมีผลต่อการคำนึงถึงผลกระทบของดิสเพอร์ชัน ในส่วนนี้จะทำได้โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไป ความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\epsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{v_p(f)} \right\}^2 \quad (2.51)$$

ถ้าความหนาของสตริปมีค่าใกล้เคียง $(t \rightarrow 0)$ ดังนั้นจะได้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ และค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์ที่มีความผิดพลาดน้อยกว่า 1 % ดังนี้

สำหรับอัตราส่วน $w/h \leq 1$ จะได้

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right] \quad (2.52)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} + 0.04 \left[1 - \frac{w}{h} \right] \right\}^{-1} \quad (2.53)$$

สำหรับค่าอัตราส่วน $w/h \geq 1$ จะได้

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left[\frac{w}{h} + 1.1444 \right] \right\}^{-1} \quad (2.54)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-0.5} \quad (2.55)$$

ในส่วนของการหาค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะสามารถหาได้จาก

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u} \right)^2} \right] \quad (2.56)$$

โดยค่า F มีค่าเป็น

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (2.57)$$

จากสมการที่ (2.57) นี้ ถ้าหากค่า $\epsilon_r \leq 128$ และถ้าค่า u มีค่าระหว่าง 0.01 ถึง 100 ($\epsilon_r \leq 128$ และ $0.01 \leq u \leq 100$) จะทำให้ผลการหาค่าคงที่ไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์มีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.2 %

สำหรับค่า $Z_c = Z_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$ จะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.01 % ถ้าค่า $u \leq 1$ และจะมีความผิดพลาดน้อยกว่า 0.03 % หากค่า $u \leq 100$

2.5.2 ค่าความยาวคลื่นบนสตริป ค่าคงที่การแพร่กระจายและค่าความเร็วเฟส

เมื่อทราบค่าไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์จะทำให้สามารถคำนวณหาค่าความยาวคลื่นบนสตริปและค่าคงที่การแพร่กระจายได้แก่ ค่าคงที่ของการแพร่กระจาย (Propagation Constant: γ) และค่าความเร็วเฟส (Phase velocity: v_p) ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.58)$$

โดย λ_0 เป็นค่าความยาวคลื่นในอากาศและหากต้องการทราบค่าความยาวคลื่นบนสตริปในหน่วยมิลลิเมตร สามารถคำนวณได้ตามสมการนี้

$$\lambda_g = \frac{300}{f(\text{GHz})\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.59)$$

สำหรับค่าคงที่ของการแพร่กระจายและค่าความเร็วเฟส v_p สามารถหาได้จาก

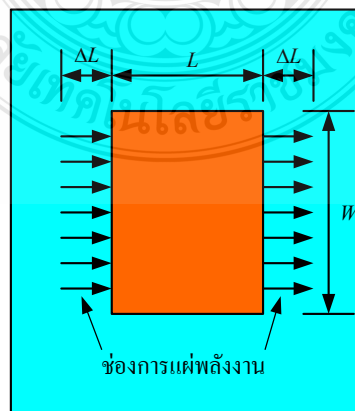
$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.60)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.61)$$

โดย C คือค่าความเร็วของคลื่นในอากาศ (3×10^8 m/s)

β คือค่าคงที่เฟส

2.5.3 แบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ



รูปที่ 2.18 แบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ [42]

จากรูปที่ 2.18 แสดงแบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นรูปสี่เหลี่ยม โดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่าง L แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนวัสดุฐานรอง และบางส่วนของแนวเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse Electric-Magnetic (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในวัสดุฐานรอง เมื่อนำมาแทนในโหมดพื้นฐานของการแพร่กระจายด้วยโหมด Quasi-TEM จะนั่นค่าคงตัวไดอิเล็กทริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ที่ถูกต้องนั้นจะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เนื่องจากสนามฟรินจิงก์รอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในฉนวนวัสดุฐานรองแต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ϵ_{eff} สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ (2.55)

เมื่อสนามฟรินจิงก์ตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านแสดงได้ดังนี้

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left[\frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left[\frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (2.62)$$

ซึ่งความยาวประสิทธิผล (L_{eff}) ของตัวสายอากาศหาได้จาก

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.63)$$

โดย

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.64)$$

ซึ่งตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) สำหรับโหมด TM_{mn} หาได้จาก

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.65)$$

โดย m และ n เป็นโหมดตามระยะขนาดความยาว (L) และความกว้าง (W) ตามลำดับ สำหรับโหมดพื้นฐาน ($m = 1, n = 0$)

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}} L_{eff}} \quad (2.66)$$

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้าหาได้จาก

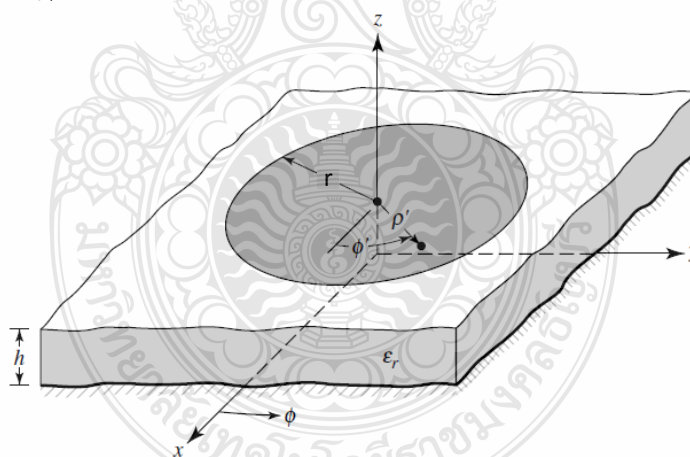
$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.67)$$

การจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นรูปวงกลมดังแสดงในรูปที่ 2.19 ของโหมด TM_{110}^z ซึ่งเป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กทริก (ϵ_r) ความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) และความหนาของวัสดุของฐานรอง (h) สามารถหาขนาดของวงกลม (r) ได้จากสมการดังนี้ [41]

$$r = F \cdot \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi F \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} + 1.7726 \right) \right] \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (2.68)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.69)$$

โดย f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.19 โครงสร้างสายอากาศรูปวงกลม [41]

2.5.4 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

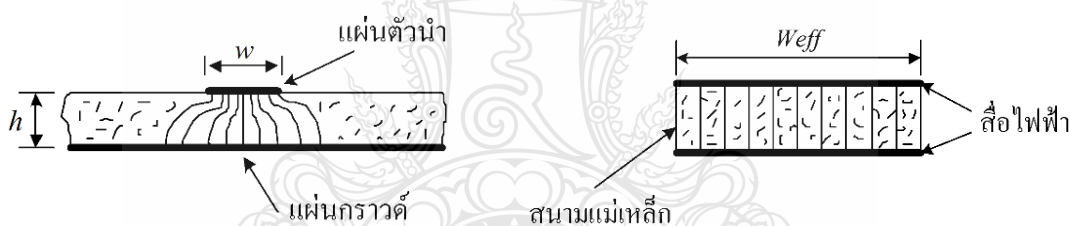
เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบและมีสารไดอิเล็กทริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ซึ่งการลดทอนของสัญญาณจึงเกิดทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาว่าไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้

$$\alpha = \frac{R}{2Z_c} + \frac{GZ_c}{2} \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (2.70)$$

โดย α_m คือค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะ

α_d คือค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากสารไดอิเล็กทริก

การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบาก เพราะการกระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความซับซ้อนมาก เช่นเดียวกับการกระจายของสนามไฟฟ้า และจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของไมโครสตริป (t) อีกด้วย ในทางปฏิบัตินั้นจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้น โดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบไมโครสตริปเท่านั้น ดังที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.20 จากนั้นคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าว แล้วจึงนำผลที่ได้ นั้น ไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อให้ค่าคงที่ดังกล่าวเป็น K จะได้ α_m ในรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.20 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_c} = \frac{KR_s}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{5 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \times \frac{K}{wZ_c} \text{ Nepper/m} \quad (2.71)$$

โดย σ_r คือค่าคงตัวของ การนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (Relative conductivity) ที่เปรียบเทียบกับทองแดงซึ่งมีค่า $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ส่วนค่า K นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า w/h และความถี่เรโซแนนซ์

ในกรณี w/h มีค่าใหญ่มากๆ ซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.20 ค่า K ก็จะเข้าหา 1 ในทางกลับกันคือ $w/h \ll 1$ ค่า K ก็จะเข้าหา 0.5 ในทางปฏิบัติ นั้นพบว่า กรณีที่ออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเป็น 50Ω โดยที่ $\epsilon_r = 10$ จะได้ค่า $K \approx 0.63$

สำหรับการหาค่า α_d ก็จะอาศัยหลักการหาค่า ε_{eff} ขึ้นมาใหม่ ดังนี้

$$\begin{aligned}\alpha_d &= \frac{GZ_c}{2} \\ \alpha_d &= \frac{Z_c}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) \\ &= \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{2cC} (\omega C \tan \delta_{eff}) \\ &= \frac{\pi f \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \text{ (Nepper/m)}\end{aligned}\quad (2.72)$$

โดยที่ $\tan \delta_{eff}$ นั้นเปรียบเสมือนค่า $\tan \delta$ ประสิทธิผล ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่า $\tan \delta$ ในสมการต่อไปนี้

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\varepsilon_{eff})}{1 - (1/\varepsilon_r)} \quad (2.73)$$

ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.73) นี้เป็นสิ่งที่สมเหตุสมผล เพราะเมื่อแทนค่า ε_{eff} ด้วย 1 ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นอากาศ ค่า $\tan \delta$ จะเท่ากับ 0 และเมื่อแทนค่า $\varepsilon_{eff} = \varepsilon_r$ ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นไดอิเล็กทริกทั้งหมด ค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ $\tan \delta$

เมื่อนำค่า α_m และ α_d ในสมการที่ (2.71) และสมการที่ (2.72) แทนกลับเข้าไปในสมการที่ (2.70) ก็จะได้ผลรวมออกมา α และเนื่องจากเรานิยมเขียนค่า α ให้มีหน่วยเป็น dB/m เขียนความถี่ที่ใช้งานให้มีหน่วยเป็น GHz และเขียนความกว้างของแถบสตริบให้มีหน่วยเป็น mm ดังนั้น α จะเขียนได้ในสมการต่อไปนี้

$$\alpha = \frac{72K}{wZ_c} \sqrt{f} + 91f \sqrt{\varepsilon_{eff}} \frac{1 - (1/\varepsilon_{eff})}{1 - (1/\varepsilon_r)} \tan \delta \text{ (dB)} \quad (2.74)$$

จะเห็นได้ว่า α_m แปรตามค่า \sqrt{f} ในขณะที่ α_d แปรตาม f ซึ่งจะทำให้ดูเหมือนว่า α_d จะมีค่าสูงกว่า α_m อย่างไรก็ตาม ภายหลังจากนี้ได้มีการพัฒนาวัสดุฐานรองที่มีคุณสมบัติดีขึ้นคือมีค่า $\tan \delta$ ที่ต่ำมากทำให้ช่วงความถี่ที่ $f < 10$ GHz ดังนั้นค่า α_m จะใหญ่กว่าค่า α_d

2.5.5 ประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริป

สำหรับองค์ประกอบ (Elements) ของสายอากาศแบบไมโครสตริปตามชนิดต่างๆ ประสิทธิภาพจะเป็นตัวกำหนดกำลังของการแผ่พลังงาน โดยกำลังที่รับได้จากทางอินพุตขององค์ประกอบในส่วนต่างๆ จะเกิดการลดทอนขึ้นที่ตัวนำ การสูญเสียจากโหนดที่รวมอยู่ในแต่ละองค์ประกอบ สำหรับองค์ประกอบไมโครสตริปที่มีประสิทธิภาพอยู่ที่ 80 ถึง 90 % จะมีลักษณะบางและมักจะพบว่าเมื่อแผ่นวงจรพิมพ์มีความบางมากๆ จะมีการลดทอนน้อย โดยค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) สามารถแมตซ์ที่ 50Ω แต่จะมีแบนด์วิดท์แคบและการสูญเสียเนื่องจากอุณหภูมิก็มีจำนวนมากหรือไม่คงที่ การเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิก็เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งเพิ่มมากขึ้นอย่างรวดเร็วและเปอร์เซ็นต์การสะท้อนก็จะมากขึ้น ซึ่งการสูญเสียที่เกิดจากวัสดุฐานรองสามารถถูกกำจัดออกโดยใช้วัสดุฐานรองที่เป็นอากาศ ($\epsilon_r \approx 1$) ด้วย เมื่อส่วนใหญ่ขององค์ประกอบมีการแยกกันระหว่างองค์ประกอบและระนาบกราวด์ วัสดุฐานรองจะมีผลต่อคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป จากที่ได้ทราบแล้วว่า ค่าสภาพการเจาะจงทิศทาง (Directivity) และค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปสามารถที่จะกำหนดค่าประสิทธิภาพของสายอากาศดังสมการที่ (2.75) [46]

$$G = \eta D \quad (2.75)$$

โดย G คืออัตราขยายของสายอากาศ
 η คือสภาพการเจาะจงทิศทาง
 D คือประสิทธิภาพของสายอากาศ

ในทางปฏิบัติการหาอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปนั้น จะสามารถหาได้จากสมการที่ (2.76) หรือ (2.66) ดังนี้

$$P_r = P_i + L_f - L_{line} + G_t + G_r \quad (2.76)$$

$$G_r = P_r - P_i + L_f + L_{line} - G_t \quad (2.77)$$

โดย P_r คือกำลังงานทางด้านส่ง (dBm)

P_r คือกำลังงานทางภาครับ

L_{line} คือกำลังงานที่สูญเสียในสายส่งทั้งด้านส่งและภาครับ

L_f คือกำลังงานที่สูญเสียในอากาศ $= 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$

G_t คืออัตราขยายของสายอากาศทางภาคส่ง

G_r คืออัตราขยายของสายอากาศทางภาครับ

2.6 มาตรฐานของการสื่อสารแบบไร้สาย

สถาบันวิศวกรไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (Institute of Electrical and Electronics Engineers: IEEE) เป็นสถาบันที่ได้กำหนดมาตรฐานการทำงานของเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่สำคัญๆ ดังนี้

2.6.1 มาตรฐาน IEEE 802.11

1) มาตรฐาน IEEE 802.11a เป็นมาตรฐานที่ใช้ทำการรับ-ส่งข้อมูลแบบไร้สายไม่ว่าจะเป็นคลื่นอินฟราเรดหรือคลื่นวิทยุที่ความถี่ 2.4-5 GHz

2) IEEE 802.11 b เป็นการส่งข้อมูลแบบไร้สายโดยใช้คลื่นความถี่ 2.4 GHz ที่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลที่ 11 Mbps ซึ่งทำให้ไปได้ไกลกว่า IEEE 802.11a เนื่องจากความถี่ที่ใช้ต่ำกว่า ซึ่งนิยมใช้กันเป็นอย่างมากในการสื่อสารแบบไร้สาย ไม่ว่าจะเป็นวงการอุตสาหกรรม การแพทย์ คอมพิวเตอร์ ฯลฯ

3) IEEE 802.11g เป็นการติดต่อสื่อสารในระบบไร้สายที่ความถี่ 2.4 GHz แต่อัตราการรับ-ส่งข้อมูลจะสูงกว่า IEEE 802.11b ที่ 54 Mbps ทำให้มีการใช้กันอย่างแพร่หลายมากในปัจจุบัน และมีเทคโนโลยีที่เข้ามาพัฒนา คือ MIMO ซึ่งใช้หลักการคือการเพิ่มสายอากาศเข้าไปเพื่อเพิ่มระยะทางในการส่ง โดยการส่งข้อมูลแบบไร้สายนั้นในขณะที่ทำการส่งข้อมูลมักจะมีสัญญาณรบกวน สัญญาณสะท้อนซึ่ง MIMO นำตรงส่วนนั้นมาใช้ให้เป็นประโยชน์โดยการเสริมเข้ากันเพื่อให้การรับสัญญาณสมบูรณ์ยิ่งขึ้นซึ่งสามารถรับ-ส่งข้อมูลได้ในอัตรา 108 Mbps ถึง 240 Mbps

4) IEEE 802.11n เป็นมาตรฐานของผลิตภัณฑ์เครือข่ายไร้สายที่คาดหมายกันว่า จะเข้ามาแทนที่มาตรฐาน IEEE 802.11a IEEE 802.11b และ IEEE 802.11g ที่ใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน โดยให้อัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลในระดับ 100 Mbps

2.6.2 มาตรฐาน IEEE 802.16

เป็นมาตรฐานที่ให้ระยะทางการเชื่อมโยงในช่วงระยะสั้นๆ แค่ 1.6-4.8 Km เท่านั้น เป็นมาตรฐานเดียวที่สนับสนุนรูปแบบการใช้งานในระดับสายตา หรือที่เรียกว่า Line of Sight (LoS) แต่มาตรฐานนี้ก็กลับมีการเปิดใช้งานในช่วงความถี่ที่สูงมากคือ 10-66 GHz

1) มาตรฐาน WiMAX แบบ IEEE 802.16a เป็นมาตรฐานที่แก้ไขปรับปรุงจาก IEEE 802.16 เดิมโดยมีการปรับลดระดับความถี่ที่ใช้งานให้ลงมาที่ย่าน 2-11 GHz ซึ่งคุณสมบัติเด่นที่ได้รับ การแก้ไขข้อบกพร่องจากมาตรฐาน 802.16 เดิมคือเพิ่มคุณสมบัติการรองรับการทำงานแบบที่ไม่อยู่ในระดับสายตา Non Line of Sight (NLoS) อีกทั้งยังมีคุณสมบัติการทำงานในส่วนของภาคขยาย สัญญาณ เมื่อมีสิ่งกีดขวางเกิดขึ้น ตามสภาพแวดล้อมขวางกั้น อาทิเช่น ต้นไม้ อาคาร ฯลฯ นอกจากนี้ ก็ยังช่วยให้สามารถขยายระบบเครือข่ายเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตไร้สายความเร็วสูงได้กว้างกว่ามาตรฐาน เดิม ด้วยรัศมีทำการที่ไกลเพิ่มขึ้นจากมาตรฐานแรกไปถึง 31 mi (ประมาณ 48-50 Km) และมีอัตรา ความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 75 Mbps ทำให้สามารถรองรับการเชื่อมต่อการใช้งานกับระบบ เครือข่ายของบริษัทที่มีการใช้สายประเภทที่ 1 (T1-type) มากกว่า 60 ราย และการเชื่อมต่อแบบ Asynchronous Digital Subscriber Line (ADSL) ตามบ้านเรือนที่พักอาศัยอีกหลายร้อยครัวเรือนได้ พร้อมกัน โดยไม่เกิดปัญหาในการใช้งาน

2) มาตรฐาน WiMAX แบบ IEEE 802.16e เป็นมาตรฐานที่ออกแบบมาให้สนับสนุน การใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พกพาประเภทต่างๆ เช่น อุปกรณ์พีดีเอ โน้ตบุ๊ก มือถือ เป็นต้น โดยให้รัศมี ทำงานที่ 1.6-4.8 Km ได้มีระบบที่ช่วยให้ผู้ใช้งานยังสามารถสื่อสารได้โดยให้คุณภาพในการสื่อสารที่ ดีและมีเสถียรภาพขณะใช้งาน แม้จะมีการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลา [36]

2.6.3 มาตรฐาน IEEE 802.15

มาตรฐาน IEE 802.15.3a Ultra Wide Band (UWB) แบ่งออกเป็น 4 มาตรฐาน ได้แก่

1) IEEE 802.15.1 ศึกษาการร่างมาตรฐานชั้นกายภาพ (Physical layer) และ Media Access Control (MAC) สำหรับการรับส่งข้อมูลแบบ Bluetooth ที่ใช้กันปัจจุบัน

2) IEEE 802.15.1 ศึกษาผลกระทบการใช้งานและการทำงานร่วมกันระหว่าง โครงข่าย WPAN กับ WLAN และระบบสื่อสารไร้สายอื่นๆ เช่นระบบโทรศัพท์ GSM CDMA และ GPS เป็นต้น

3) IEEE 802.15.3 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงมาก (11 Mbps ถึง 55 Mbps) ในระยะการรับส่งข้อมูลไม่เกิน 20 m และมีการใช้พลังงานประมาณไม่เกิน 0.5 mW โดยมีการจัดทำร่างมาตรฐานย่อยเรียกว่า IEEE 802.15.3a สำหรับการรับส่งข้อมูลที่มีอัตราสูงมากกว่า 100 Mbps สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มี ระยะใกล้กว่า (ไม่เกิน 10 m) ซึ่งร่างมาตรฐานของผู้เสนอหลายรายมีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุด มากกว่า 1 Gbps การประยุกต์ใช้งานของโครงข่าย WPAN ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.3a นั้นคาดว่า จะใช้กับโครงข่ายข้อมูลระยะใกล้เช่น เป็นมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC ของ Wireless USB

โครงข่ายคอมพิวเตอร์ไร้สายภายในบ้าน หรือสำนักงาน หรือกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการการรับส่งข้อมูลในปริมาณที่สูงมาก เช่น เครื่องเล่น DVD โทรศัพท์ที่มีความละเอียดสูง เป็นต้น

4) IEEE 802.15.4 ศึกษาการร่างมาตรฐานของชั้นกายภาพและ MAC สำหรับโครงข่าย WPAN ที่มีอัตราการรับส่ง ข้อมูลไม่สูงมากประมาณ 1 ถึง 5 Mbps แต่ใช้พลังงานต่ำเป็นพิเศษประมาณ 100 uW (แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานได้หลายเดือนหรือหลายปี) ซึ่งจะเป็นมาตรฐานสำหรับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก เช่น โทรศัพท์มือถือ กล้องถ่ายรูป เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพาและเครื่องเล่นเพลง MP3 เป็นต้น นอกจากนี้ยังมีร่างมาตรฐานย่อยซึ่งเรียกว่า IEEE 802.15.4a สำหรับอัตราการรับส่งข้อมูลไม่เกิน 1 Mbps แต่มีระยะการส่งไกลมากขึ้นได้ถึง 75 m แต่ยังคงมีอัตราการใช้พลังงานต่ำมาก (สามารถใช้ได้หลายเดือนกรณีใช้แบตเตอรี่) ถูกออกแบบมาสำหรับโครงข่าย Wireless sensor network และโครงข่ายไร้สายสำหรับอุปกรณ์ควบคุมในโรงงานอุตสาหกรรม

ตารางที่ 2.5 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายแบบต่างๆ

เทคโนโลยี	มาตรฐาน	เครือข่าย	อัตราความเร็ว	ระยะทาง	ความถี่
WiFi	IEEE802.11a	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	5.1-5.2 GHz
	IEEE802.11b	WLAN	สูงสุด 11 Mbps	100 m	2.4-2.8 GHz
	IEEE802.11g	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 m	2.4-2.8 GHz
	IEEE802.11n	WLAN	300-450 Mbps	70-250 m	2.4-5 GHz
WiMAX	IEEE802.16d	WMAN	สูงสุด 75 Mbps (20 MHz BW)	ปกติ 6.4-10 km	11 GHz
	IEEE802.16e	Mobile WMAN	สูงสุด 30 Mbps (10 MHz BW)	ปกติ 1.6-5 km	2-6 GHz
WCDMA/UMTS	3G	WWAN	สูงสุด 2-10 Mbps (HSDPA)	ปกติ 1.6-8 km	1800,1900 2100 MHz
CDMA2001x EV-DO	3G	WWAN	สูงสุด 2.4 Mbps	ปกติ 1.6-8 km	400, 800,900,1700, 800, 1900, 2100 MHz
EDGE	2.5G	WWAN	สูงสุด 348 kbps	ปกติ 1.6-8 km	2100 MHz
UWB	IEEE802.15.3a	WPAN	110-480 Mbps	10 m	7.5 GHz

บทที่ 3

วิธีการดำเนินการวิจัย

3.1 บทนำ

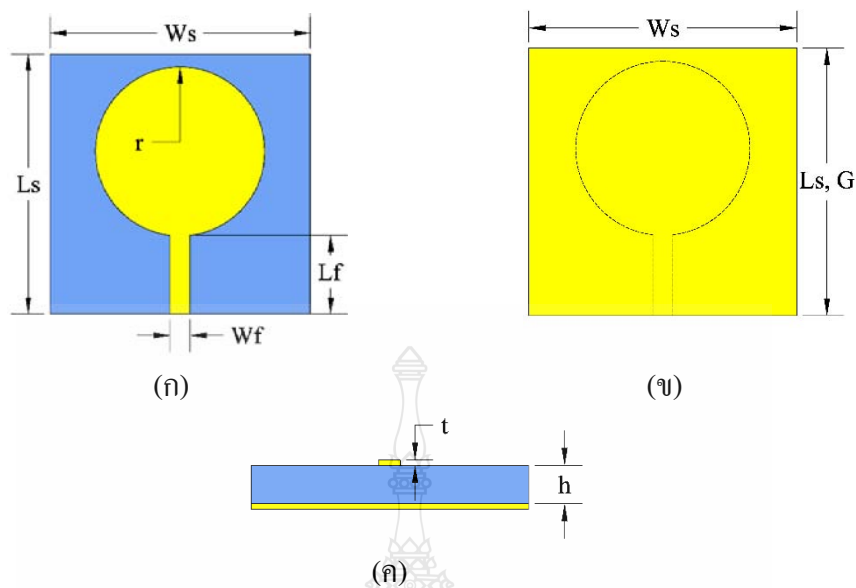
ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ ซึ่งได้นำหลักการต่างๆ จากทฤษฎีในบทที่ 2 มาช่วยในการออกแบบและทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ร่วมกับระเบียบวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical method) เพื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ต่างๆ ให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งแบบไมโครสตริปนั้น ได้เริ่มจากแนวคิดของการออกแบบสายอากาศรูปวงกลมพื้นฐาน [8-10] ที่มีโครงสร้างง่ายไม่ซับซ้อน จากนั้นจึงทำการสร้างเป็นสายอากาศแบบไมโมจำนวน 2 พอร์ต มีโครงสร้างเป็นแบบสมมาตรกัน ร่วมกับการเพิ่มสลับที่ระนาบกราวด์ของสายอากาศทั้ง 2 พอร์ตเพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม ซึ่งการออกแบบสายอากาศไมโมในงานวิจัยนี้ได้แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบคือ รูปแบบที่ 1 ใช้เทคนิคการเจาะร่องที่รูปวงกลมใหญ่ และเพิ่มวงกลมเล็กจำนวน 7 วง เพื่อให้ตอบสนองต่อความถี่ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ [13, 17-21] และรูปแบบที่ 2 เป็นแพทช์แบบวงกลม 1 วง และเพิ่มเทคนิคการเจาะร่องที่ระนาบกราวด์เพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น [28-32]

3.2 การออกแบบสายอากาศรูปวงกลมพื้นฐาน

สำหรับการออกแบบโครงสร้างของสายอากาศรูปวงกลม เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์ (3.1-10.6 GHz) โดยเลือกใช้วัสดุฐานรองเป็นแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 ที่สามารถจัดหาได้ง่ายและมีราคาไม่แพงมากนัก ซึ่งมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กทริก	ϵ_r	= 4.3
ความหนาของวัสดุฐานรอง	h	= 1.6 mm
ความหนาของวัสดุตัวนำ	t	= 0.035 mm
ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง)	σ	= 5.8×10^7 S/m
และค่าแทนเจนต์ความสูญเสีย	$\tan \delta$	= 0.02



รูปที่ 3.1 โครงสร้างต้นแบบของสายอากาศรูปวงกลม

- (ก) ด้านหน้าของสายอากาศ
- (ข) ด้านหลังของสายอากาศ (ระนาบกราวด์)
- (ค) ด้านล่างของสายอากาศ

ในรูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างสายอากาศพื้นฐานรูปวงกลม เพื่อนำไปพัฒนาเป็นสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบโมโมสำหรับใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยพารามิเตอร์หลักๆ ของสายอากาศต้นแบบประกอบด้วย

W_s	คือความกว้างของวัสดุฐานรอง (mm)
L_s	คือความยาวของวัสดุฐานรอง (mm)
W_f	คือความกว้างของสายนำสัญญาณ (mm)
L_f	คือความยาวของสายนำสัญญาณ (mm)
r	คือขนาดรัศมีของแพทช์วงกลม (mm)
h	คือความหนาของวัสดุฐานรอง (mm)
t	คือความหนาของวัสดุตัวนำทองแดง (mm)
G	คือความยาวของระนาบกราวด์ (mm)

ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบโมโนสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ที่กระตุ้นด้วยสายส่งไมโครสตริป สิ่งที่สำคัญคือการหาความกว้าง (W_s) และความยาว (L_s) ของวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งมีขนาดเท่ากับระนาบกราวด์ โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (3.1) และ (3.2) [47-49] ดังนี้

$$W_s = L_s = 6h + W \quad (3.1)$$

โดย

$$W = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.2)$$

โดย c คือความเร็วแสงในอากาศมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s

fr คือความถี่ที่ต้องการออกแบบมีค่าเท่ากับ 3.1 GHz

ϵ_r คือค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรองมีค่าเท่ากับ 4.3

จะได้

$$W = \frac{3 \times 10^8}{21.3 \times 10^8} \sqrt{\frac{2}{4.3 + 1}}$$

$$= 30.71 \text{ mm}$$

$$W_s = L_s = 6 \times 1.6 + 30.71$$

$$= 40.31 \text{ mm}$$

ดังนั้นความกว้างและความยาวของวัสดุฐานรอง คือ $W_s = 40$ mm และ $L_s = 40$ mm

สำหรับการออกแบบความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_f) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ของสายอากาศไมโครสตริปนั้นสิ่งที่สำคัญ คือการออกแบบสายส่งไมโครสตริปให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50Ω ในย่านความถี่เริ่มต้น 3.1 GHz ซึ่งความกว้างของสายส่งแบบไมโครสตริป (W_f) สามารถหาได้จากสมการที่ (3.3) ดังนี้

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{Wf}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{Wf}{h} + 1.1444 \right) \right]}, \frac{Wf}{h} > 1 \quad (3.3)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{Ws} \right)^{-1/2} \quad (3.4)$$

โดย Z_c ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศเท่ากับ 50 Ω

ϵ_{eff} ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกสัมพัทธ์

ϵ_r ค่าคงตัวไดอิเล็กทริกของวัสดุฐานรองเท่ากับ 4.3

h ความหนาของวัสดุฐานรองเท่ากับ 1.6 mm

จะได้

$$\begin{aligned} \epsilon_{eff} &= \frac{4.3+1}{2} + \frac{4.3-1}{2} \left(1 + \frac{12 \times 1.6}{40} \right)^{-1/2} \\ &= 4.0063 \end{aligned}$$

$$50 = \frac{120\pi}{\sqrt{4} \left(\frac{Wf}{1.6} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{Wf}{1.6} + 1.1444 \right) \right)}$$

$$Wf = 3 \text{ mm}$$

สำหรับการออกแบบความยาวสายนำสัญญาณ (L_f) ของสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบโมโนสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ ดังรูปที่ 3.1 โดยใช้ความสัมพันธ์ $\frac{\lambda_g}{4}$ ของสายอากาศแบบโมโนโพลจากความถี่ 3.1 GHz ซึ่งการคำนวณหาความยาวของสายนำสัญญาณสามารถหาได้จากสมการที่ (3.5) ดังนี้

$$\lambda_g \approx \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.5)$$

โดย $\epsilon_{eff} = 4$

λ_0 คือค่าความยาวคลื่นในอากาศ

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{3.1 \times 10^9}$$

$$= 96.77 \text{ mm}$$

จะได้

$$\lambda_g = \frac{96.77}{\sqrt{4}}$$

$$= 48.38 \text{ mm}$$

ดังนั้นความยาวของสายนำสัญญาณ (L_f) คือ

$$L_f = \frac{\lambda_g}{4}$$

$$= \frac{48.38}{4}$$

$$L_f = 12 \text{ mm}$$

เมื่อได้ขนาดความกว้าง (W) และความยาว (L_f) ของสายนำสัญญาณแล้ว ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการออกแบบรูปวงกลมของแพทช์ของสายอากาศ ซึ่งเป็นองค์ประกอบสำคัญที่สามารถตอบสนองแบนด์วิดท์ที่กว้างให้ครอบคลุมในระบบอัลตราไวด์แบนด์ได้ โดยการออกแบบรัศมีของวงกลมสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.6) ดังนี้

$$r = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (3.6)$$

โดย

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.7)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{3.1 \times 10^9 \sqrt{4.3}}$$

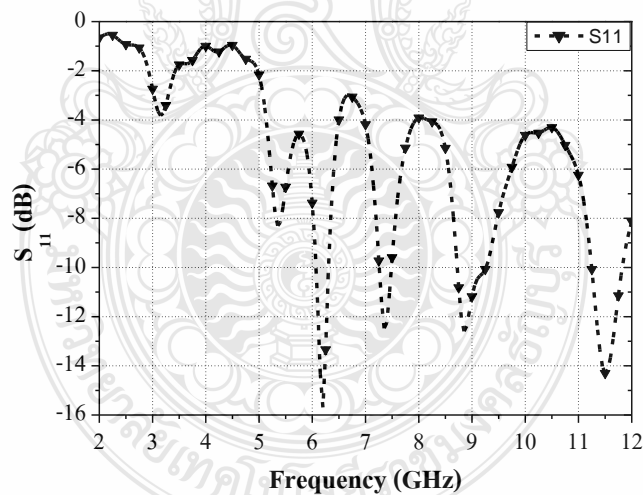
$$F = 1.367$$

จะได้

$$r = \frac{1.367}{\left\{ 1 + \frac{2 \times 0.16}{\pi \times 4.3 \times 1.367} \left[\ln \left(\frac{\pi \times 1.367}{2 \times 0.16} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

$$= 1.3 \text{ cm หรือ } 13 \text{ mm}$$

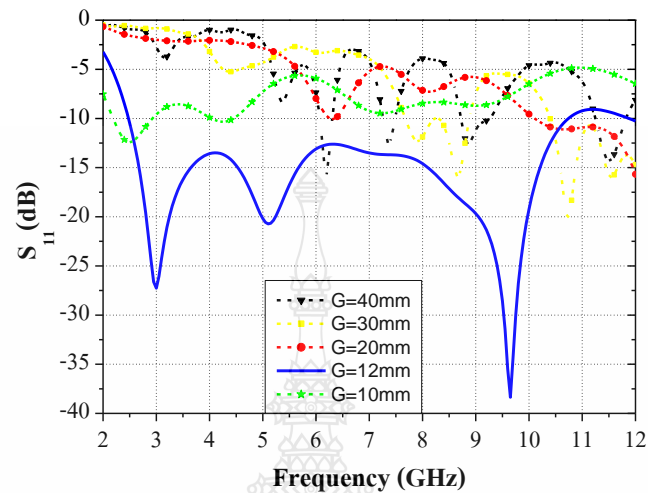
เมื่อได้ออกแบบส่วนประกอบที่สำคัญๆ ของสายอากาศต้นแบบแล้ว จึงนำไปจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่ที่ต้องการจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (Reflection coefficient) ดังในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S₁₁) ของสายอากาศต้นแบบ

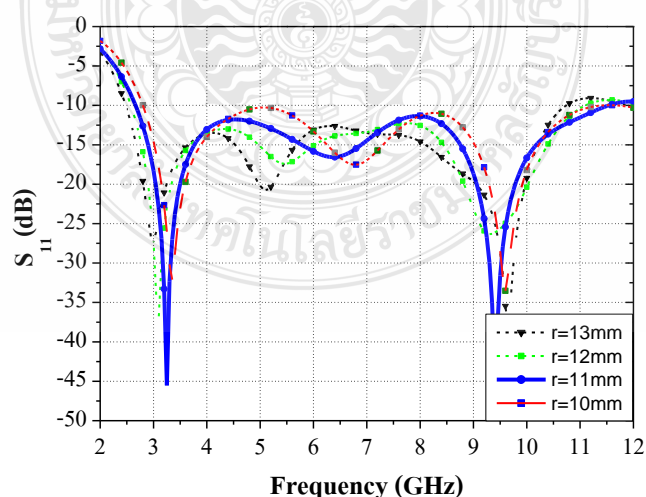
ในรูปที่ 3.2 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศต้นแบบที่ได้จากการคำนวณ ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลของแบนด์วิดท์ ยังไม่ตอบสนองต่อความถี่ที่ต้องการ จึงได้ทำการปรับเปลี่ยนขนาดพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ความสูงของระนาบกราวด์ (G) ขนาดรัศมี (r) ขนาดความ

กว้าง (Wf) และความยาว (Lf) ของสายส่งสัญญาณ โดยใช้โปรแกรม CST เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ดีที่สุดของสายอากาศ



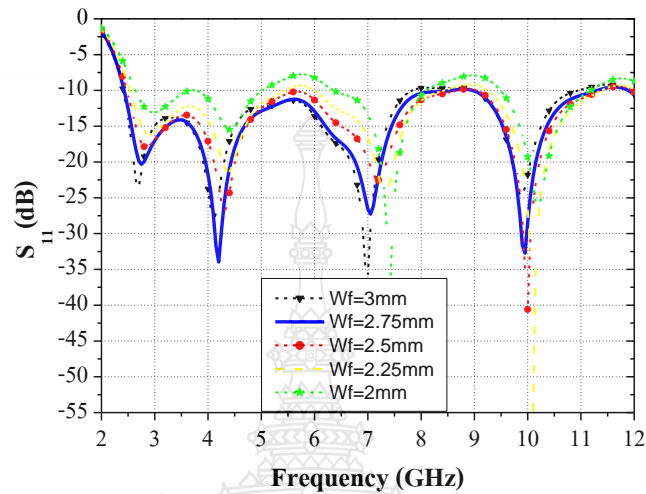
รูปที่ 3.3 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับลดขนาดความยาวของระนาบกรวด

ในรูปที่ 3.3 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนหลังการปรับลดขนาดของระนาบกรวด (G) จาก 40 mm 30 mm 20 mm 12 mm และ 10 mm ซึ่งจะเห็นได้ว่าความยาวของระนาบกรวดที่ดีที่สุดที่ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $S_{11} < -10$ dB ตลอดช่วงความถี่ 2.57-10.74 GHz คือ $G = 12$ mm หรือเท่ากับกับความยาวของสายนำสัญญาณ (Lf)



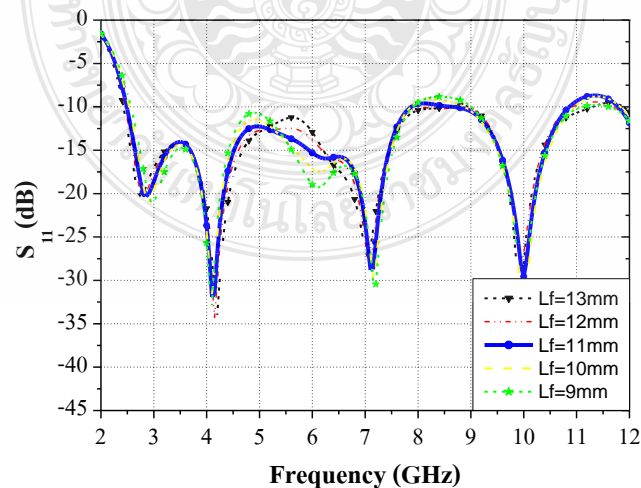
รูปที่ 3.4 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดรัศมีของสายอากาศ (r)

ในรูปที่ 3.4 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) หลังจากการปรับลดขนาดรัศมีของสายอากาศ (r) จาก 13 mm 12 mm 11 mm และ 10 mm ซึ่งขนาดรัศมีวงกลมที่เหมาะสมที่สุดคือ $r = 11$ mm ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เท่ากับ 8.73 GHz ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.64-11.37 GHz



รูปที่ 3.5 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ

รูปที่ 3.5 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) เมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของสายนำสัญญาณ (Wf) จาก 3 mm 2.75 mm 2.5 mm 2.25 mm และ 2 mm จะเห็นได้ว่าความกว้างของสายนำสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดคือ $Wf = 2.75$ mm ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เท่ากับ 8.84 GHz ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.48-11.32 GHz



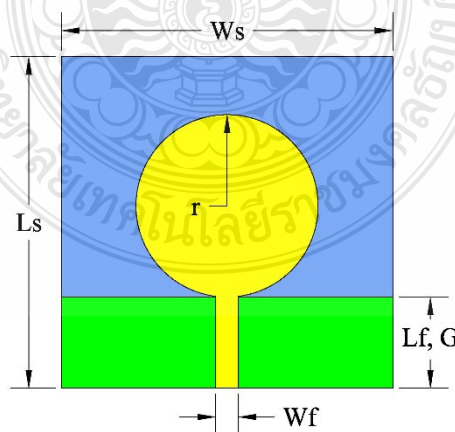
รูปที่ 3.6 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อทำการปรับขนาดความยาวของสายนำสัญญาณ

รูปที่ 3.6 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) เมื่อทำการปรับขนาดความยาวของสายนำสัญญาณ (L_f) จาก 13 mm 12 mm 11 mm 10 mm 9 mm และ 8 mm จะเห็นได้ว่าความยาวของสายนำสัญญาณที่เหมาะสมที่สุด คือ $L_f = 11$ mm ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์เบนดวิตท์เท่ากับ 8.30 GHz ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.50-10.80 GHz

ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบรูปวงกลมสามารถสรุปได้ดังในตารางที่ 3.1 และรูปที่ 3.7 จากนั้นจึงนำไปพัฒนาเป็นสายอากาศไมโครรูปวงกลมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 และรูปแบบที่ 2 ต่อไป

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นของสายอากาศรูปวงกลมพื้นฐาน

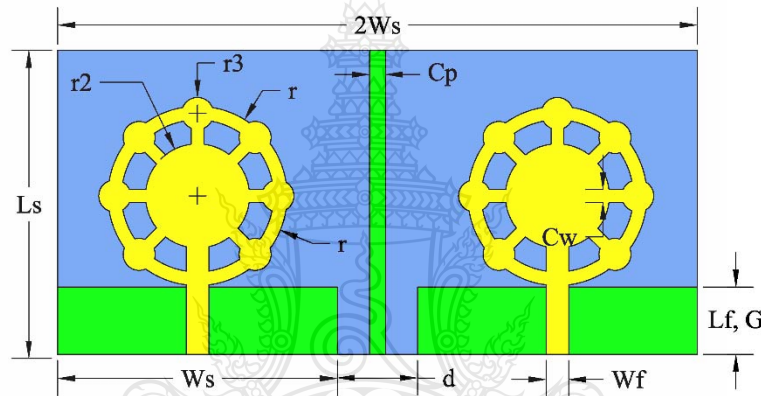
ชื่อพารามิเตอร์	ขนาด (mm)
ความกว้างของวัสดุฐานรอง (W_s)	40
ความยาวของวัสดุฐานรอง (L_s)	40
ความกว้างของสายนำสัญญาณ (W_f)	2.75
ความยาวของสายนำสัญญาณ (L_f)	11
ขนาดความยาวของกรานด์ (G)	11
รัศมีของวงกลม (r)	11
ความหนาของวัสดุฐานรอง (h)	1.6
ความหนาของวัสดุตัวนำทองแดง (t)	0.035



รูปที่ 3.7 โครงสร้างสายอากาศต้นแบบสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์

3.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1

เมื่อได้โครงสร้างสายอากาศต้นแบบดังในรูปที่ 3.7 จึงพัฒนาเป็นสายอากาศไมโมรูปวงกลมสำหรับระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 โดยมีการเพิ่มพารามิเตอร์ต่างๆ เข้าไปเพื่อให้ตอบสนองต่อแบนด์วิธของระบบอัลตราไวด์แบนด์ เช่นการเซาะร่องวงกลมตรงกลางที่มีรัศมี r_2 และการเพิ่มวงกลมเล็กที่มีรัศมี r_3 จำนวน 7 วง อยู่รอบวงกลมใหญ่และการเชื่อมแขน (C_w) ระหว่างวงกลมเล็กกับวงกลมกลาง ต่อมาจึงสร้างเป็นสายอากาศแบบไมโมจำนวน 2 พอร์ต โดยให้ระยะกราวด์อยู่ห่างกันที่ระยะ (d) พร้อมกับการเพิ่มสัดชั้นตรงกลางเพื่อช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ของสายอากาศทั้งสองตัวที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1

ในการหาขนาดรัศมี r_2 และ r_3 สามารถหาได้จากสมการที่ (3.8) และสมการที่ (3.9) โดยใช้ความถี่กลาง $f_b = 7.5$ GHz และความถี่สูงสุด $f_h = 10.6$ GHz ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ ตามลำดับดังนี้
การคำนวณขนาดรัศมี r_2

$$r_2 = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (3.8)$$

โดย
$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_b \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{7.5 \times 10^9 \sqrt{4.3}}$$

$$= 0.56$$

จะได้

$$r_2 = \frac{0.56}{\left\{ 1 + \frac{2 \times 0.16}{\pi \times 4.3 \times 1.367} \left[\ln \left(\frac{\pi \times 0.55}{2 \times 0.16} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

$$= 0.528 \text{ cm}$$

การคำนวณขนาดรัศมี r_3

$$r_3 = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}} \quad (3.9)$$

โดย

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_h \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$= \frac{8.791 \times 10^9}{10.6 \times 10^9 \sqrt{4.3}}$$

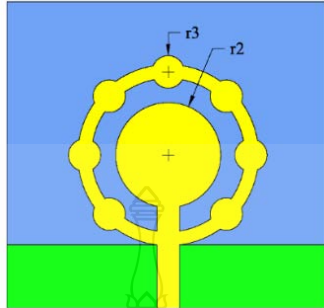
$$= 0.39$$

จะได้

$$r_3 = \frac{0.399}{\left\{ 1 + \frac{2 \times 0.16}{\pi \times 4.3 \times 1.367} \left[\ln \left(\frac{\pi \times 0.55}{2 \times 0.16} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}$$

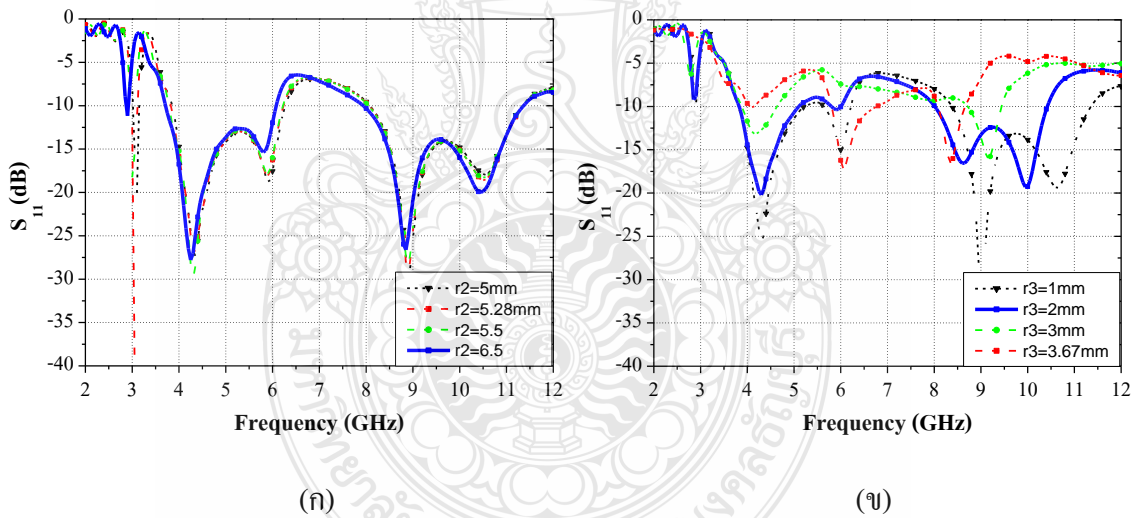
$$= 0.367 \text{ cm}$$

ดังนั้นขนาดของรัศมีวงกลมกลาง $r_2 = 5.28 \text{ mm}$ และรัศมีวงกลมเล็ก $r_3 = 3.67 \text{ mm}$ และนำไปออกแบบดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 การเพิ่มพารามิเตอร์ r_2 และ r_3 ของสายอากาศรูปแบบที่ 1

จากนั้นจึงทำการปรับขนาดของรัศมี r_2 และ r_3 โดยใช้โปรแกรมจำลอง CST เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ของระบบอัลตราไวร์แบนด์



รูปที่ 3.10 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจากการปรับขนาดของวงกลม

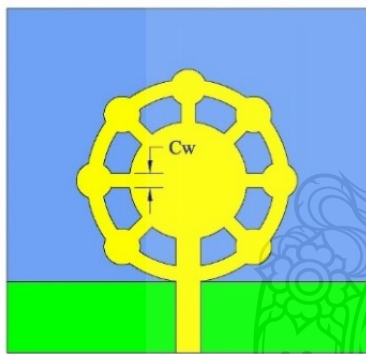
(ก) รัศมี r_2

(ข) รัศมี r_3

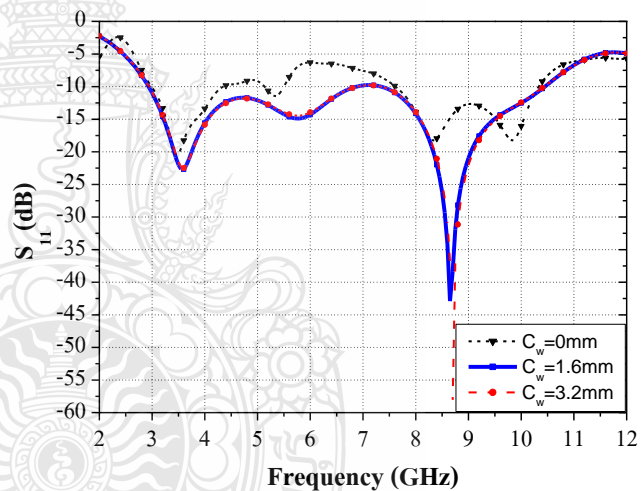
ในรูปที่ 3.10 (ก) แสดงถึงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) เมื่อมีการปรับเปลี่ยนขนาดของรัศมี r_2 จาก 5 mm 5.28 mm 5.5 mm และ 6.5 mm ตามลำดับจะเห็นได้ว่าผลการจำลองที่ช่วงความถี่ $2.88\text{-}5.45 \text{ GHz}$ และ $7.58\text{-}11.28 \text{ GHz}$ มีค่าต่ำกว่า -10 dB แต่ที่ช่วงความถี่ $5.45\text{-}7.58 \text{ GHz}$ ยังมี

ค่าสูงกว่า -10 dB ซึ่งค่าที่เหมาะสมคือ $r_2 = 6.5$ mm และในรูปที่ 3.10 (ข) ได้แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดครีมี r_3 จาก 1 mm 2 mm 3 mm และ 3.67 mm ซึ่งทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) มีการเลื่อนไปทางซ้ายและขนาดของแบนด์วิดท์แคบลง แต่ยังคงอยู่ในช่วงของความถี่อัลตราไวด์แบนด์ โดยค่าที่เหมาะสมคือ $r_3 = 2$ mm

ต่อไปจะเป็นการออกแบบแขนเพื่อเชื่อมต่อระหว่างวงกลม r_2 กับ r_3 เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จะแปรผกผันกับค่าความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นเมื่อขนาดของพารามิเตอร์ใดๆ มีการเปลี่ยนแปลงจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ดังนั้นในการคำนวณหาขนาดความกว้างของแขนต่อ (C_w) เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์ (λ_g) จากความถี่กลาง 7.5 GHz ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1.6 mm หรือ $0.08 \lambda_g$ โดยการเพิ่มแขนต่อระหว่างวงกลม r_2 กับ r_3 แสดงดังรูปที่ 3.11 (ก)



(ก)



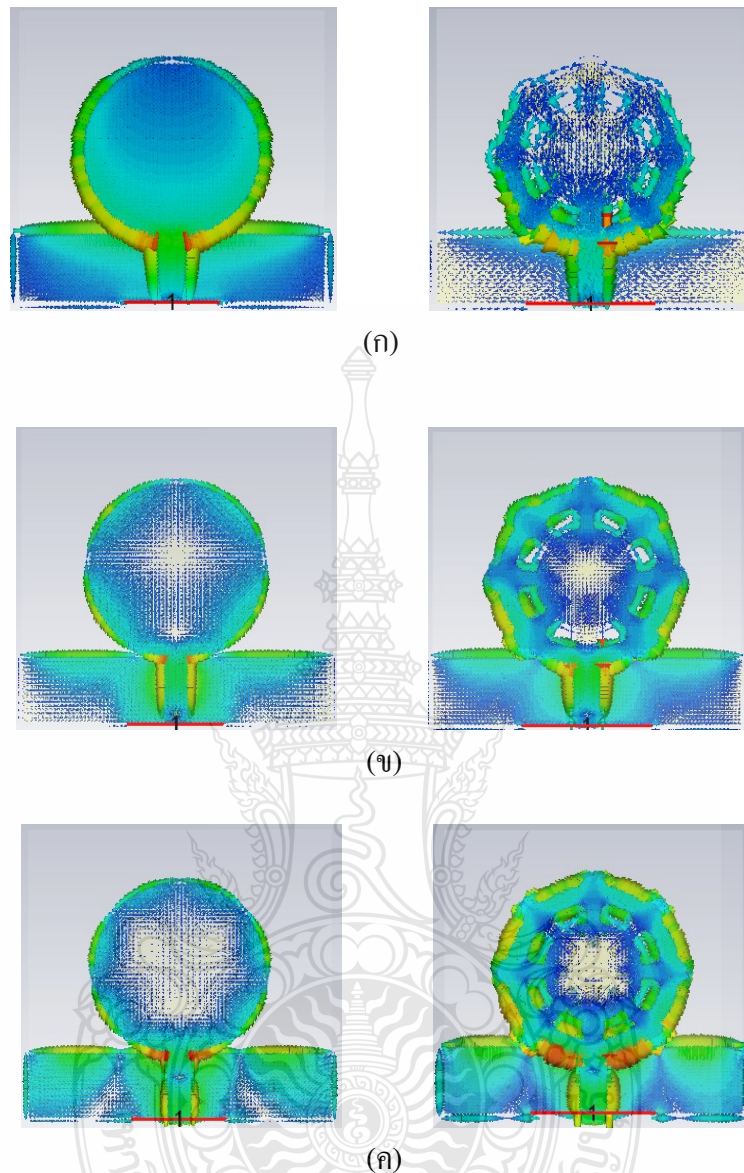
(ข)

รูปที่ 3.11 การเพิ่มแขนต่อระหว่างวงกลม r_2 กับ r_3

(ก) โครงสร้างสายอากาศหลังการเพิ่มแขน

(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11})

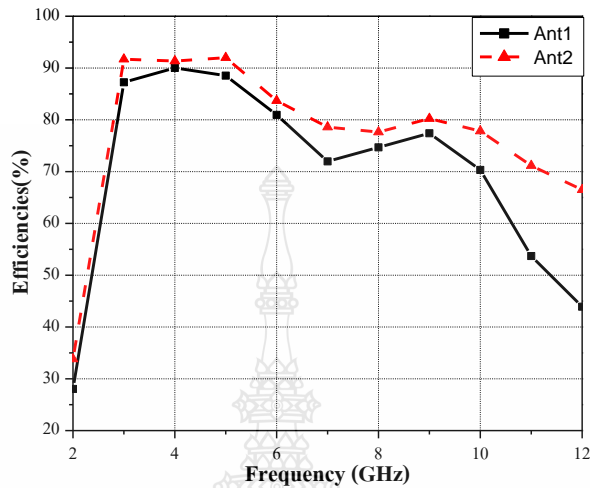
ในรูปที่ 3.11 (ก) แสดงโครงสร้างของสายอากาศหลังจากการเพิ่มพารามิเตอร์แขนเชื่อมระหว่าง r_2 กับ r_3 จะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ดังรูปที่ 3.11 (ข) มีค่าต่ำกว่า -10 dB ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.9-10.43 GHz ซึ่งมีขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้างใกล้เคียงขอบเขตที่ได้กำหนดไว้



รูปที่ 3.12 การเปรียบเทียบความหนาแน่นกระแสของสายอากาศต้นแบบรูปแบบที่ 1
 (ก) ความถี่ 3.1 GHz
 (ข) ความถี่ 7.5 GHz
 (ค) ความถี่ 10.6 GHz

ในรูปที่ 3.12 แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองความหนาแน่นกระแสระหว่าง ก่อนและหลังจากทำการปรับเพิ่มพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศต้นแบบรูปแบบที่ 1 พบว่าหลังจากการปรับเพิ่มพารามิเตอร์ต่างๆ จะมีความหนาแน่นกระแสมากที่บริเวณรอบวงกลมทำให้เกิด โหมดที่แตกต่าง กันชัดเจนสองโหมด ณ บริเวณที่ตัวสายอากาศที่ความถี่ 3.1 GHz 7.5 GHz 10.6 GHz ดังแสดงให้เห็น

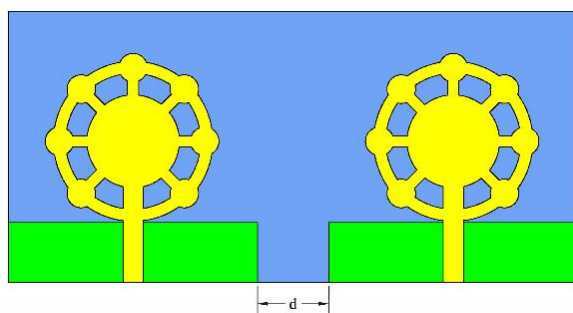
ในรูปที่ 3.12 (ก) (ข) และ(ค) ตามลำดับ ซึ่งในลักษณะนี้จะสนับสนุนในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้ดีขึ้นดังแสดงได้ในรูปที่ 3.14



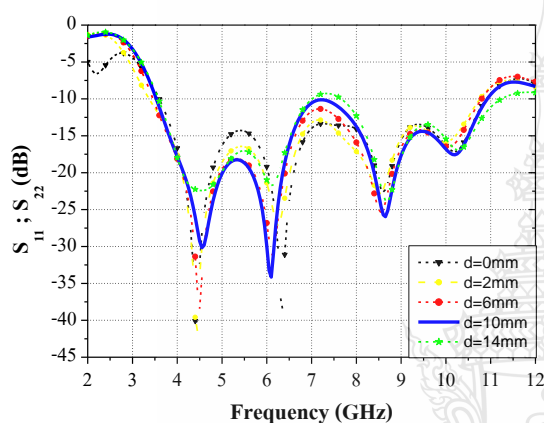
รูปที่ 3.13 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของสายอากาศต้นแบบรูปแบบที่ 1

จากรูปที่ 3.13 ได้แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองประสิทธิภาพของสายอากาศต้นแบบรูปแบบที่ 1 ด้วยโปรแกรม CST ซึ่งจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของสายอากาศก่อนมีการเพิ่มพารามิเตอร์ต่างๆ มีประสิทธิภาพโดยเฉลี่ย 69.70 % และประสิทธิภาพของสายอากาศหลังที่ได้มีการเพิ่มพารามิเตอร์ต่างๆ เช่นการเซาะร่อง การเพิ่มวงกลมเล็ก และการเพิ่มแขนเชื่อมระหว่างวงกลมกลางกับวงกลมเล็กทำให้ประสิทธิภาพของสายอากาศโดยเฉลี่ย 76.76 % ตลอดย่านความถี่ 2-12 GHz

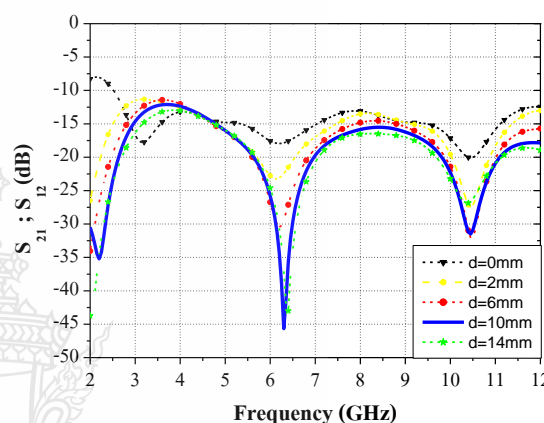
หลังจากที่ได้สายอากาศต้นแบบดังในรูปที่ 3.12 (ก) จึงนำมาสร้างเป็นสายอากาศไมโมจำนวนสองพอร์ตที่มีโครงสร้างสมมาตรกันซึ่งได้จากการเพิ่มขนาดของแผ่นวัสดุฐานรอง FR4 เป็น 2 เท่า และเพิ่มสายอากาศเป็น 2 พอร์ต ดังแสดงในรูปที่ 3.14 (ก) จากนั้นจึงทำการปรับระยะห่างของกราวด์ (d) เพื่อวิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ดังรูปที่ 3.14 (ข) และ 3.14 (ค) ตามลำดับ



(ก)



(ข)

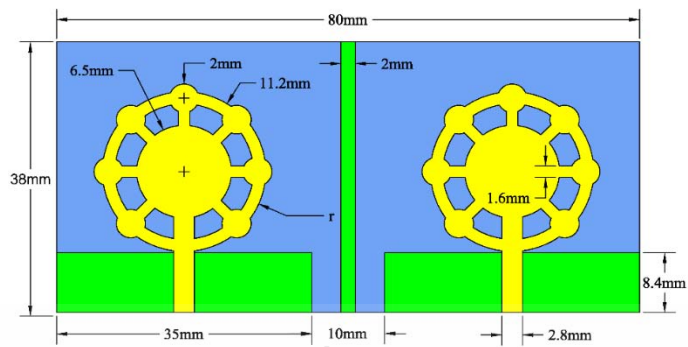


(ค)

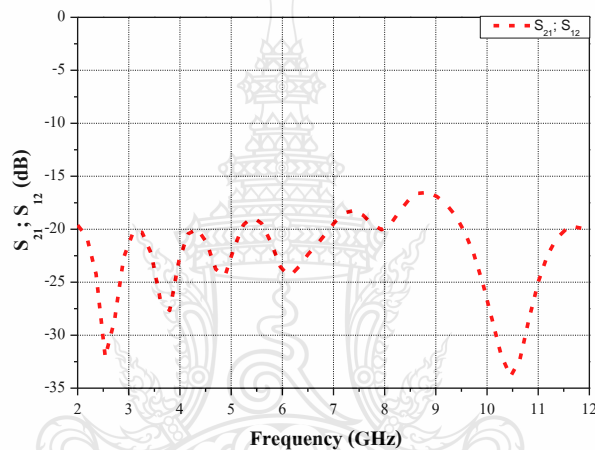
รูปที่ 3.14 การออกแบบสายอากาศไม โมรูปแบบที่ 1

- (ก) การเพิ่มขนาดของแผ่น FR4 และเพิ่มสายอากาศเป็น 2 พอร์ต
- (ข) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22})
- (ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

ในรูปที่ 3.14 (ข) แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) จะเห็นได้ว่าการเพิ่มระยะห่างของ d จาก 0 mm 2 mm 6 mm 10 mm และ 14 mm ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยและยังอยู่ในย่านความถี่ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ แต่ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ดังแสดงในรูปที่ 3.14 (ค) จะเห็นว่าเมื่อระยะห่างของ d มีค่าเพิ่มมากขึ้นทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านลดน้อยลงซึ่งเป็นผลดีในการลดค่าปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ของสายอากาศแบบไมโม โดยค่าที่ยอมรับได้คือ -15 dB ซึ่งระยะห่างของกราวด์ที่เหมาะสมคือ $d = 10$ mm หรือเท่ากับ $\lambda/4$ ของความถี่กลาง ($f_b = 7.5$ GHz) แต่ช่วงความถี่ 3.4-4.2 GHz ยังสูงกว่า -15 dB จึงได้ทำการเพิ่มสแต็บลงที่ระนาบกราวด์ $C_p = 2$ mm ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 การเพิ่มสัดับกลางระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศไม โมทั้งสองพอร์ต



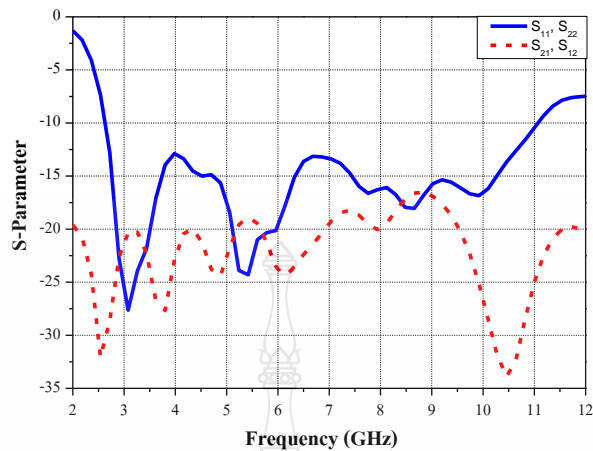
รูปที่ 3.16 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}, S_{12})

ในรูปที่ 3.16 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}, S_{12}) ของสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1 หลังจากที่มีการเพิ่มสัดับกลางระหว่างระนาบกราวด์ จะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 2-12 GHz

3.4 ผลการจำลองสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1

เมื่อทำการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1 ด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้ว จึงทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศเช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}, S_{22}) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}, S_{12}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) ความหนาแน่นกระแส (Current density) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

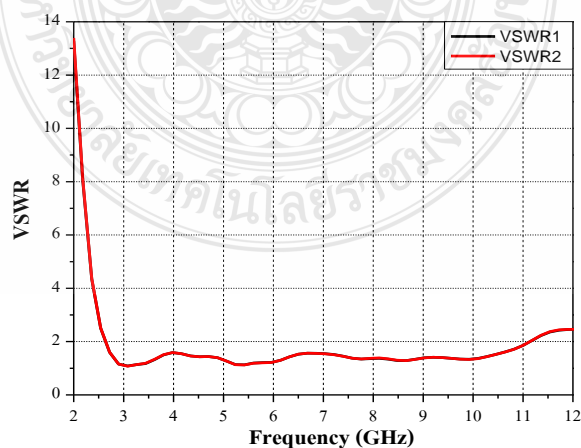
3.4.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})



รูปที่ 3.17 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

ในรูปที่ 3.17 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ของสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1 ซึ่งในการหาแบนด์วิดท์ของสายอากาศ จะคิดจากช่วงที่สัมประสิทธิ์การสะท้อน มีค่าต่ำกว่า -10 dB ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.62-11.07 GHz และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) จะมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตั้งแต่ 2-12 GHz ทำให้สายอากาศสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของระบบอัลตราไวด์แบนด์ตามมาตรฐานของ FCC

3.4.2 อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)



รูปที่ 3.18 ผลการจำลองอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

จากรูปที่ 3.18 แสดงผลการจำลองค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโครสตริป รูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 1 ซึ่งสายอากาศที่มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่คี่นั้น ค่า VSWR จะต้องอยู่ต่ำกว่า 2 ตลอดย่านความถี่ที่ต้องการ จากรูปจะเห็นได้ว่าความถี่ที่มีค่า VSWR ต่ำกว่า 2 ตั้งแต่ 2.62-11.07 GHz ซึ่งสอดคล้องกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) จากค่า VSWR หรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศสามารถคำนวณหาค่าความถี่กลาง (Frequency center: f_c) ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth: f_b) และค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio: BW) ได้จากสมการที่ (3.10) (3.11) และ (3.12) ตามลำดับ ดังนี้

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min} \quad (3.10)$$

$$f_c = \left(\frac{11.07 - 2.62}{2} \right) + 2.62$$

$$f_c = 6.84 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (f_b)

$$f_b = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \right) \times 100\% \quad (3.11)$$

$$= \frac{11.07 - 2.62}{6.84} \times 100\%$$

$$f_b = 123.53 \%$$

คำนวณหาอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio)

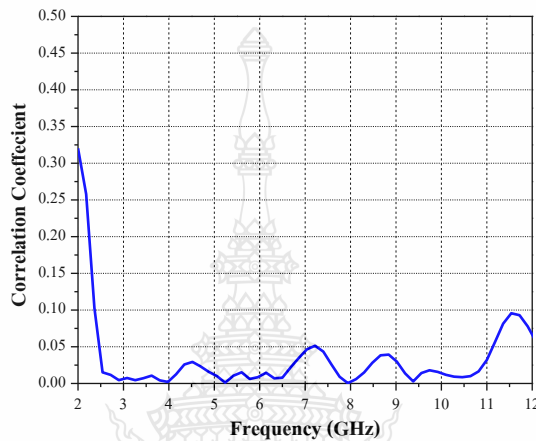
$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (3.12)$$

$$BW = \frac{11.07}{2.62} : 1$$

$$BW = 4.22 : 1$$

ดังนั้นผลการตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโมรูปวงกลมสำหรับ ประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 ตั้งแต่ความถี่ 2.62-11.07 GHz มีเปอร์เซ็นต์ แบนด์วิดท์ เท่ากับ 123.53 % และอัตราส่วนแบนด์วิดท์เท่ากับ 4.22:1

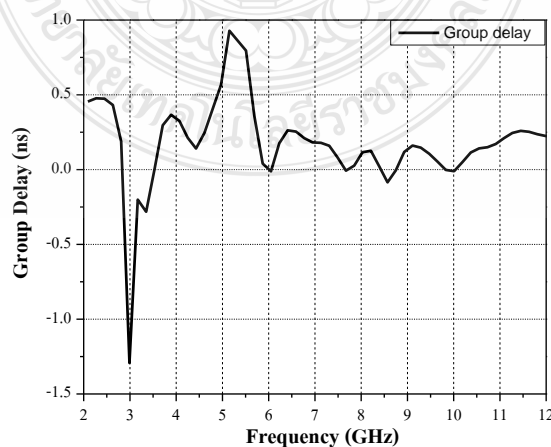
3.4.3 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)



รูปที่ 3.19 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์

ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นค่าที่บ่งบอกว่าสายอากาศแบบไมโมสามารถทำงานได้อย่าง เป็นอิสระต่อกัน โดยค่าที่ยอมรับได้ต้องต่ำกว่า 0.5 ดังในรูปที่ 3.19 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์ สหสัมพันธ์ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 มีค่าต่ำกว่า 0.1 ตลอดย่านความถี่ตั้งแต่ 2-12 GHz สอด คลองตามมาตรฐานที่ได้กำหนดไว้ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูงเมื่อนำไปใช้งานจริง

3.4.4 ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay)

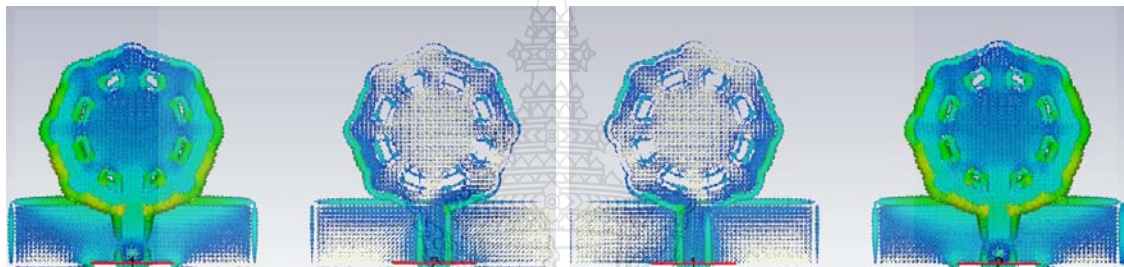


รูปที่ 3.20 ผลการจำลองค่าประวิงกลุ่ม

ในรูปที่ 3.20 แสดงผลการจำลองค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไม โมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีค่าต่ำกว่า 0.9 ns หรือน้อยกว่าค่ามาตรฐาน (2 ns) ทำให้การรับส่งข้อมูลในระบบอัลตราไวด์แบนด์เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพลัสน้อยที่สุด

3.4.5 ความหนาแน่นกระแส (Current density)

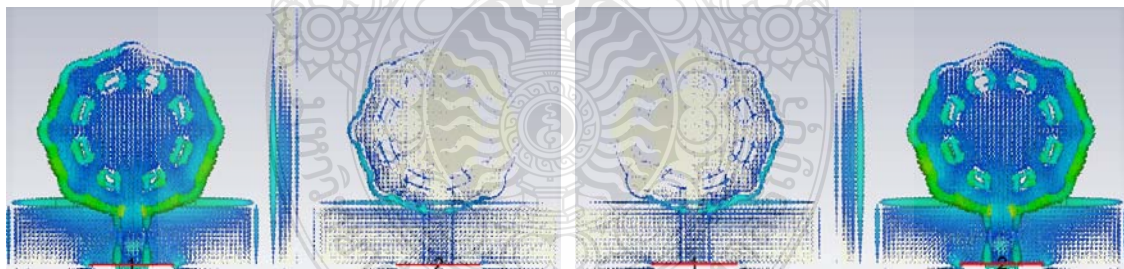
การลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วมของสายอากาศไม โมสามารถดูได้จากความหนาแน่นกระแสที่มีอยู่ในสายอากาศทั้งสองตัว โดยใช้โปรแกรม CST ในการจำลองค่าความหนาแน่นกระแสดังในรูปที่ 3.21 และรูปที่ 3.22 ของความถี่ 3.1 GHz และ 10.6 GHz ตามลำดับดังนี้



พอร์ต 1

พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1

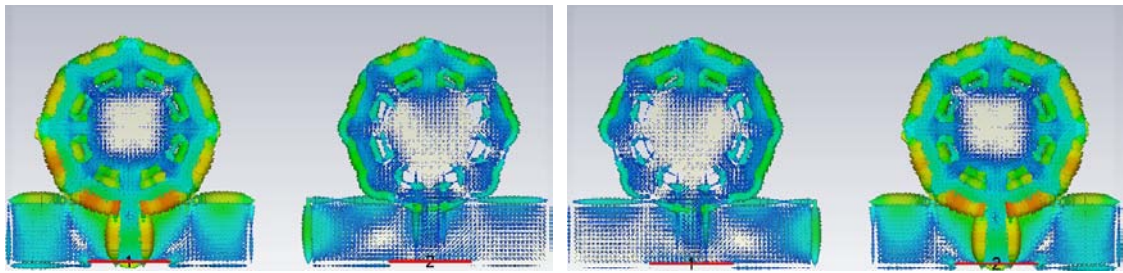
พอร์ต 2

(ข)

รูปที่ 3.21 ความหนาแน่นกระแสในสายอากาศไม โมรูปแบบที่ 1 ความถี่ 3.1 GHz

(ก) ไม่มีสตั๊บกลาง

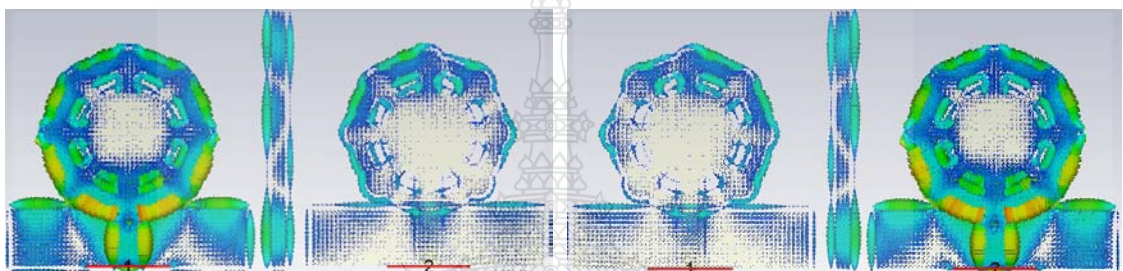
(ข) มีสตั๊บกลาง



พอร์ต 1

พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1

พอร์ต 2

(ข)

รูปที่ 3.22 ความหนาแน่นกระแสในสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 ความถี่ 10.6 GHz

(ก) ไม่มีสตัดกลาง

(ข) มีสตัดกลาง

ในรูปที่ 3.21 และ 3.22 แสดงความหนาแน่นกระแสที่เกิดขึ้นในสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 ความถี่ 3.1 GHz และ 10.6 GHz ตามลำดับ จะเห็นได้สายอากาศที่ไม่มีการเพิ่มสตัดกลางดังในรูปที่ 3.22 (ก) และ 3.23 (ก) เมื่อมีกำลังงานที่ป้อนเข้าไปให้กับพอร์ตหนึ่งก็จะเกิดกระแสบางส่วนหนึ่งขวนำไปยังอีกพอร์ตหนึ่ง ส่วนรูปที่ 3.22 (ข) และ 3.23 (ข) ที่มีการเพิ่มสตัดกลางระหว่างทั้งสองพอร์ต เมื่อมีกำลังงานที่ป้อนเข้าไปให้พอร์ตหนึ่งจะมีการเหนี่ยวนำกระแสไปยังอีกพอร์ตหนึ่งน้อยมาก จึงสรุปได้ว่าการเพิ่มสตัดกลางอยู่ระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศทั้งสองพอร์ตทำให้ช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ได้เป็นอย่างดี

3.4.6 อัตราขยายของสายอากาศ

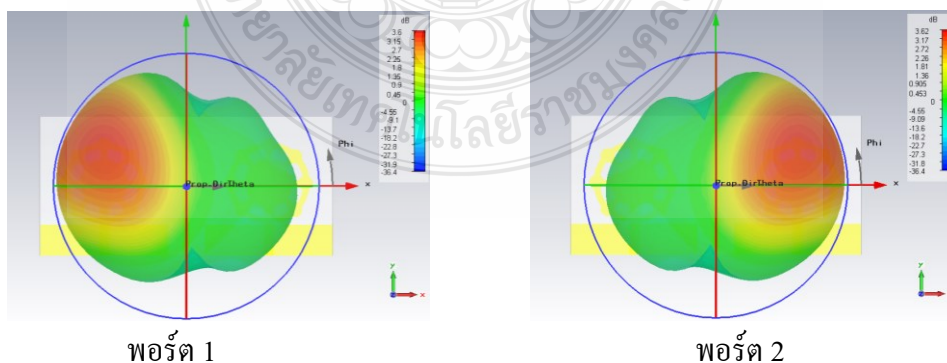
ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศไมโครรูปร่างกลมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 ตั้งแต่ความถี่ 2-12 GHz ดังแสดงในตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ผลการจำลองค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1

ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dB)
2.0	4.28	7.5	4.31
2.5	3.86	8.0	4.52
3.0	4.20	8.5	4.47
3.5	3.72	9.0	4.95
4.0	4.69	9.5	5.28
4.5	4.39	10.0	5.81
5.0	4.49	10.5	5.78
5.5	5.61	11.0	5.39
6.0	5.41	11.5	4.98
6.5	5.16	12	5.07
7.0	4.52	-	-

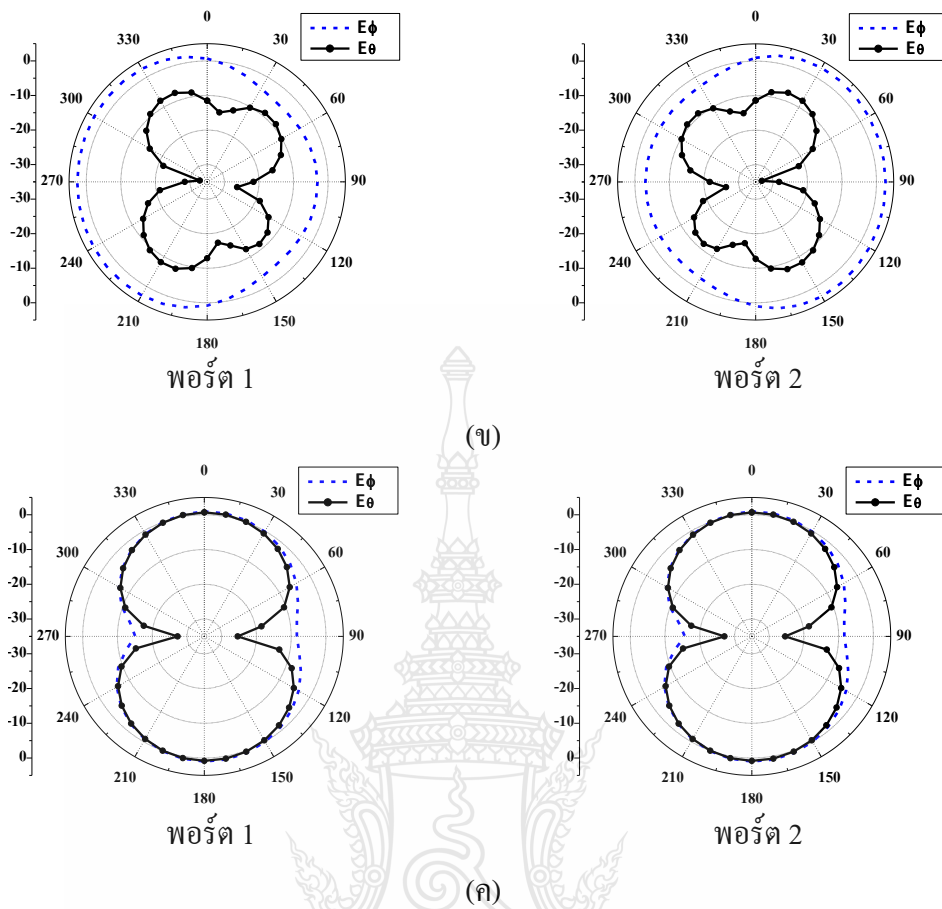
3.4.7 ลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1 ด้วยโปรแกรม CST แบบ 3 มิติและแบบ 2 มิติ ทั้ง 2 พอร์ต ทั้งในระนาบ XZ และ YZ ที่ความถี่ 3.5 GHz 5.5 GHz 7.5 GHz และ 9.5 GHz ดังต่อไปนี้



(ก)

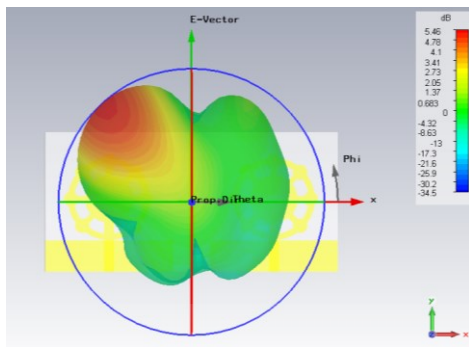
รูปที่ 3.23 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz



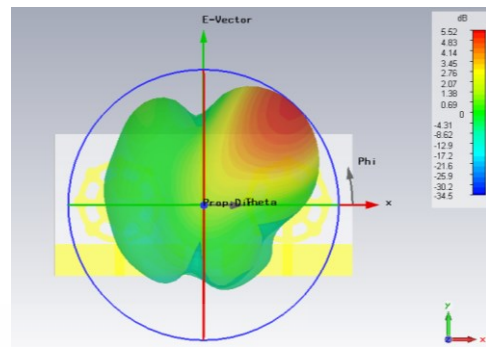
รูปที่ 3.23 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz (ต่อ)

- (ก) แบบ 3 มิติ
- (ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)
- (ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

ในรูปที่ 3.23 (ก) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 3.5 GHz ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1 แบบ 3 มิติ ในพอร์ต 1 และพอร์ต 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศพอร์ต 1 มีอัตราขยายเท่ากับ 3.60 dBi และพอร์ต 2 เท่ากับ 3.62 dBi ในรูปที่ 3.23 (ข) และ (ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และระนาบ YZ ตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาริซแบบแนวนอน (E_ϕ) กับโพลาริซแบบแนวตั้ง (E_θ) ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

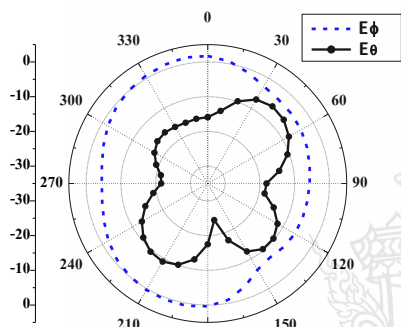


พอร์ต 1

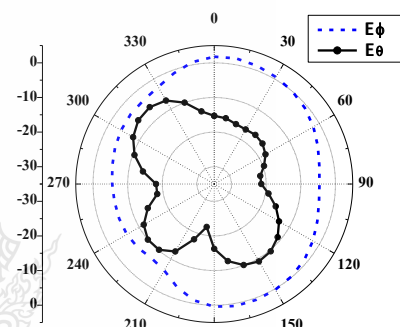


พอร์ต 2

(ก)

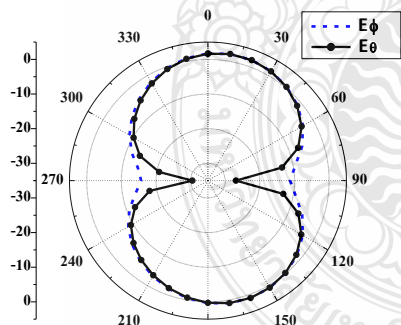


พอร์ต 1

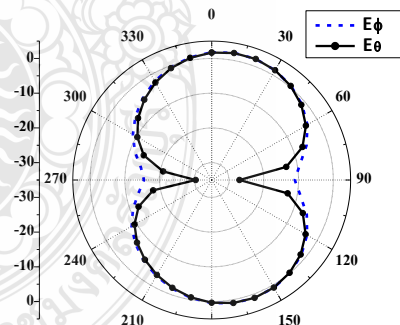


พอร์ต 2

(ข)



พอร์ต 1



พอร์ต 2

(ค)

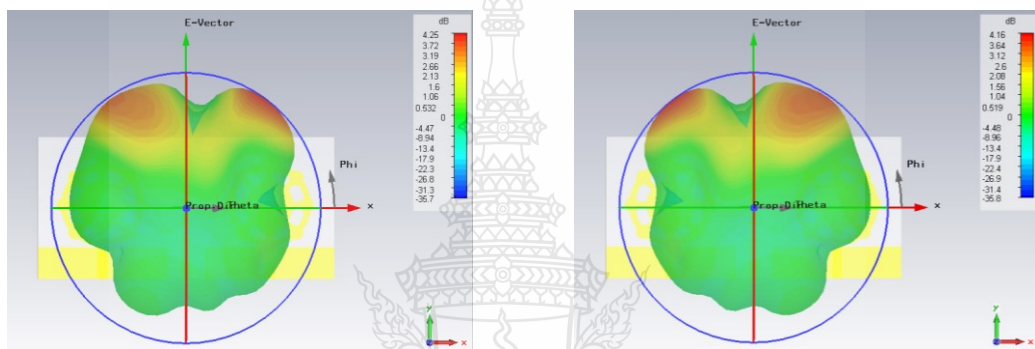
รูปที่ 3.24 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz

(ก) แบบ 3 มิติ

(ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)

(ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

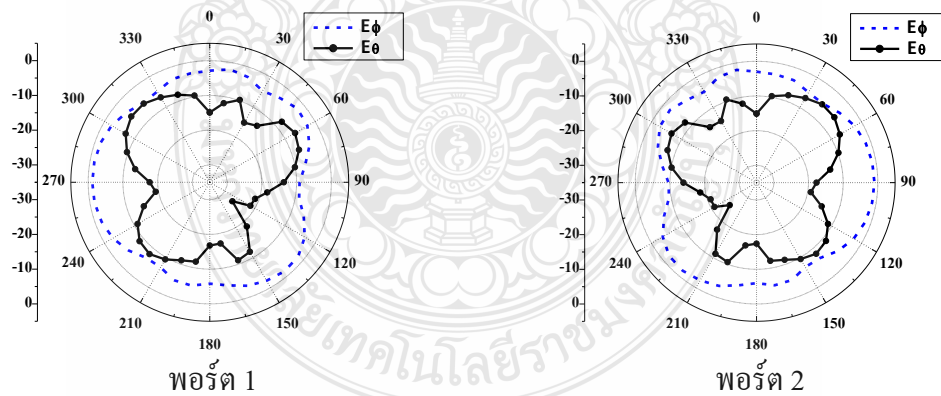
ในรูปที่ 3.24 (ก) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 5.5 GHz ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1 แบบ 3 มิติ ในพอร์ต 1 และพอร์ต 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศที่พอร์ต 1 มีอัตราขยายเท่ากับ 5.46 dBi และพอร์ต 2 เท่ากับ 5.52 dBi ในรูปที่ 3.24 (ข) และ(ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และ YZ ตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง



พอร์ต 1

พอร์ต 2

(ก)

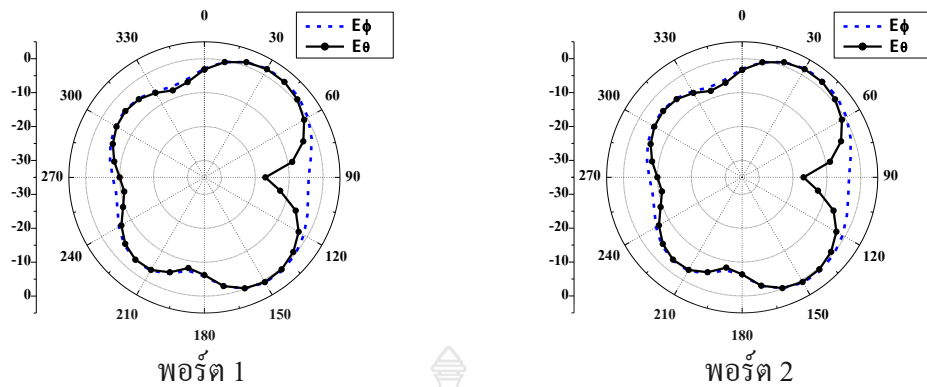


พอร์ต 1

พอร์ต 2

(ข)

รูปที่ 3.25 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz

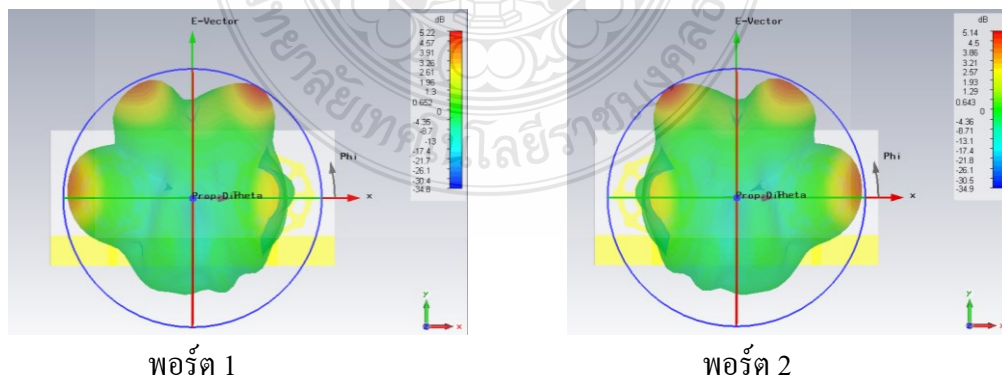


(ค)

รูปที่ 3.25 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz (ต่อ)

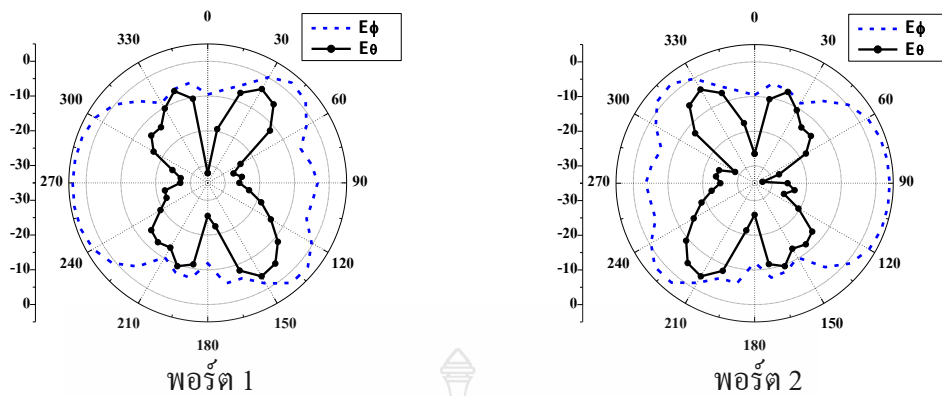
- (ก) แบบ 3 มิติ
- (ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)
- (ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

ในรูปที่ 3.25 (ก) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 7.5 GHz ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1 แบบ 3 มิติ ในพอร์ต 1 และพอร์ต 2 โดยสายอากาศที่พอร์ต 1 มีอัตราขยายเท่ากับ 4.25 dBi และพอร์ต 2 เท่ากับ 4.16 dBi ในรูปที่ 3.25 (ข) และ (ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และ YZ ตามลำดับซึ่งกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

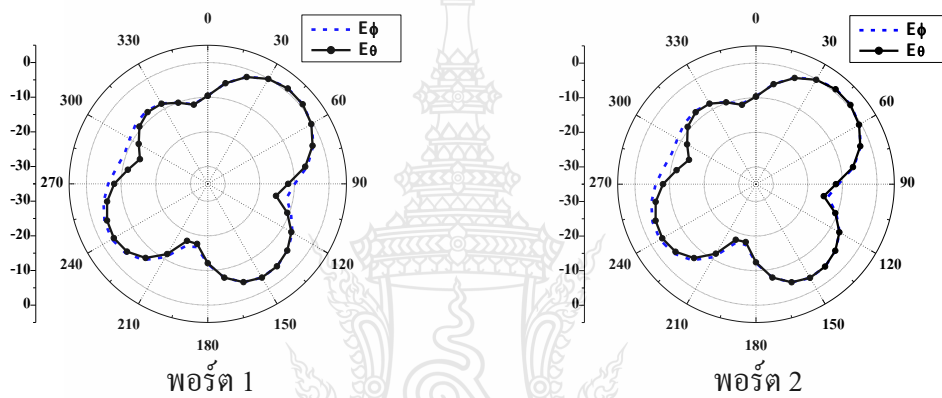


(ก)

รูปที่ 3.26 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz



(ข)



(ค)

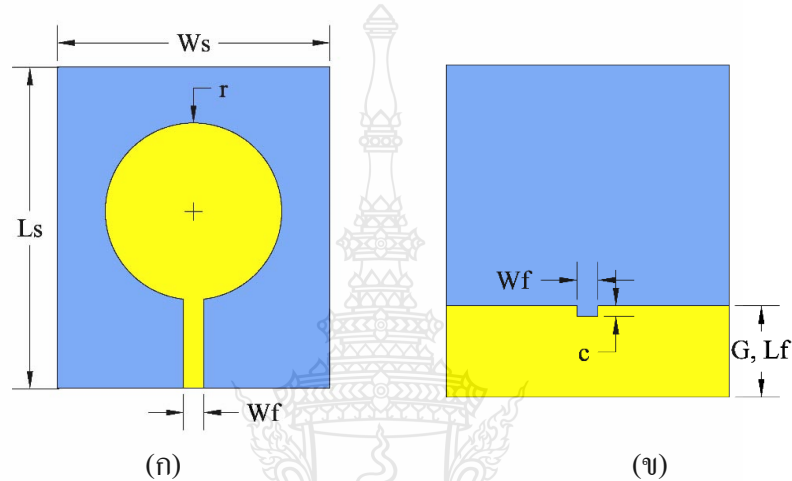
รูปที่ 3.26 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz

- (ก) แบบ 3 มิติ
- (ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)
- (ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

ในรูปที่ 3.26 (ก) แสดงถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 9.5 GHz ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1 แบบ 3 มิติ ของพอร์ต 1 และพอร์ต 2 โดยสายอากาศที่พอร์ต 1 มีอัตราขยายเท่ากับ 5.22 dBi และพอร์ต 2 เท่ากับ 5.14 dBi ในรูปที่ 3.26 (ข) และ (ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และ YZ ตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

3.5 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2

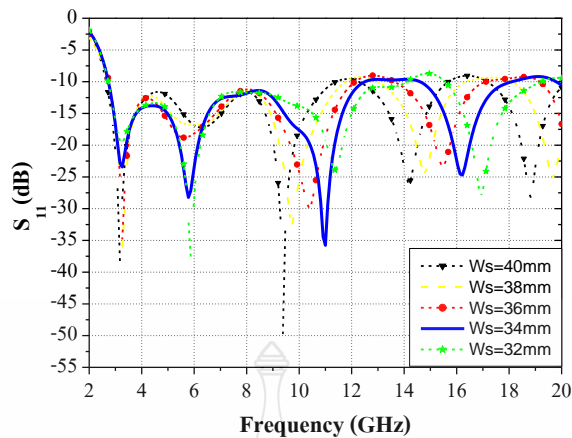
ในการออกแบบสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ได้นำโครงสร้างต้นแบบจากรูปที่ 3.7 มาพัฒนาเป็นรูปแบบใหม่เพื่อขยายแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น ลดความซับซ้อนของโครงสร้างสายอากาศ และลดขนาดของวัสดุฐานรองให้เล็กลงจากใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์ (Ground etching) ดังแสดงในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 โครงสร้างต้นแบบของสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2

- (ก) ด้านหน้า
- (ข) ด้านหลัง (ระนาบกราวด์)

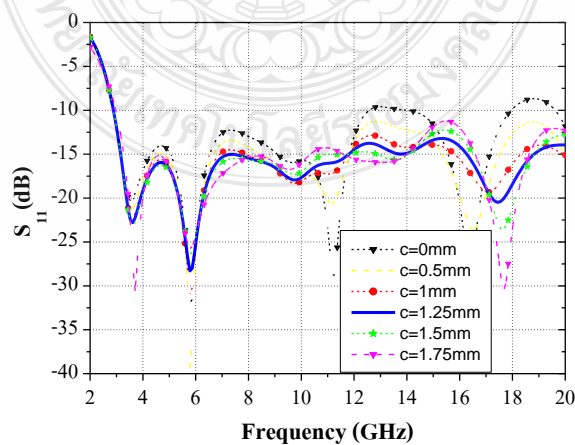
สำหรับสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2 เริ่มจากการออกแบบโครงสร้างต้นแบบโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการจำลองแบบและวิเคราะห์หาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ที่เหมาะสม โดยการปรับลดขนาดของวัสดุฐานรอง (W_s) ร่วมกับการใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์จากนั้นจึงทำการออกแบบเป็นสายอากาศแบบไมโมจำนวน 2 พอร์ตที่มีโครงสร้างเป็นแบบสมมาตรกัน และใช้เทคนิคการเพิ่มสัดบระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศทั้ง 2 พอร์ตเพื่อลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อของสายอากาศแบบไมโม ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.28 สัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) จากการปรับความกว้าง (W_s) ของวัสดุฐานรอง

รูปที่ 3.28 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อทำการปรับลดขนาดความกว้างของวัสดุฐานรอง (W_s) จาก 40 mm 38 mm 36 mm 34 mm และ 32 mm จะเห็นได้ว่าเมื่อค่าความกว้าง (W_s) ลดลง ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการเลื่อนขึ้นในช่วงความถี่ต่ำจาก 2.64-2.75 GHz ส่วนในช่วงความถี่สูงมีการเลื่อนขึ้นเช่นเดียวกันจาก 11.37-14.52 GHz ซึ่งค่าความกว้างของวัสดุฐานรองที่เหมาะสมที่สุดคือ $W_s = 32$ mm จะได้อิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เท่ากับ 9.74 GHz ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.73 - 12.48 GHz

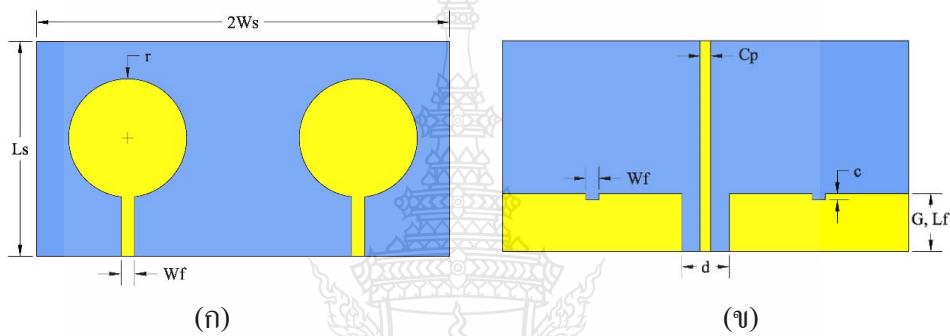
ในการออกแบบขนาดของร่องที่ระนาบกรวดกำหนดให้ความกว้างของร่องเท่ากับความกว้างของสายส่งสัญญาณ ($W_f = 2.75$ mm) ส่วนความยาว (c) หาได้จากการเทียบกับความสัมพันธ์ของค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ความถี่ $f_h = 10.6$ GHz จะได้ขนาดความยาวของร่อง $c = 0.035 \lambda_g = 0.5$ mm จากนั้นจึงทำการปรับค่า c เพื่อให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าที่ดีที่สุดดังในรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนหลังจากทำการเซาะร่องที่ระนาบกรวด

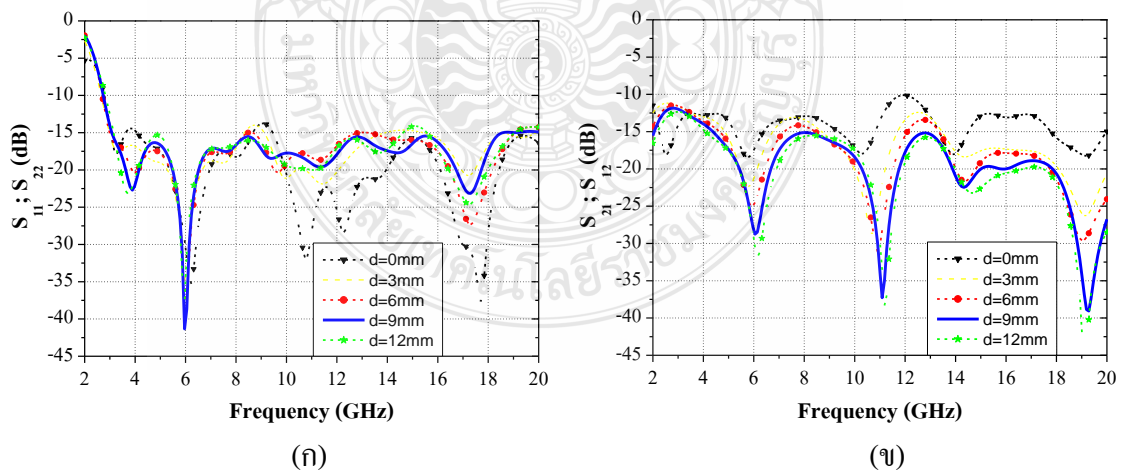
ในรูปที่ 3.29 แสดงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนหลังจากทำการเซาะร่องที่ ระบายกราวด์ที่มีความยาว (c) เปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 0.5-1.75 mm จะได้ $c = 1.25$ mm เป็นค่าที่ดีที่สุด ทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้นกว่าเดิม 21.72% เท่ากับ 17.12 GHz ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.88-20 GHz

หลังจากการออกแบบสายอากาศดังรูปที่ 3.29 จึงทำการสร้างเป็นสายอากาศไมโครสตริป รูปวงกลมแบบโมโนรูปแบบที่ 2 ที่มีโครงสร้างสมมาตรกัน โดยการเพิ่มขนาดวัสดุฐานรอง FR4 และเพิ่มสายอากาศเป็น 2 พอร์ต จากนั้นจึงทำการปรับระยะห่างของกราวด์ (d) และการเพิ่มสตัปลงเพื่อลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วมดังแสดงในรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบโมโนรูปแบบที่ 2

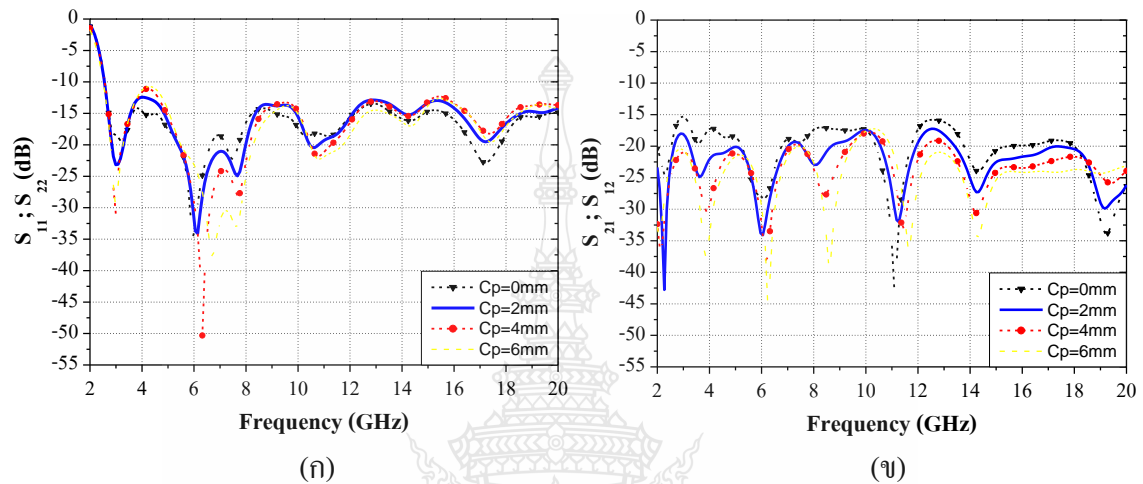
- (ก) ด้านหน้าสายอากาศ
- (ข) ด้านหลังของสายอากาศ (ระบายกราวด์)



รูปที่ 3.31 การปรับระยะห่างระบายกราวด์ (d) ของสายอากาศรูปแบบที่ 2

- (ก) สัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22})
- (ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

ในรูปที่ 3.31 (ก) แสดงผลของการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และ (ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{21}) ซึ่งจะเห็นได้ว่าการปรับขนาดระยะห่างของกราวด์ (d) จะมีผลต่อสัมประสิทธิ์การสะท้อนเล็กน้อย แต่จะมีผลกับสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมาก โดยเมื่อระยะห่างยิ่งกว้างขึ้นจะทำให้สัมประสิทธิ์การส่งผ่านลดลง ซึ่งระยะห่างที่เหมาะสมคือ $d = 9$ mm



รูปที่ 3.32 การเพิ่มสัดบกลางระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศรูปร่างวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2

(ก) สัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22})

(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{21})

ในรูปที่ 3.32 (ก) แสดงผลของการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และ (ข) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{21}) หลังจากการเพิ่มสัดบ (C_p) ระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 จะเห็นได้ว่าการเพิ่มสัดบระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศทั้งสองตัว จะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย แต่จะมีผลกับค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านลดต่ำกว่า -15 dB ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 2-20 GHz โดยขนาดความกว้างของสัดบที่เหมาะสมคือ $C_p = 2$ mm

หลังจากที่ได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างวงกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2 สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์ โดยการปรับขนาดพารามิเตอร์ต่างๆ ให้ได้ค่าที่เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศสามารถตอบสนองต่อย่านความถี่ที่ต้องการ จึงสามารถสรุปขนาดของพารามิเตอร์ต่างๆ ดังในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2

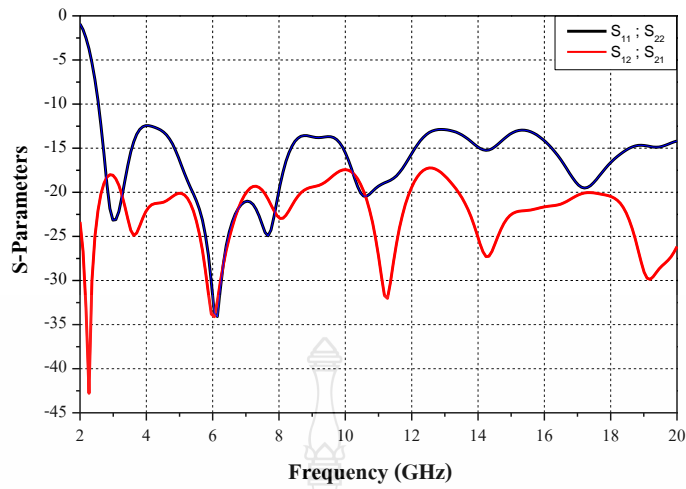
ชื่อพารามิเตอร์	ขนาด (mm)
ความกว้างของวัสดุฐานรอง (Ws)	77
ความยาวของวัสดุฐานรอง (Ls)	40
ความกว้างของสายนำสัญญาณ (Wf)	2.75
ความยาวของสายนำสัญญาณ (Lf)	11
ความกว้างของระนาบกราวด์ (G)	11
ความหนาของวัสดุฐานรอง (h)	1.6
ความหนาของวัสดุตัวนำทองแดง (t)	0.035
ความยาวของร่องที่ระนาบกราวด์ (c)	1.25
ความกว้างของสตัด (Cp)	2
ระยะห่างของระนาบกราวด์ (d)	9

3.6 ผลการจำลองสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมรูปแบบที่ 2

เมื่อทำการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโมรูปร่างกลมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 ด้วยโปรแกรม CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้วจึงทำการวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศเช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) ความหนาแน่นกระแส (Current density) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation pattern) ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.6.1 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

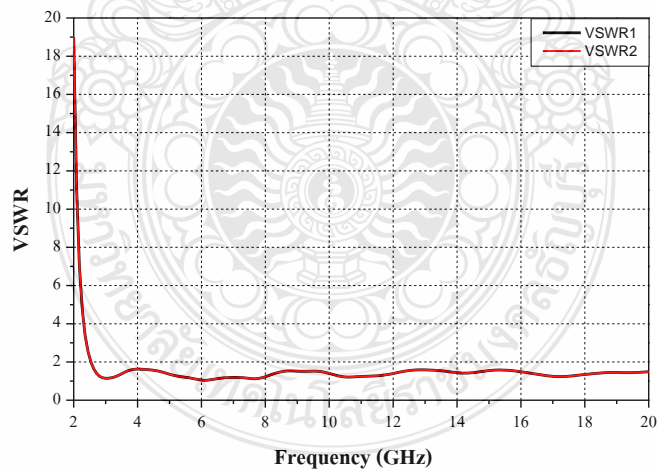
ในรูปที่ 3.33 แสดงถึงผลของการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ของสายอากาศไมโมรูปร่างกลมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) มีค่าต่ำกว่า -10 dB ตั้งแต่ความถี่ 2.55-20 GHz มีอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์เท่ากับ 17.45 GHz ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 2-20 GHz



รูปที่ 3.33 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

3.6.2 ค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)

ในรูปที่ 3.34 แสดงค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) ของสายอากาศไม่โมรูปแบบที่ 2 จะเห็นได้ว่าผลการจำลองค่า VSWR ของสายอากาศทั้งสองพอร์ตมีค่าต่ำกว่า 2 ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.55-20 GHz



รูปที่ 3.34 ผลการจำลองค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

จากค่า VSWR หรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไม่โมรูปแบบที่ 2 สามารถคำนวณหาค่าความถี่กลาง (Frequency center: f_c) ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth: f_b)

และค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio: BW) ได้จากสมการที่ (3.13) (3.14) และ (3.15) ตามลำดับ ดังนี้

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min} \quad (3.13)$$

$$f_c = \left(\frac{20 - 2.55}{2} \right) + 2.55$$

$$f_c = 11.275 \text{ GHz}$$

คำนวณหาเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (f_b)

$$f_b = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \right) \times 100\% \quad (3.14)$$

$$= \frac{20 - 2.55}{11.275} \times 100\%$$

$$f_b = 154.76 \%$$

คำนวณหาอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio)

$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (3.15)$$

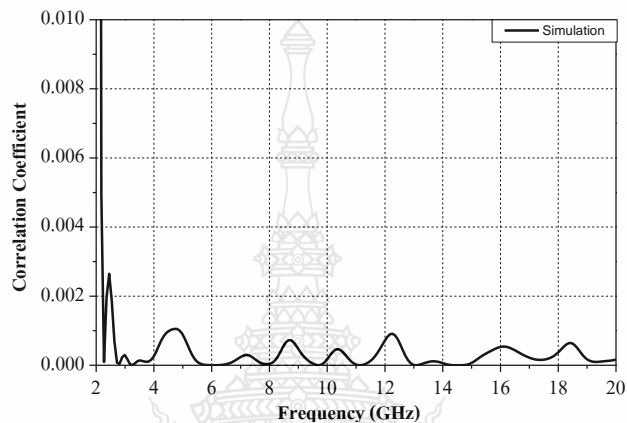
$$BW = \frac{20}{2.3} : 1$$

$$= 8.70 : 1$$

ดังนั้นผลการตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 ตั้งแต่ความถี่ 2.55-20 GHz มีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เท่ากับ 154.53 % และอัตราส่วนแบนด์วิดท์เท่ากับ 8.70:1

3.6.3 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlations coefficient)

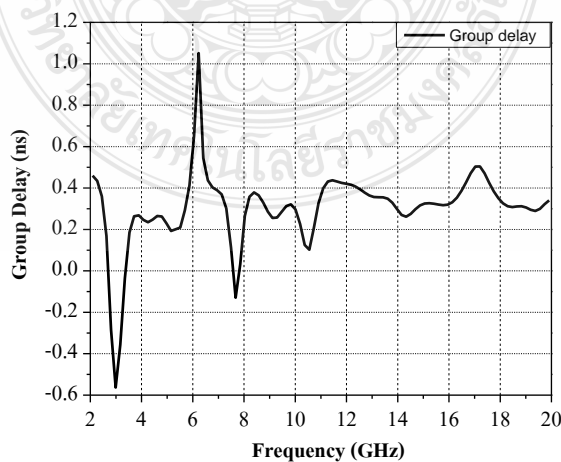
ในรูปที่ 3.35 แสดงให้เห็นถึงผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlations coefficient) ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 จะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์มีค่าต่ำกว่า 0.5 ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.56-20 GHz ซึ่งจะเป็นผลดีของสายอากาศแบบไมโมสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน



รูปที่ 3.35 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2

3.6.4 ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay)

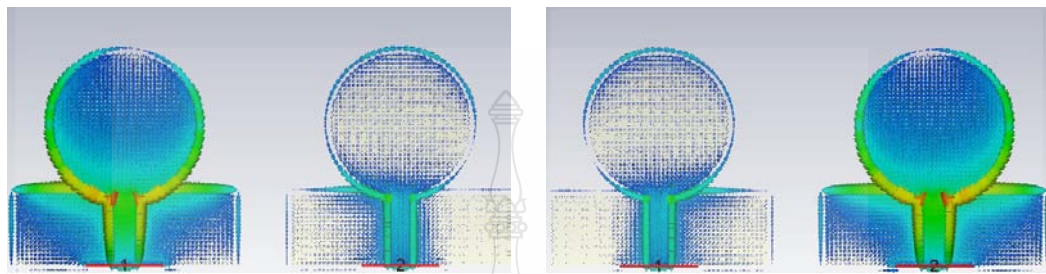
ในรูปที่ 3.36 แสดงถึงผลการจำลองค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) มีค่าต่ำกว่า 0.9 ns หรือน้อยกว่าค่ามาตรฐาน (2ns) จึงทำให้การรับส่งข้อมูลในระบบอัลตราไวด์แบนด์เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพล้น้อยที่สุด



รูปที่ 3.36 ผลการจำลองค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2

3.6.5 ความหนาแน่นกระแส (Current density)

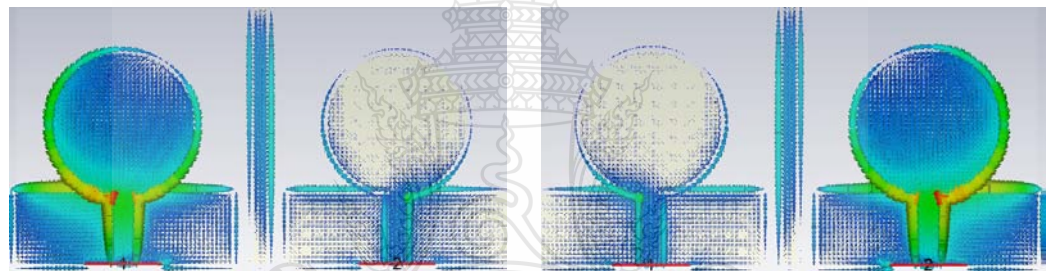
การลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วมของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 สามารถดูได้จากความหนาแน่นของกระแสที่มีอยู่ในตัวสายอากาศ ดังในรูปที่ 3.37 และรูปที่ 3.38 ของความถี่ 3.1 GHz และ 10.6 GHz ตามลำดับ



พอร์ต 1

พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1

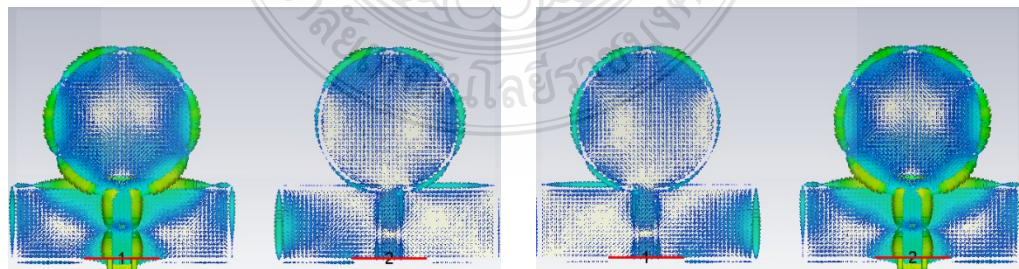
พอร์ต 2

(ข)

รูปที่ 3.37 ความหนาแน่นกระแสของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ความถี่ 3.1 GHz

(ก) ไม่มีสตั๊กกลาง

(ข) มีสตั๊กกลาง

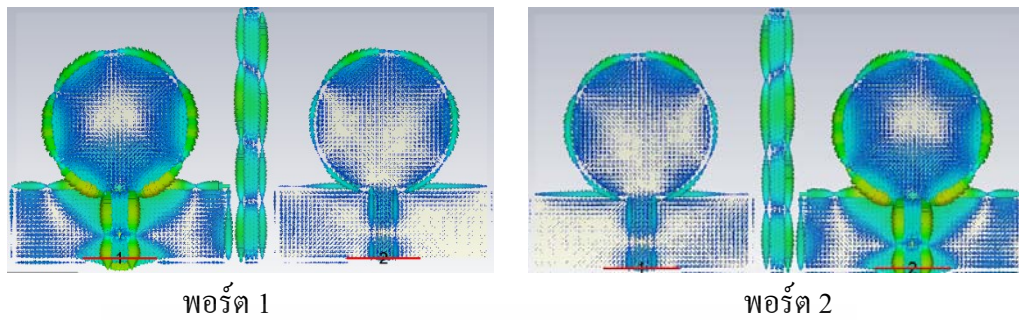


พอร์ต 1

พอร์ต 2

(ก)

รูปที่ 3.38 ความหนาแน่นกระแสของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ความถี่ 10.6 GHz



(ข)

รูปที่ 3.38 ความหนาแน่นกระแสของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ความถี่ 10.6 GHz (ต่อ)

(ก) ไม่มีสตัดกลาง

(ข) มีสตัดกลาง

ในรูปที่ 3.37 และ 3.38 แสดงความหนาแน่นกระแสที่เกิดขึ้นภายในสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ที่ความถี่ 3.1 GHz และ 10.6 GHz จะเห็นได้ว่าสายอากาศที่ไม่มีสตัดกลางดังในรูปที่ 3.36 (ก) และ 3.37 (ก) เมื่อมีกำลังงานที่ป้อนเข้าไปให้กับพอร์ตหนึ่งก็จะเกิดกระแสบางส่วนหนึ่งขวนำไปยังอีกพอร์ตหนึ่ง ส่วนรูปที่ 3.37 (ข) และ 3.38 (ข) ที่มีการเพิ่มสตัดกลางระหว่างทั้งสองพอร์ต เมื่อมีกำลังงานที่ป้อนเข้าไปให้พอร์ตหนึ่งจะมีการเหนี่ยวนำกระแสไปยังอีกพอร์ตหนึ่งน้อยมาก จึงสรุปได้ว่าการเพิ่มสตัดกลางอยู่ระหว่างระนาบกราวด์ของสายอากาศทั้งสองพอร์ตทำให้ช่วยลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) ของสายอากาศแบบไมโมได้เป็นอย่างดี

3.6.6 อัตราขยายของสายอากาศ

ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศไมโมรูปวงกลมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 ตั้งแต่ความถี่ 2-20 GHz ดังแสดงในตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2

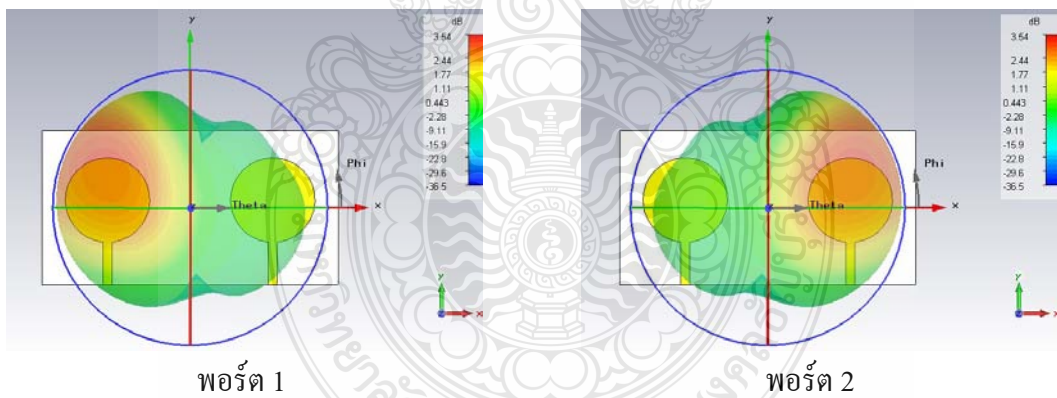
ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dB)
2.0	4.73	7.5	4.07
2.5	4.08	8.0	3.91
3.0	4.08	8.5	3.78
3.5	3.68	9.0	4.59

ตารางที่ 3.4 ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2 (ต่อ)

ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dB)
4.0	4.43	9.5	5.48
4.5	4.68	10.0	5.79
5.0	4.10	10.5	5.46
5.5	4.65	11.0	5.92
6.0	4.80	11.5	5.89
6.5	4.56	12	6.29
7.0	3.51	-	-

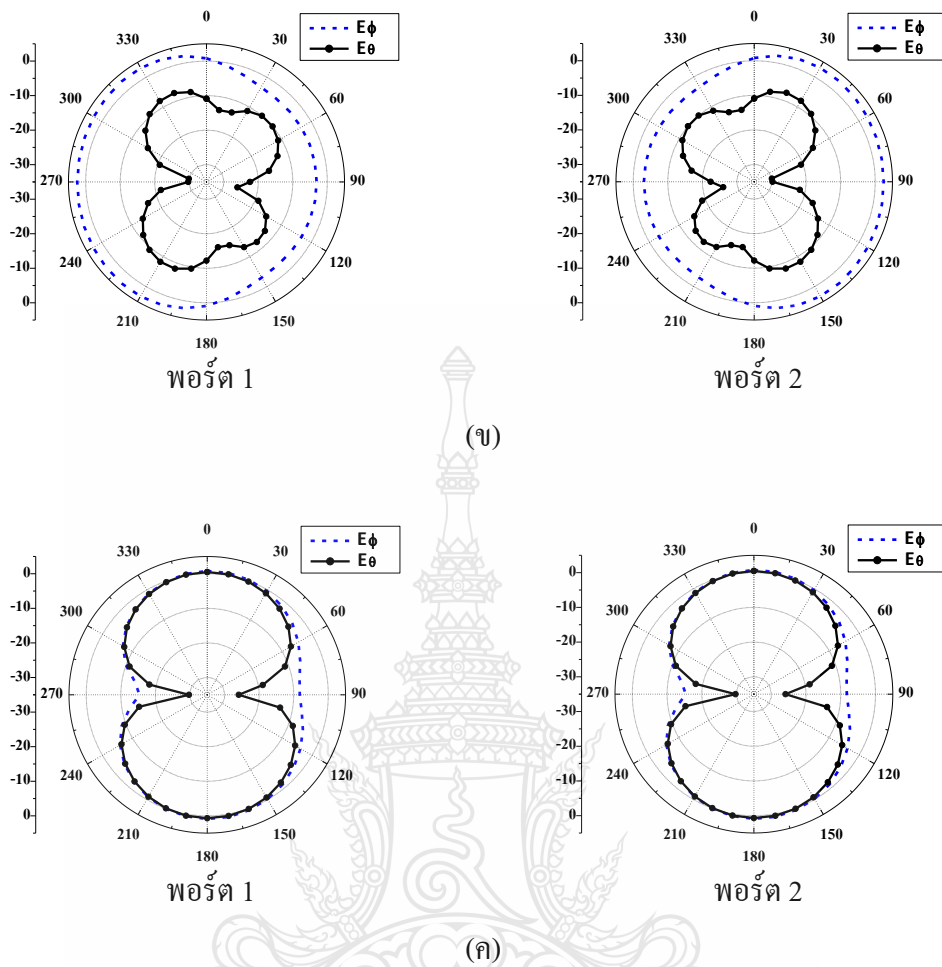
3.6.7 ลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2 ด้วยโปรแกรม CST แบบ 3 มิติ และแบบ 2 มิติ ทั้ง 2 พอร์ต ในระนาบ XZ และระนาบ YZ ที่ความถี่ 3.5 GHz 5.5 GHz 7.5 GHz และ 9.5 GHz ดังต่อไปนี้



(ก)

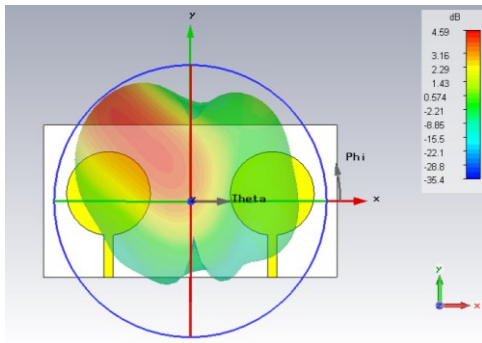
รูปที่ 3.39 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz



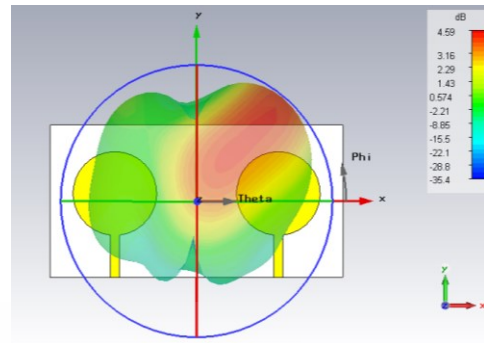
รูปที่ 3.39 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz (ต่อ)

- (ก) แบบ 3 มิติ
- (ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)
- (ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

ในรูปที่ 3.39 (ก) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far field radiation patterns) ที่ความถี่ 3.5 GHz ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2 แบบ 3 มิติ ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศทั้งสองพอร์ตมีอัตราขยาย 3.54 dBi เท่ากัน ในรูปที่ 3.39 (ข) และ (ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และ ระนาบ YZ ตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_θ) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_ϕ) ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

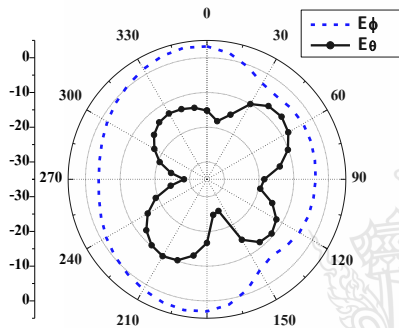


พอร์ต 1

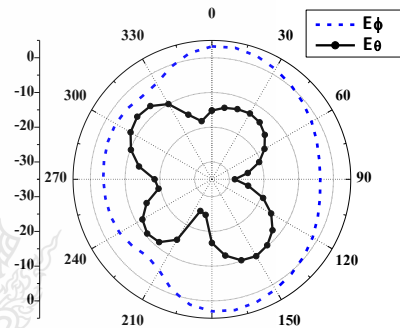


พอร์ต 2

(ก)

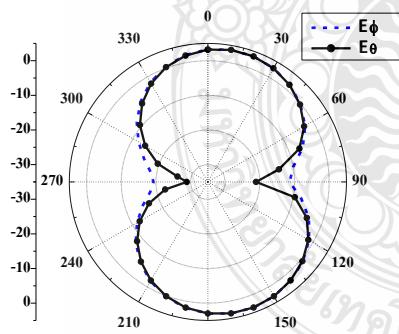


พอร์ต 1

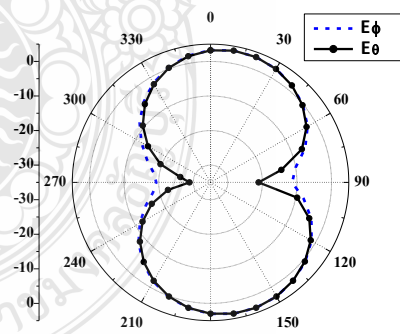


พอร์ต 2

(ข)



พอร์ต 1



พอร์ต 2

(ค)

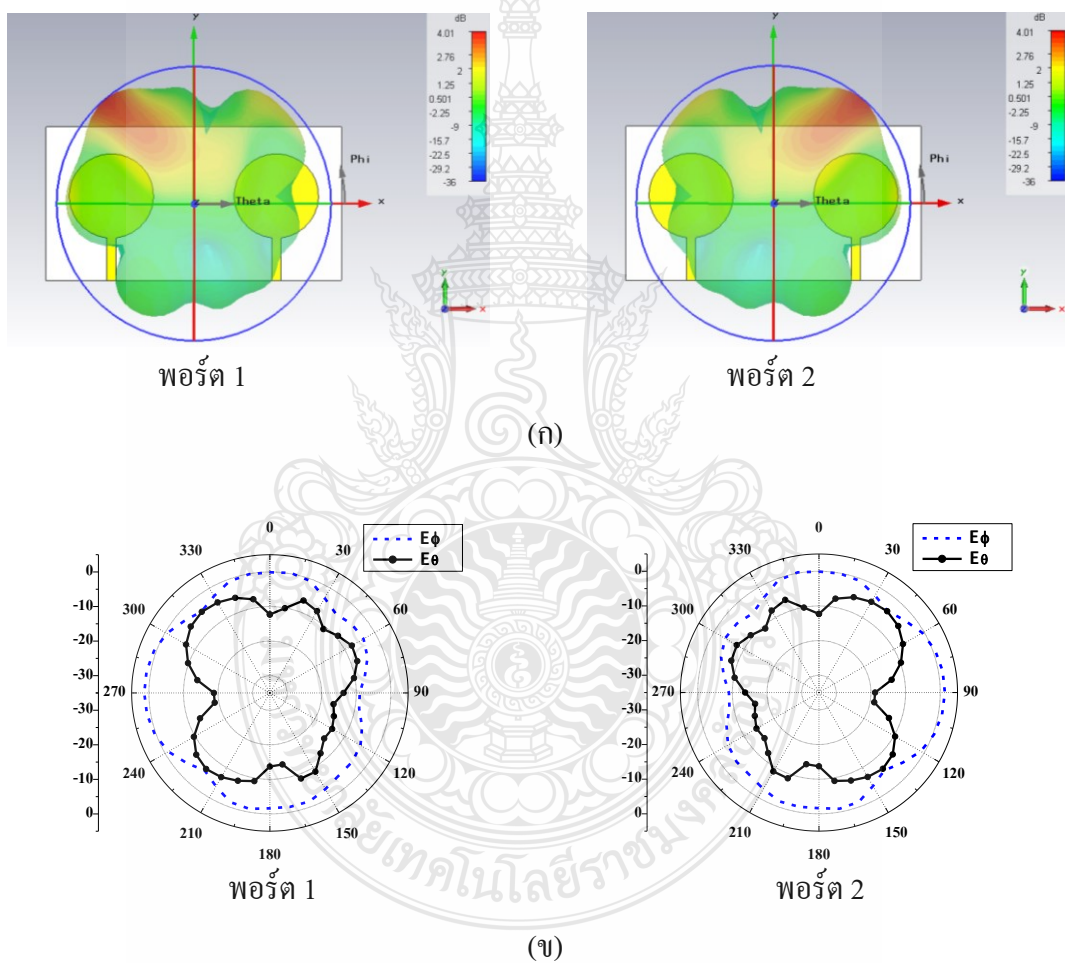
รูปที่ 3.40 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz

(ก) แบบ 3 มิติ

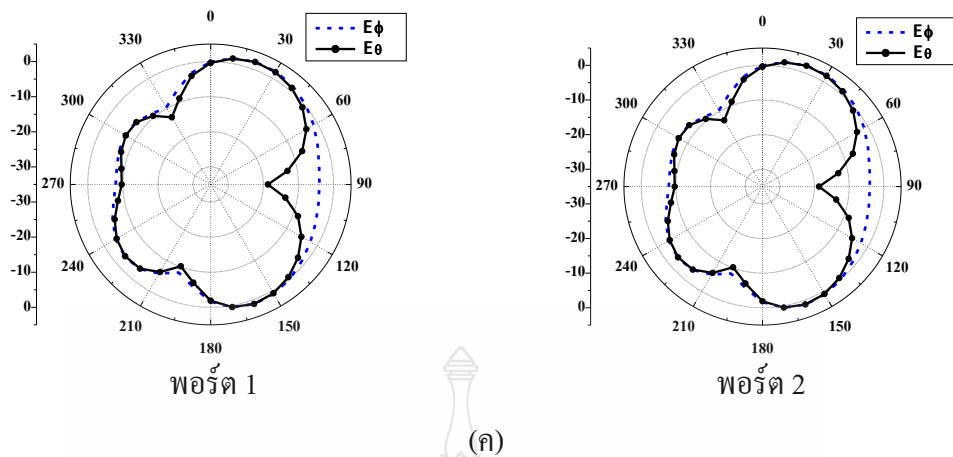
(ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)

(ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

ในรูปที่ 3.40 (ก) แสดงถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 5.5 GHz ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2 แบบ 3 มิติ ทั้งพอร์ต 1 และพอร์ต 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศทั้งสองพอร์ตมีอัตราขยาย 4.59 dBi เท่ากัน ในรูปที่ 3.40 (ข) และ (ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และระนาบ YZ ตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_ϕ) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_θ) ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง



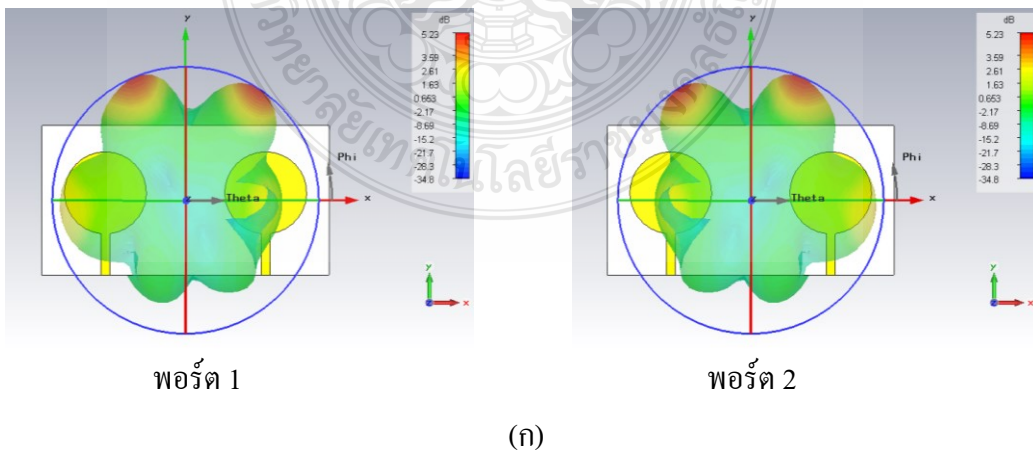
รูปที่ 3.41 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz



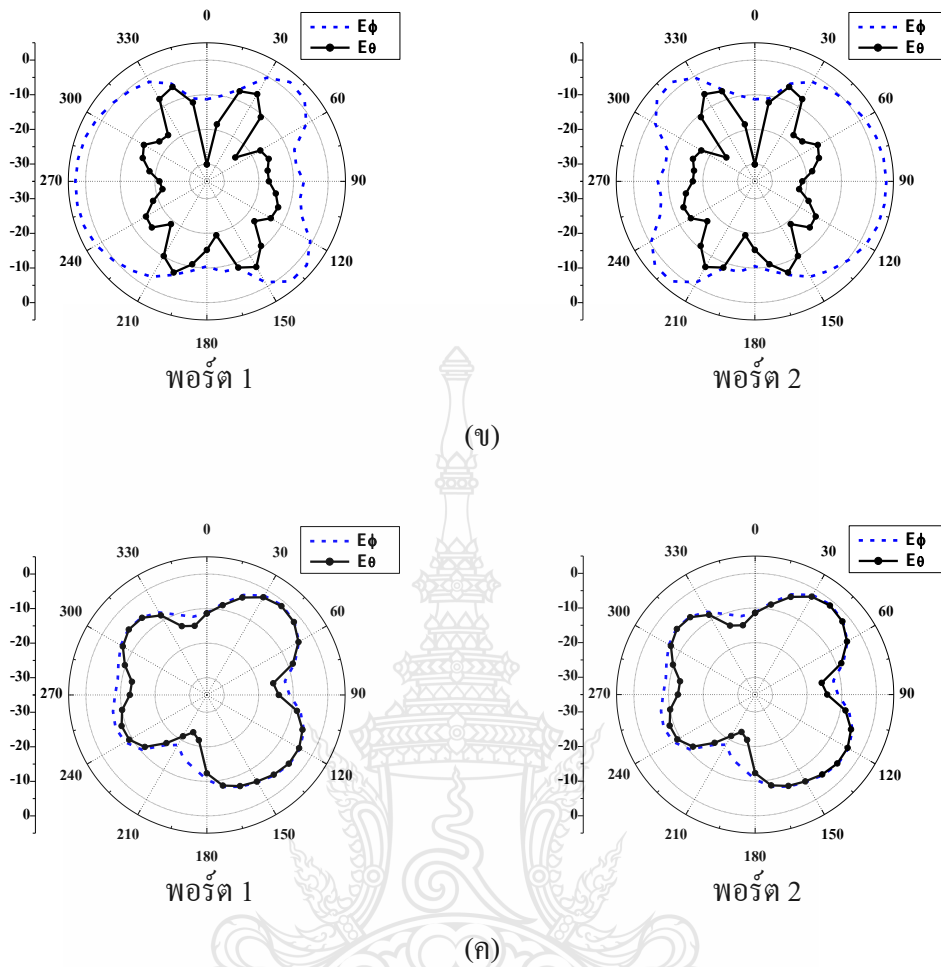
รูปที่ 3.41 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz (ต่อ)

- (ก) แบบ 3 มิติ
- (ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)
- (ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

ในรูปที่ 3.41 (ก) แสดงถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 7.5 GHz ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2 แบบ 3 มิติ ของพอร์ต 1 และพอร์ต 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศทั้งสองพอร์ตมีอัตราขยาย 4.01 dBi เท่ากัน ในรูปที่ 3.41 (ข) และ (ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และระนาบ YZ ตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาริซแบบแนวนอน (E_ϕ) กับโพลาริซแบบแนวตั้ง (E_θ) ทั้งพอร์ต 1 และ พอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง



รูปที่ 3.42 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz



รูปที่ 3.42 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz (ต่อ)

- (ก) แบบ 3 มิติ
- (ข) แบบ 2 มิติระนาบ XZ (E-Plane)
- (ค) แบบ 2 มิติระนาบ YZ (H-Plane)

ในรูปที่ 3.42 (ก) แสดงถึงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ที่ความถี่ 9.5 GHz ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 แบบ 3 มิติของพอร์ต 1 และพอร์ต 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศทั้งสองพอร์ตมีอัตราขยาย 5.23 dBi เท่ากัน ในรูปที่ 3.42 (ข) และ (ค) แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแบบ 2 มิติ ที่ระนาบ XZ และระนาบ YZ ตามลำดับ ซึ่งกำหนดให้อากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_θ) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_ϕ) ทั้งพอร์ต 1 และพอร์ต 2 จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง และในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

3.7 สรุปผลการออกแบบ

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศไมโมรูปวงกลมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์ที่ถูกกระตุ้นด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปชนิด FR4 ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศแบบไมโมมีลักษณะสมมาตรกันและใช้เทคนิคการเพิ่มสตัปอยู่ระหว่างระนาบกราวด์ทั้ง 2 พอร์ต เพื่อลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วมและการออกแบบได้แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบคือ สายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 มีขนาดเท่ากับ $38 \times 80 \text{ mm}^2$ ตอบสนองแบนด์วิดท์ 8.2 GHz (2.9-11.1 GHz) มีอัตราขยายเฉลี่ย 4.95 dBi ส่วนสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 มีขนาดเท่ากับ $40 \times 77 \text{ mm}^2$ ตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ที่ 17.44 GHz (2.55-20 GHz) มีอัตราขยายเฉลี่ย 4.55 dBi สายอากาศทั้งสองชนิดมีรูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบ XZ เป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ เป็นแบบสองทิศทางเหมือนกัน



บทที่ 4

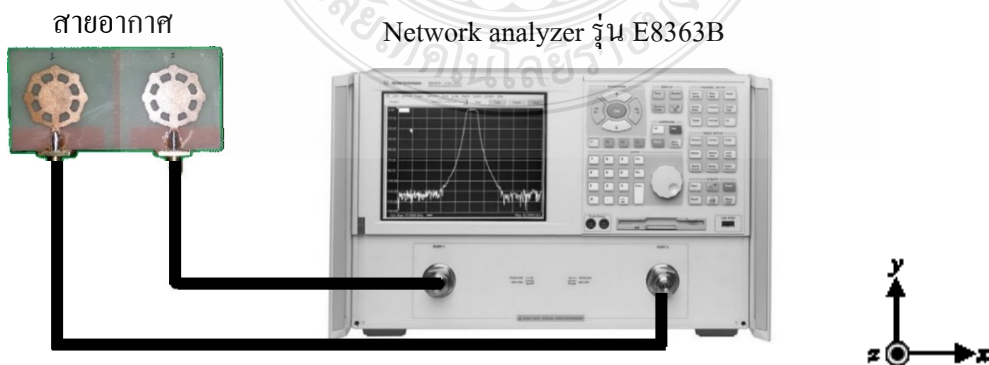
การทดสอบและผลการทดลอง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการวัดทดสอบสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบโมโนสำหรับระบบอัตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 และรูปแบบที่ 2 หลังจากที่ได้สร้างขึ้น เพื่อวิเคราะห์หาคุณสมบัติต่างๆ เช่นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) รุ่น Agilent E8363B ดังแสดงในรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2



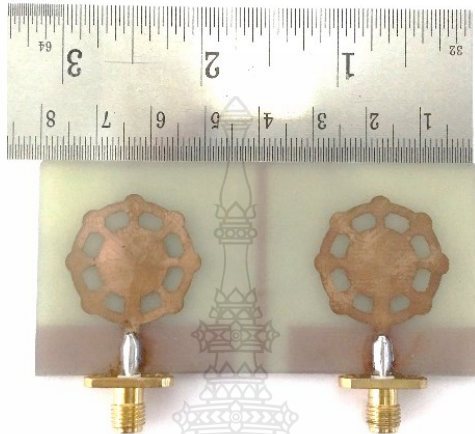
รูปที่ 4.1 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B



รูปที่ 4.2 วิธีการวัดสายอากาศไมโมจำนวน 2 พอร์ต

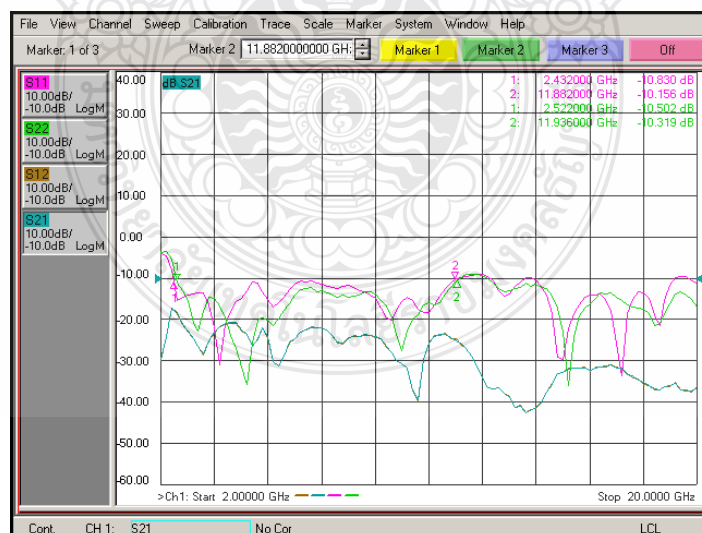
4.2 การวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1

สายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบไมโมสำหรับประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 มีขนาดเท่ากับ $38 \times 80 \text{ mm}^2$ ถูกสร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ดังแสดงในรูปที่ 4.3

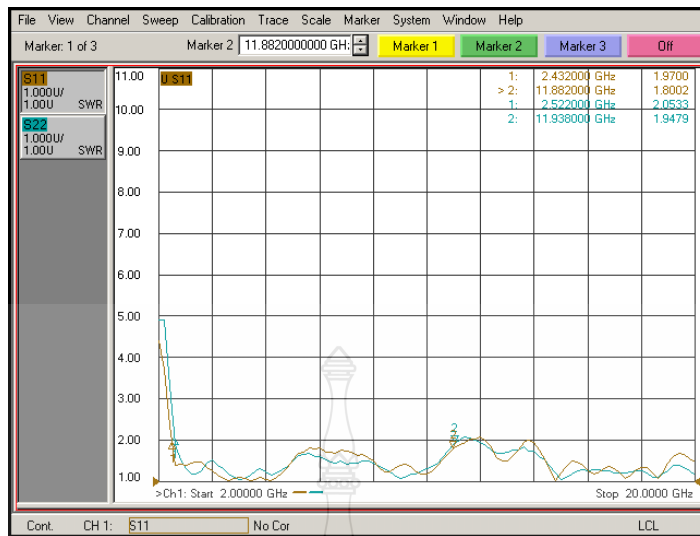


รูปที่ 4.3 สายอากาศไมโครสตริปแบบไมโมรูปแบบที่ 1

4.2.1 ผลของการวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

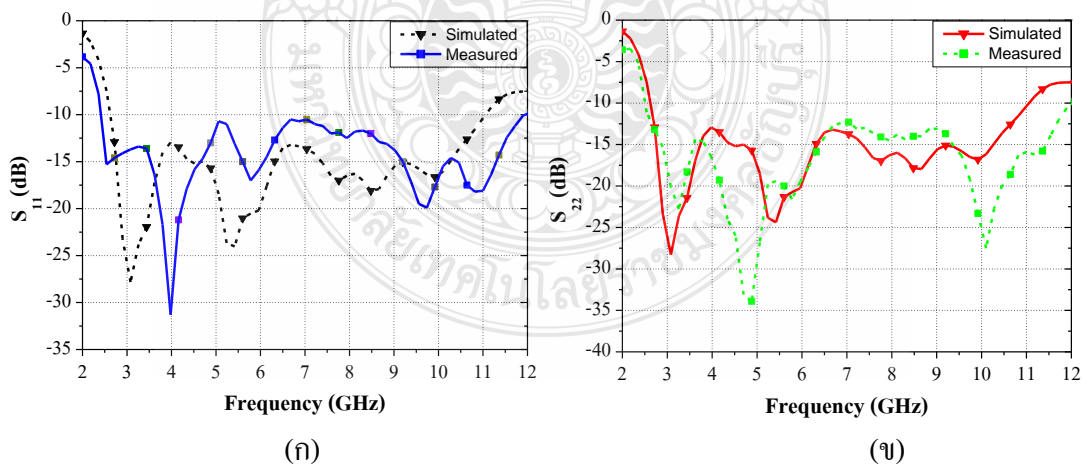


รูปที่ 4.4 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศรูปแบบที่ 1



รูปที่ 4.5 ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1

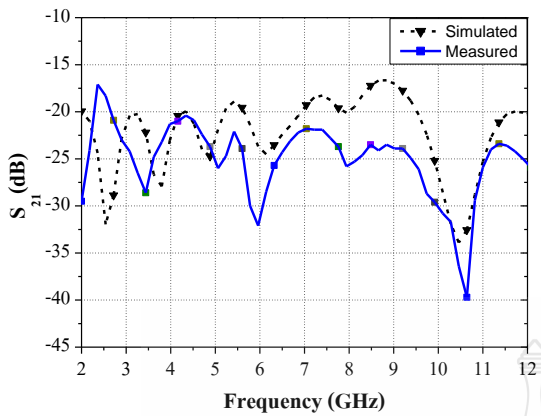
ในรูปที่ 4.4 แสดงผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศไมโมสำหรับประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการตอบสนองต่อความถี่ตั้งแต่ 2.52-11.88 GHz และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าต่ำกว่า -15 dB ตั้งแต่ 2-12 GHz ส่วนในรูปที่ 4.5 แสดงผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR) ของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 จะเห็นได้ว่าความถี่ที่มีค่า VSWR ต่ำกว่า 2 ตั้งแต่ช่วง 2.52-11.88 GHz



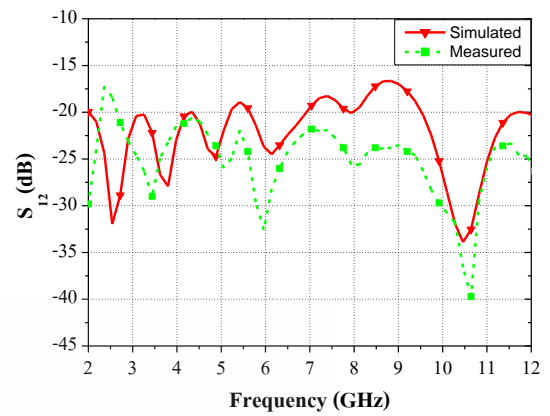
รูปที่ 4.6 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

(ก) พอร์ต 1 (S_{11})

(ข) พอร์ต 2 (S_{22})



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.7 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

(ก) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปพอร์ต 2 (S_{21})

(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ต 2 ไปพอร์ต 1 (S_{12})

จากผลการวัดค่า VSWR หรือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไม่โมรุ่มแบบที่ 1 สามารถนำมาคำนวณหาค่าความถี่กลาง (Frequency center: f_c) ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth: f_b) และค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio: BW) ได้จากสมการที่ (4.1) (4.2) และ (4.3) ตามลำดับ ดังนี้

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min} \quad (4.1)$$

$$f_c = \left(\frac{11.88 - 2.52}{2} \right) + 2.52$$

$$f_c = 7.2 \text{ GHz}$$

คำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (f_b)

$$f_b = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \right) \times 100\% \quad (4.2)$$

$$f_b = \frac{11.88 - 2.52}{7.2} \times 100\%$$

$$f_b = 130\%$$

การคำนวณค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio)

$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} BW &= \frac{11.8}{2.52} : 1 \\ &= 4.71 : 1 \end{aligned}$$

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

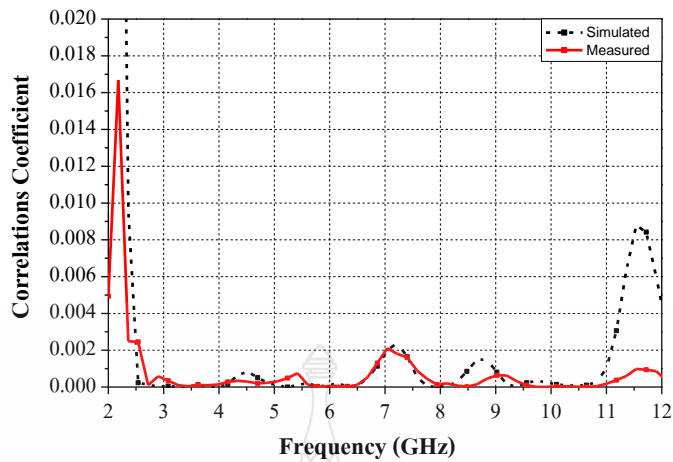
สายอากาศรูปแบบที่ 1	f_l - f_h (GHz)	BW (GHz)	f_c (GHz)	%BW	BW Ratio
ผลการจำลอง	2.62-11.07	8.45	6.84	123.53 %	4.22:1
ผลการวัด	2.52-11.8	9.28	7.2	130 %	4.71:1

จากผลการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่ตั้งในตารางที่ 4.1 ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดสายอากาศแบบโมโนสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 จะเห็นว่าผลการวัดจริงมีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ที่มากกว่าผลการจำลอง 6.47 %

4.2.2 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)

ในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศแบบโมโนรูปแบบที่ 1 สามารถคำนวณได้จากผลการวัดทดสอบจริงของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังสมการที่ (4.4) [40]

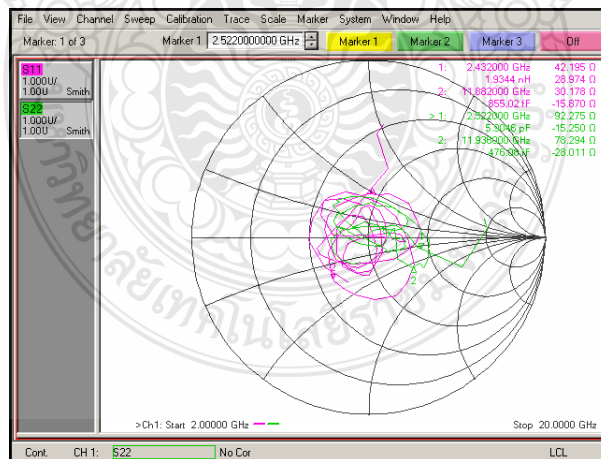
$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (4.4)$$



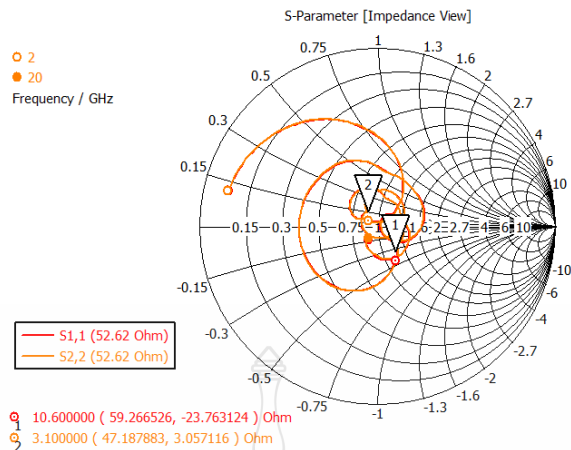
รูปที่ 4.8 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

รูปที่ 4.8 แสดงการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริงโดยใช้สูตรคำนวณดังสมการที่ (4.4) พบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ทั้งการจำลองและการวัดมีค่าต่ำกว่า 0.01 ตลอดช่วงความถี่ ตั้งแต่ 2-12 GHz ซึ่งเป็นผลดีสำหรับสายอากาศแบบไมโมที่สามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน จึงทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดีเมื่อนำไปใช้งานจริง

4.2.3 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance)



รูปที่ 4.9 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1

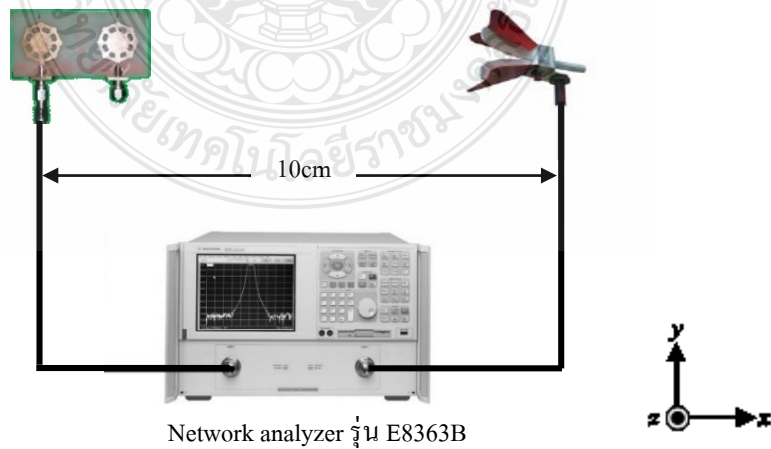


รูปที่ 4.10 ผลการจำลองค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1

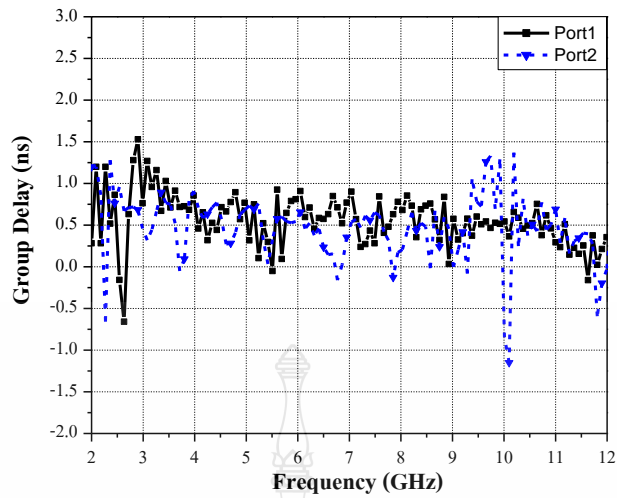
จากภาพที่ 4.9 และ 4.10 แสดงผลการวัดและผลการจำลองค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในรูปกราฟสมิทชาร์ต (Smith chart) ของสายอากาศไมโมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 ในย่านความถี่ 2-12 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะอยู่ใกล้ค่า 50 Ω เป็นส่วนมาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 1 มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

4.2.4 การวัดทดสอบค่าประวิงกลุ่ม (Group delay)

การรับส่งข้อมูลย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือประวิงกลุ่ม (Group delay) ของสายอากาศจะต้องน้อยกว่า 2 ns จึงทำให้ข้อมูลมีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด โดยวิธีการวัดค่าประวิงกลุ่มใช้สายอากาศฮอร์นรุ่น 3117 Double ridged waveguide horn เป็นภาคส่งและใช้สายอากาศที่ได้สร้างขึ้นเป็นตัวรับวางห่างกัน 10 cm ดังรูปที่ 4.11 ทำการวัดที่ละพอร์ต อีกพอร์ตหนึ่งที่เหลือต้องต่อเข้ากับโหลด 50 Ω [50] เพื่อให้สายอากาศทั้งสองตัวสามารถทำงานพร้อมๆ กัน



รูปที่ 4.11 วิธีวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1

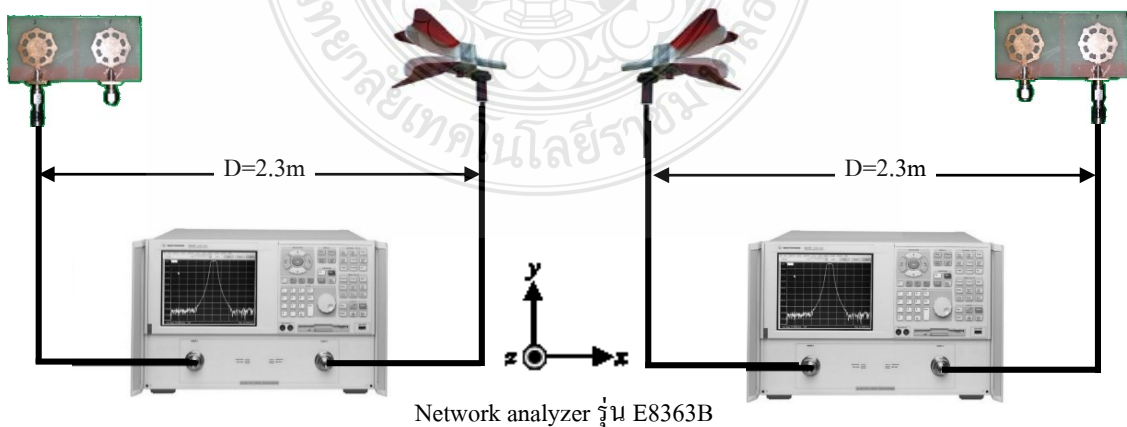


รูปที่ 4.12 ผลการวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศแบบไม โมรูปแบบที่ 1

ในรูปที่ 4.12 แสดงถึงผลการวัดค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) ของสายอากาศแบบไม โมรูปแบบที่ 1 ซึ่งมีค่าต่ำกว่า 1.5 ns จะทำให้การรับส่งข้อมูลในระบบอัลตราไวร์แบนด์เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพัลส์น้อยที่สุด [35]

4.2.5 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

ในการวัดค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไม โมรูปแบบที่ 1 ได้ใช้สายอากาศรูปฮอร์นที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศไม โมรูปแบบที่ 1 ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับ และต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) โดยทำการวัดทดสอบที่ละพอร์ตและพอร์ตที่เหลือทำการต่อเข้ากับโหลด 50 Ω ดังรูปที่ 4.13 และคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศจากสมการที่ (4.6) หรือ (4.7)



รูปที่ 4.13 การวัดทดสอบค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไม โมรูปแบบที่ 1

$$P_r = P_t - L_f - L_{line} + G_t + G_r \quad (4.6)$$

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (4.7)$$

โดย P_t คือกำลังงานทางด้านส่ง (dBm)

P_r คือกำลังงานทางด้านรับ (dBm)

L_{line} คือกำลังงานที่สูญเสียทางด้านส่งและด้านรับ

L_f คือกำลังงานที่สูญเสียในอากาศเท่ากับ $20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$

d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับเท่ากับ 2.3 m

G_t คืออัตราขยายของสายอากาศทางด้านส่ง

G_r คืออัตราขยายของสายอากาศทางด้านรับ

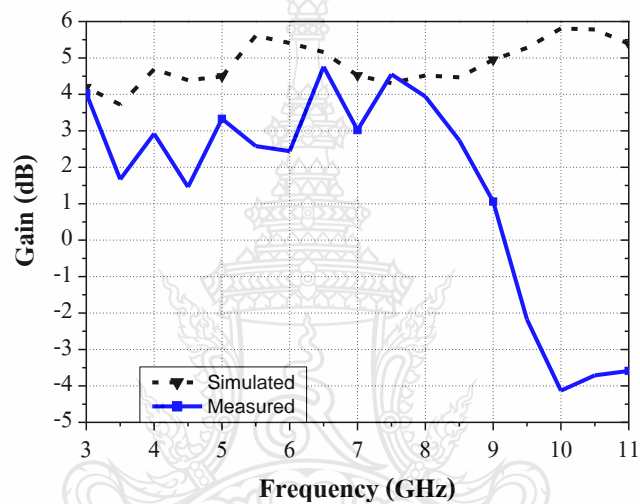
หลังจากการวัดกำลังงานของสายอากาศทางด้านรับที่ช่วงความถี่ 3-11 GHz สามารถนำมาคำนวณหาค่าอัตราขยายจากสมการที่ 4.7 โดยกำหนดให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งกับตัวรับเท่ากับ 2.3 m ซึ่งจะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศแบบไม โมรูปแบบที่ 1 และเปรียบเทียบกับผลการจำลองดังในตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.14

ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลอง (dBi)	ผลการวัด (dBi)
3.0	4.2	4.03
3.5	3.72	1.67
4.0	4.69	2.92
4.5	4.39	1.46
5.0	4.49	3.33
5.5	5.61	2.58
6.0	5.41	2.44
6.5	5.16	4.76
7.0	4.52	3.02
7.5	4.31	4.55
8.0	4.52	3.94
8.5	4.47	2.74

ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบค่าอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง (ต่อ)

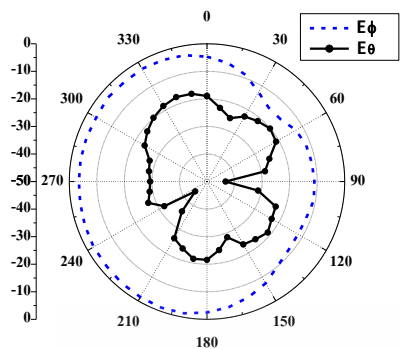
ความถี่ (GHz)	ผลการจำลอง (dBi)	ผลการวัด (dBi)
9.0	4.95	1.06
9.5	5.28	-2.18
10.0	5.81	-4.13
10.5	5.78	-3.71
11.0	5.39	-3.59



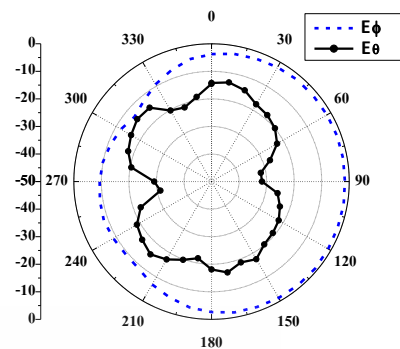
รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง

ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริงดังแสดงในตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.14 ตั้งแต่ความถี่ 3-11 GHz จะเห็นได้ว่าค่าอัตราขยายของผลการจำลองมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 5.81 dBi ที่ความถี่ 10 GHz และอัตราขยายจากการวัดจริงมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 4.76 dBi ที่ความถี่ 6.5 GHz ทั้งนี้ค่าอัตราขยายจากการวัดจริงมีค่าน้อยกว่า หรือคิดลบ เนื่องจากอัตราขยายของผลการจำลองเป็นการวัดจากแบบรูปการแผ่พลังงานที่มีค่าสูงสุดของผลแบบสามมิติและมีการผนวกเข้าด้วยกันระหว่างทั้งสองพอร์ต ทำให้มีค่าสูงกว่าผลการวัดจริงซึ่งเป็นการวัดจากแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติในระนาบที่ได้ระบุเท่านั้น (XZ และ YZ)

ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1 ดังแสดงในรูปที่ 4.15 ถึง 4.18 เป็นการวัดแบบ 2 มิติ ในระนาบ XZ และ YZ โดยกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_o) กับแบบแนวตั้ง (E_o) ที่ความถี่ 3.5 GHz 5.5GHz 7.5 GHz และ 9.5 GHz ดังต่อไปนี้

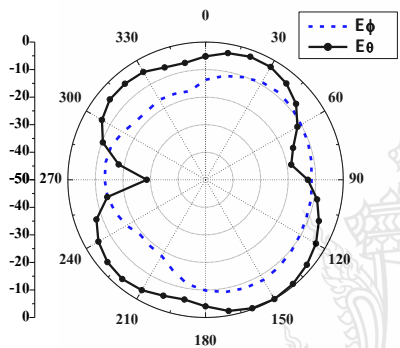


พอร์ต 1

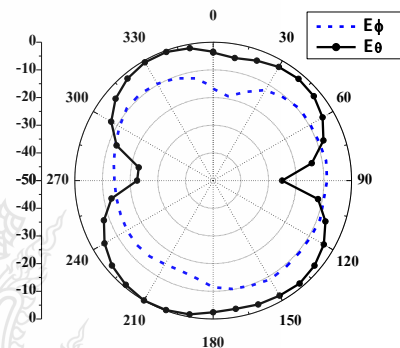


พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1



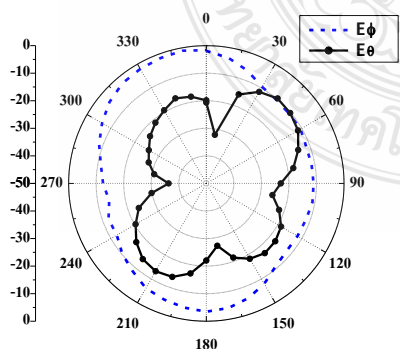
พอร์ต 2

(ข)

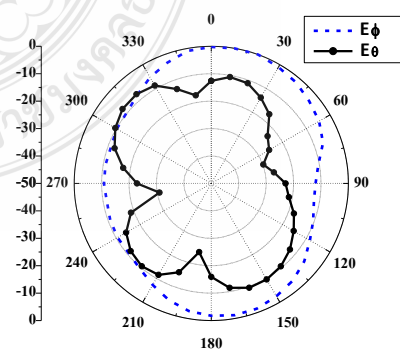
รูปที่ 4.15 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz

(ก) ระนาบ XZ

(ข) ระนาบ YZ



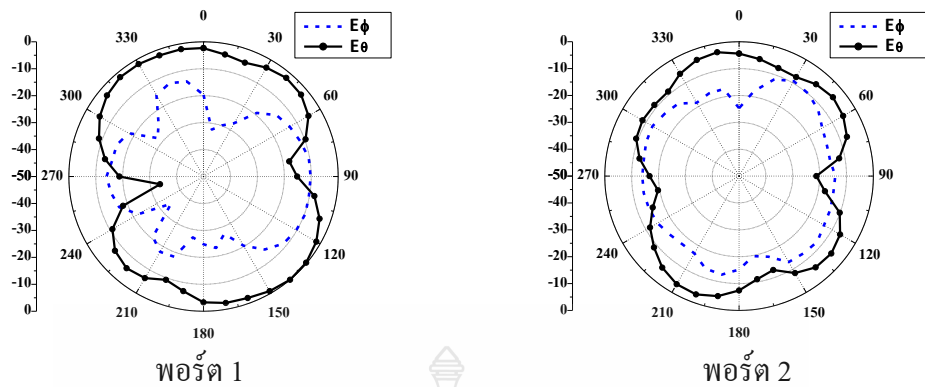
พอร์ต 1



พอร์ต 2

(ก)

รูปที่ 4.16 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz

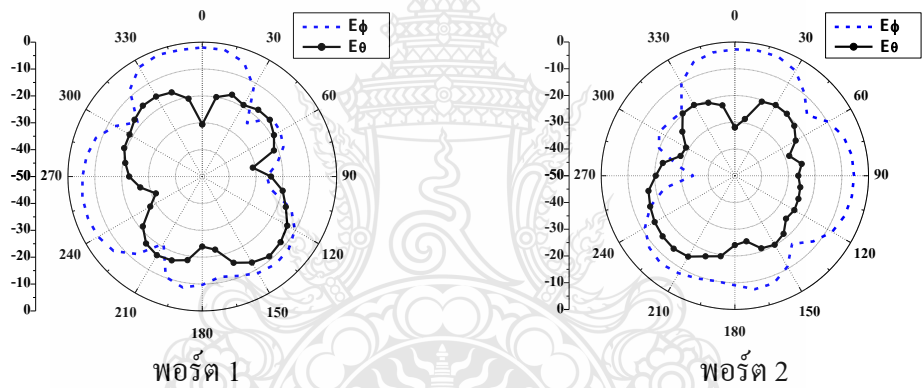


(ข)

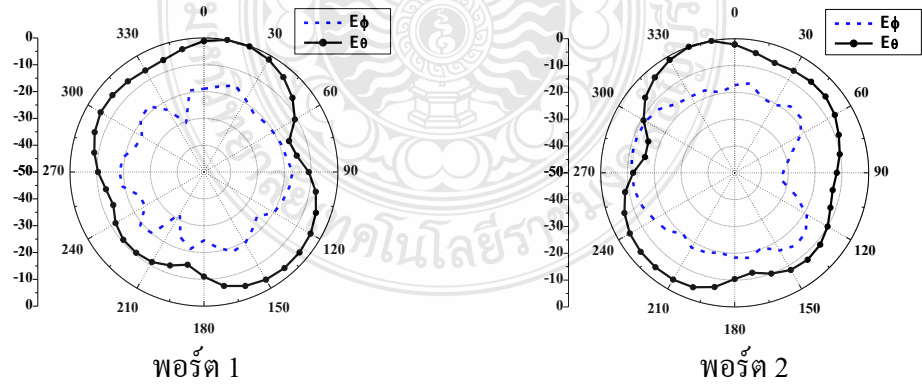
รูปที่ 4.16 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz (ต่อ)

(ข) ระนาบ XZ

(ค) ระนาบ YZ



(ก)

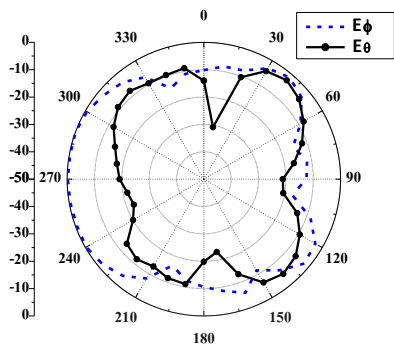


(ข)

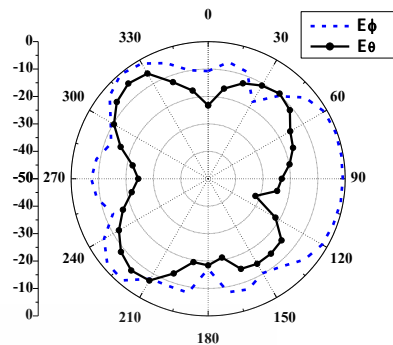
รูปที่ 4.17 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz

(ก) ระนาบ XZ

(ข) ระนาบ YZ

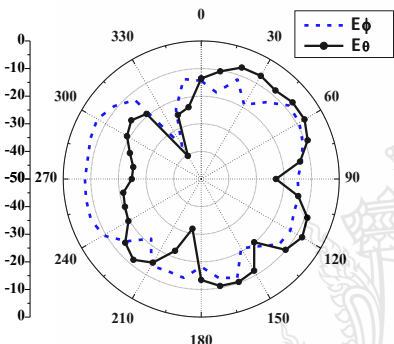


พอร์ต 1

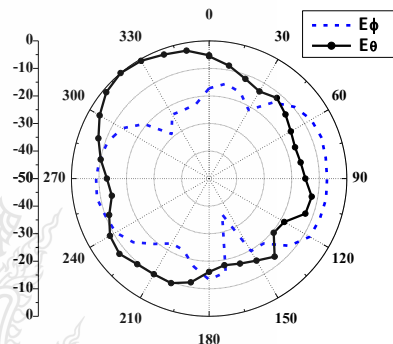


พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1



พอร์ต 2

(ข)

รูปที่ 4.18 ผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz

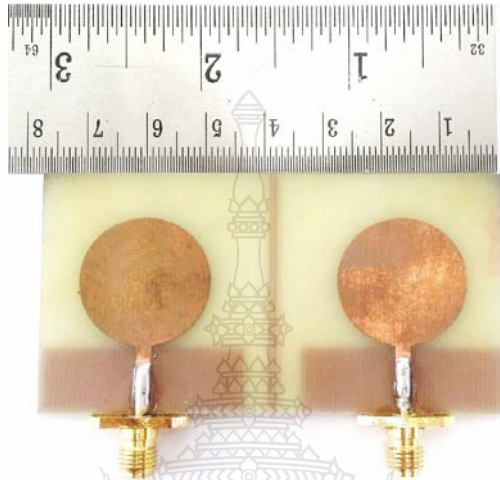
(ก) ระนาบ XZ

(ข) ระนาบ YZ

ในรูปที่ 4.15 ถึง 4.18 แสดงผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 1 แบบ 2 มิติ ทั้งพอร์ตที่ 1 และพอร์ต 2 ในระนาบ XZ และระนาบ YZ ที่ความถี่ 3.5 GHz 5.5 GHz 7.5 GHz และ 9.5 GHz ตามลำดับ โดยใช้ภาคส่งที่มีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_h) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_v) จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

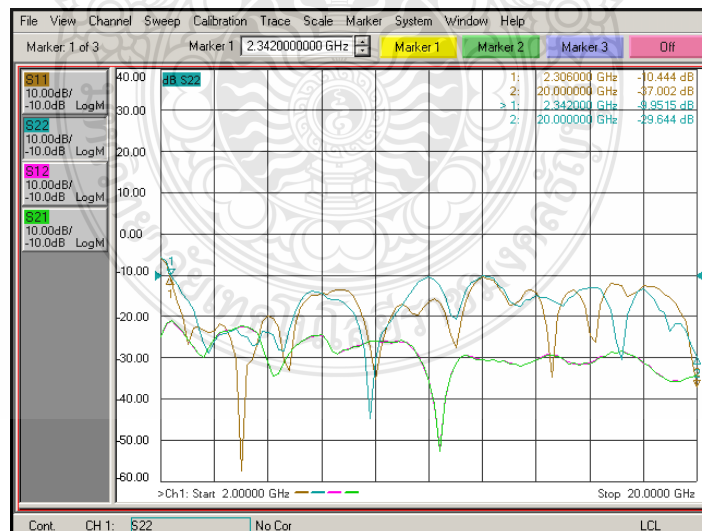
4.3 การวัดทดสอบคุณสมบัติของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 2

สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบไมโมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 มีขนาดเท่ากับ $40 \times 77 \text{ mm}^2$ โดยสร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 ดังในรูปที่ 4.19

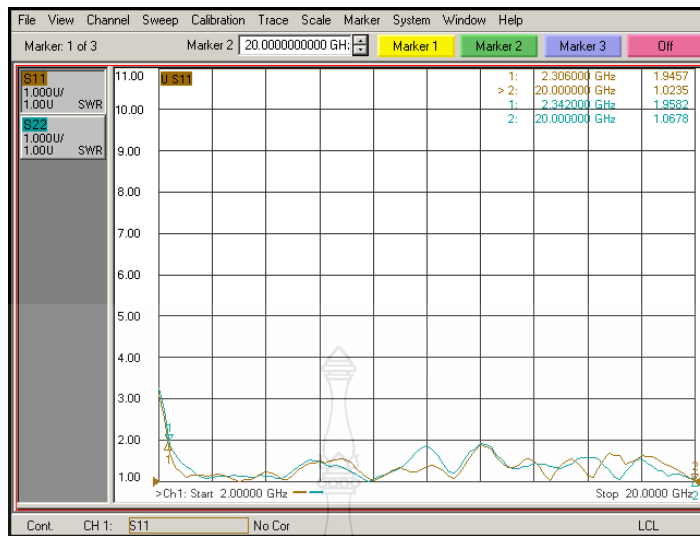


รูปที่ 4.19 สายอากาศแบบไมโมสำหรับประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2

4.3.1 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

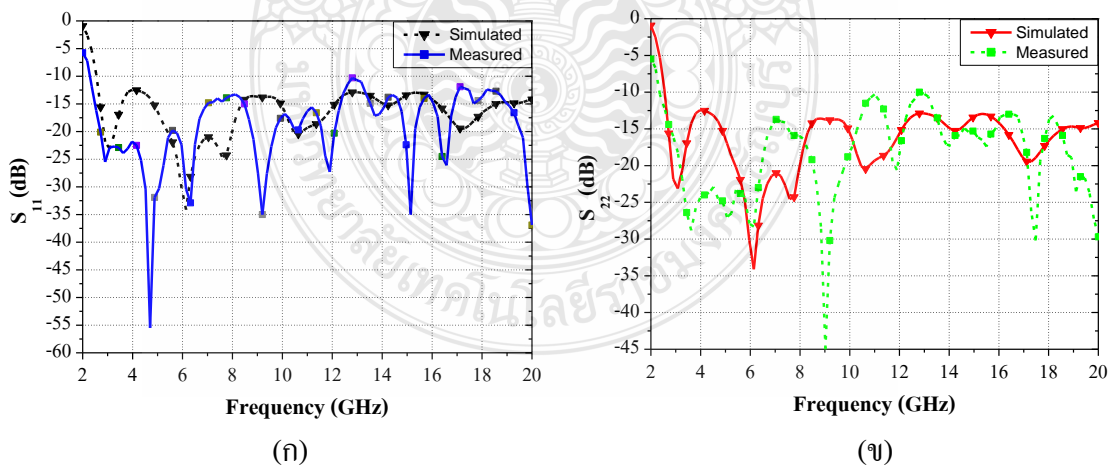


รูปที่ 4.20 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศรูปแบบที่ 2



รูปที่ 4.21 ผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2

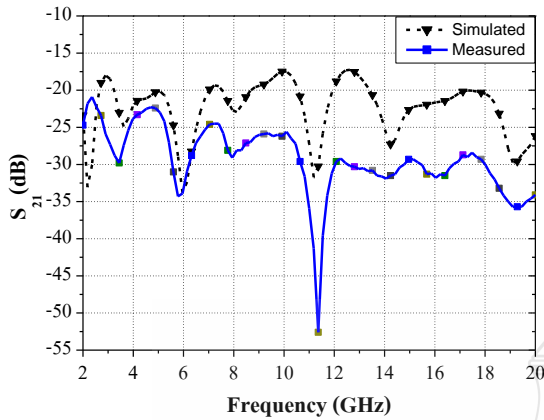
ในรูปที่ 4.20 แสดงผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ของสายอากาศไมโมสำหรับประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 ซึ่งสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีการตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ตั้งแต่ 2.30-20 GHz และสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าตั้งแต่ 2-20 GHz ส่วนในรูปที่ 4.21 แสดงผลการวัดค่าอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งของสายอากาศ จะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่มีค่าต่ำกว่า 2 ตั้งแต่ช่วง 2.30-20 GHz



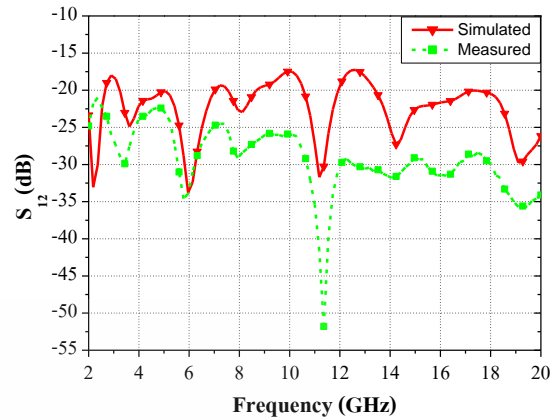
รูปที่ 4.22 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

(ก) พอร์ต 1 (S_{11})

(ข) พอร์ต 2 (S_{22})



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.23 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

(ก) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ต 1 ไปพอร์ต 2 (S_{21})

(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านจากพอร์ต 2 ไปพอร์ต 1 (S_{12})

จากผลการวัดค่า VSWR หรือผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 สามารถคำนวณหาค่าความถี่กลาง (Frequency center: f_c) ค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (Fractional bandwidth: f_b) และค่าอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio: BW) ได้จากสมการที่ (4.8), (4.9) และ (4.10) ตามลำดับ ดังนี้

$$f_c = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{2} \right) + f_{\min} \quad (4.8)$$

$$f_c = \left(\frac{20 - 2.30}{2} \right) + 2.30$$

$$f_c = 11.15 \text{ GHz}$$

การคำนวณหาค่าเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์ (f_b)

$$f_b = \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_c} \right) \times 100\% \quad (4.9)$$

$$f_b = \frac{20 - 2.30}{11.15} \times 100\%$$

$$f_b = 158.74 \%$$

การคำนวณหาอัตราส่วนแบนด์วิดท์ (Bandwidth ratio)

$$BW = \frac{f_h}{f_l} : 1 \quad (4.10)$$

$$BW = \frac{20}{2.3} : 1$$

$$= 8.70 : 1$$

ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ระหว่างของผลการจำลองกับผลการวัดจริง

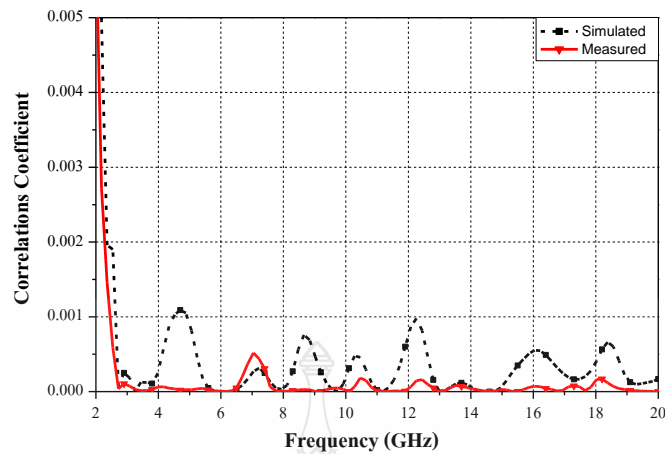
สายอากาศรูปแบบที่ 2	$f_l - f_h$ (GHz)	BW (GHz)	f_c (GHz)	%BW	BW Ratio
ผลการจำลอง	2.55-20	17.45	6.84	154.76 %	7.84:1
ผลการวัด	2.3-20	17.7	11.15	158.74 %	8.7:1

จากผลการเปรียบเทียบค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ในตารางที่ 4.3 ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริงของสายอากาศแบบไมโมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 พบว่าผลการวัดจริงมีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์มากกว่าผลการจำลองเท่ากับ 3.98 %

4.3.2 การวัดทดสอบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient)

ในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศแบบไมโมรูปแบบที่ 2 สามารถคำนวณได้จากผลการวัดทดสอบจริงของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังสมการที่ (4.11)

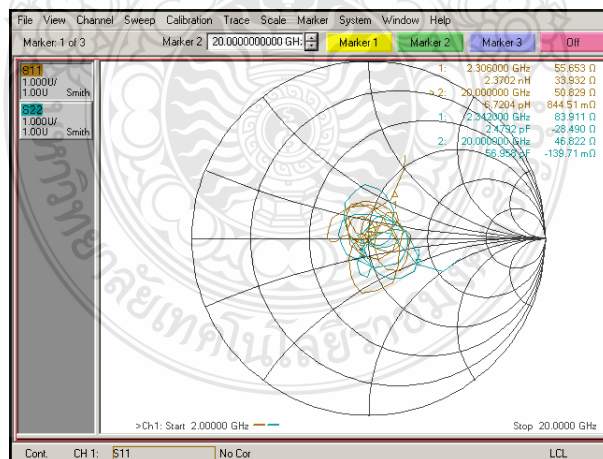
$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2))(1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2))} \quad (4.11)$$



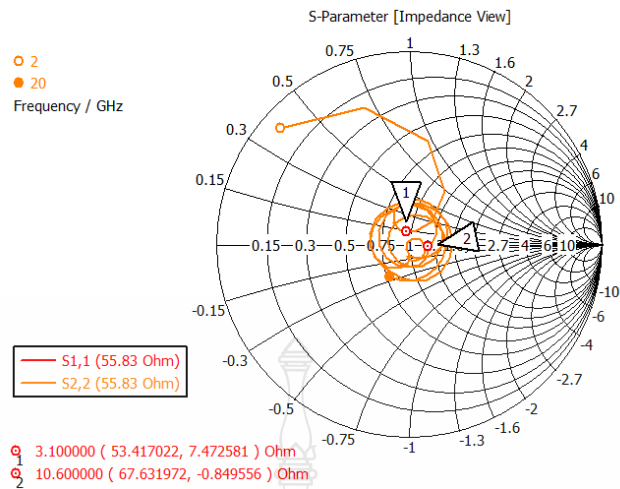
รูปที่ 4.24 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดจริง

รูปที่ 4.24 แสดงการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างของผลการจำลองกับผลการวัดจริง พบว่าค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ทั้งการจำลองและการวัดมีค่าต่ำกว่า 0.002 ตลอดช่วงความถี่ ตั้งแต่ 2-20 GHz ซึ่งเป็นผลดีสำหรับสายอากาศแบบไม โมที่สามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน จึงทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพดีในการนำไปใช้งานจริง

4.3.3 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance)



รูปที่ 4.25 ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศไม โมรูปแบบที่ 2

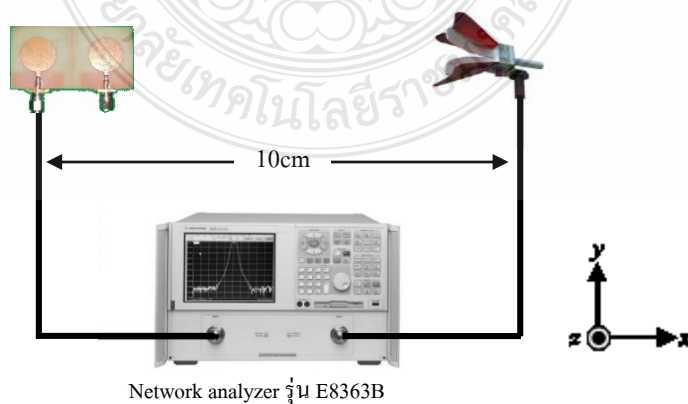


รูปที่ 4.26 ผลการจำลองค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2

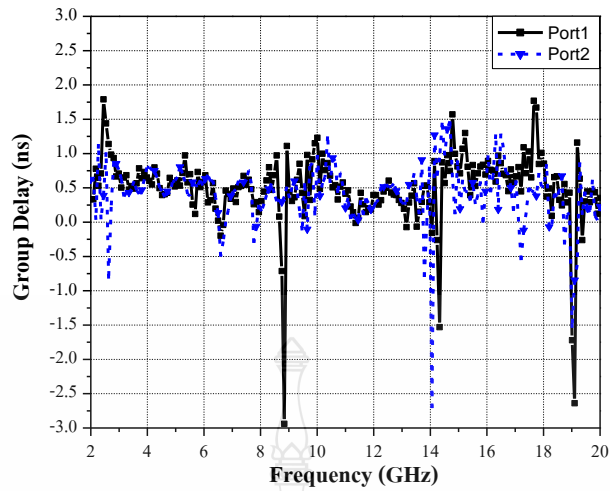
จากภาพที่ 4.25 และ 4.26 แสดงถึงผลการวัดและผลการจำลองค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ในรูปกราฟสมิทชาร์ต (Smith chart) ของสายอากาศไมโมสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 ที่ความถี่ 2-20 GHz จะเห็นได้ว่าค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะอยู่บริเวณ 50 Ω เป็นส่วนมาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี

4.3.4 การวัดทดสอบค่าประวิงกลุ่ม (Group delay)

ในการรับส่งข้อมูลย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งคือค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) จะต้องน้อยกว่า 2 ns จึงทำให้ข้อมูลมีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด โดยการวัดค่าประวิงกลุ่มใช้สายอากาศฮอร์นรุ่น 3117 Double ridged waveguide horn เป็นภาคส่งและใช้สายอากาศที่ได้สร้างขึ้นเป็นตัวรับวางห่างกัน 10 cm ดังรูปที่ 4.27 โดยทำการวัดที่ละพอร์ต ส่วนอีกพอร์ตที่เหลือต้องต่อเข้ากับโหลด 50 Ω เพื่อให้สายอากาศทั้งสองตัวสามารถทำงานไปพร้อมกันในเวลาเดียวกัน



รูปที่ 4.27 วิธีวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 1

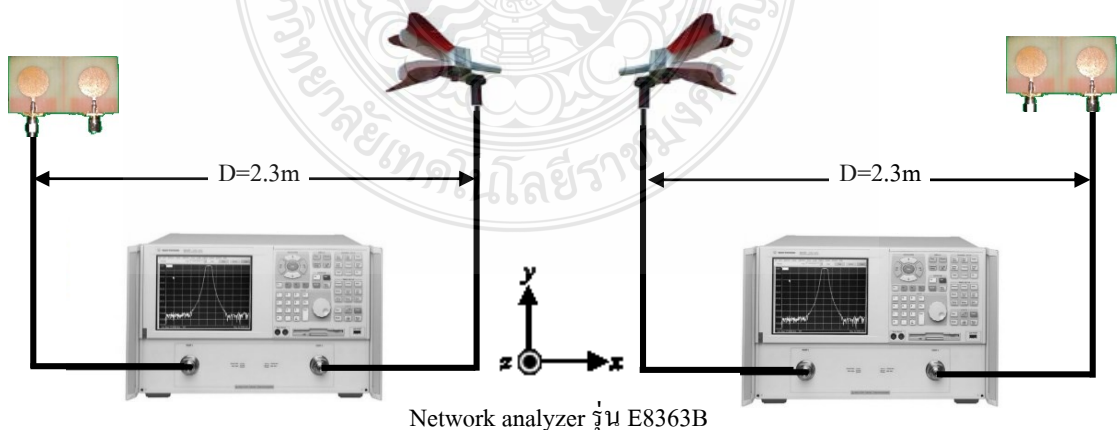


รูปที่ 4.28 ผลการวัดค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2

ในรูปที่ 4.28 แสดงถึงผลการวัดค่าประวิงกลุ่ม (Group delay) ของสายอากาศไมโม สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 2 จะเห็นได้ว่าค่าประวิงกลุ่มมีค่าต่ำกว่า 1.5 ns ทำให้การรับส่งข้อมูลในระบบอัลตราไวด์แบนด์เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณพลัสน้อยที่สุด

4.3.5 ผลการวัดทดสอบค่าอัตราขยายของสายอากาศ

ในการวัดค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 เป็นการวิเคราะห์คุณลักษณะและประสิทธิภาพของสายอากาศโดยการนำสายอากาศรูปฮอร์นที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งและสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2 ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับต่อเข้ากับเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network analyzer) ดังรูปที่ 4.29 และทำค่านวนหาค่าอัตราขยายได้จากสมการที่ (4.13) หรือ (4.14)



รูปที่ 4.29 การวัดค่าอัตราขยายและแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโมรูปแบบที่ 2

$$P_r = P_t - L_f - L_{line} + G_t + G_r \quad (4.13)$$

$$G_r = P_r - P_t + L_f + L_{line} - G_t \quad (4.14)$$

โดย P_t คือกำลังงานทางด้านส่ง (dBm)

P_r คือกำลังงานทางด้านรับ (dBm)

L_{line} คือกำลังงานที่สูญเสียทางด้านส่งและด้านรับ

L_f คือกำลังงานที่สูญเสียในอากาศเท่ากับ $20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$

d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับเท่ากับ 2.3 m

G_t คืออัตราขยายของสายอากาศทางด้านส่ง

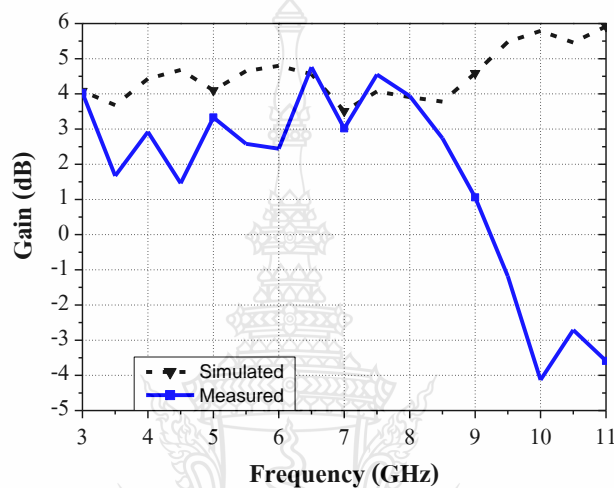
G_r คืออัตราขยายของสายอากาศทางด้านรับ

ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง

ความถี่ (GHz)	ผลการจำลอง (dBi)	ผลการวัด (dBi)
3.0	4.08	3.20
3.5	3.68	1.50
4.0	4.43	2.44
4.5	4.68	1.55
5.0	4.10	2.05
5.5	4.65	3.51
6.0	4.80	2.32
6.5	4.56	3.37
7.0	3.51	2.94
7.5	4.07	5.42
8.0	3.91	3.69
8.5	3.78	-0.74
9.0	4.59	0.30
9.5	5.48	-4.41

ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบอัตราขยายจากผลการจำลองและผลการวัดจริง (ต่อ)

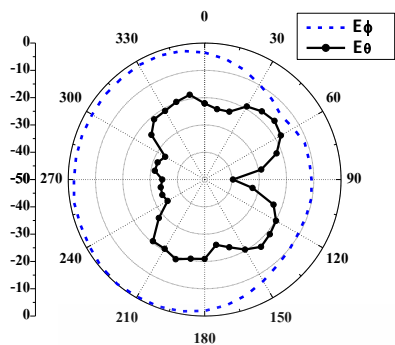
ความถี่ (GHz)	ผลการจำลอง (dBi)	ผลการวัด (dBi)
10.0	5.79	-9.35
10.5	5.46	-13.64
11.0	5.92	-3.96



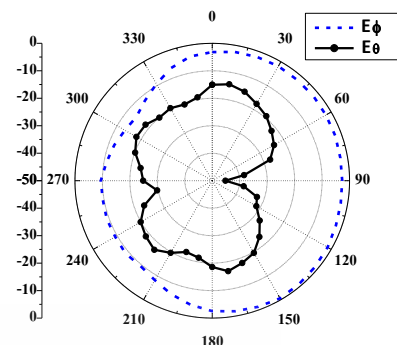
รูปที่ 4.30 การเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศจากผลการจำลองและผลการวัดจริง

ผลการเปรียบเทียบค่าอัตราขยายของสายอากาศระหว่างผลการจำลองกับผลการวัดดังแสดงในตารางที่ 4.4 และรูปที่ 4.30 ตั้งแต่ความถี่ 3-11 GHz จะเห็นได้ว่าค่าอัตราขยายของผลการจำลองมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 5.92 dBi ที่ความถี่ 11 GHz และอัตราขยายการวัดจริงมีค่าสูงสุดอยู่ที่ 5.42 dBi ที่ความถี่ 7.5 GHz ทั้งนี้ค่าอัตราขยายจากผลการวัดจริงมีค่าน้อยกว่าผลการจำลอง หรือคิดลบเนื่องจากการแผ่รังสีของผลการจำลองเป็นการวัดจากแบบรูปการแผ่พลังงานสูงสุดจากผลแบบสามมิติและมีการผนวกเข้าด้วยกันระหว่างทั้งสองพอร์ต ทำให้มีค่าสูงกว่าผลการวัดจริงซึ่งเป็นการวัดจากแบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 2 มิติในระนาบที่ได้อธิบายไว้ (XZ และ YZ)

ในการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2 ดังแสดงในรูปที่ 4.31 ถึง 4.34 เป็นการวัดแบบ 2 มิติ ในระนาบ XZ และ YZ โดยกำหนดให้สายอากาศภาคส่งมีโพลาไรซ์แบบแนวอน (E_{θ}) กับแบบแนวตั้ง (E_{ϕ}) ที่ความถี่ 3.5 GHz 5.5 GHz 7.5 GHz และ 9.5 GHz ดังต่อไปนี้

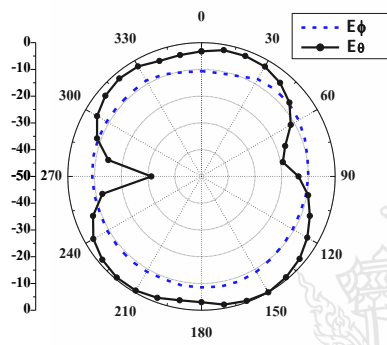


พอร์ต 1

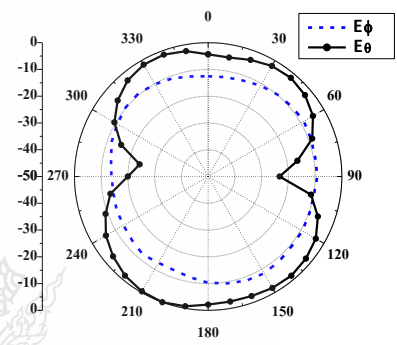


พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1



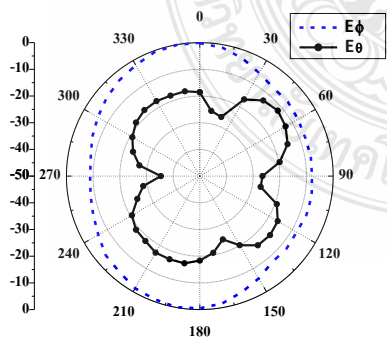
พอร์ต 2

(ข)

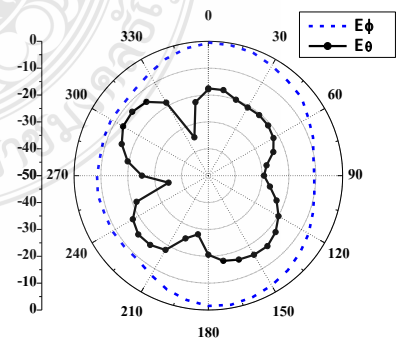
รูปที่ 4.31 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz

(ก) ระนาบ XZ

(ข) ระนาบ YZ



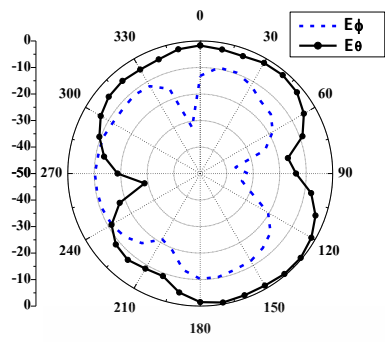
พอร์ต 1



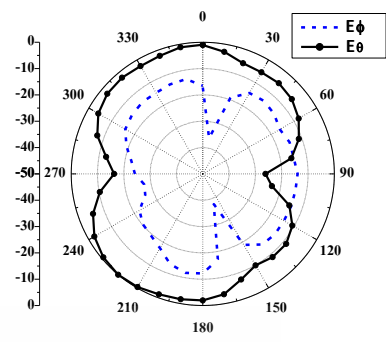
พอร์ต 2

(ก)

รูปที่ 4.32 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz



พอร์ต 1



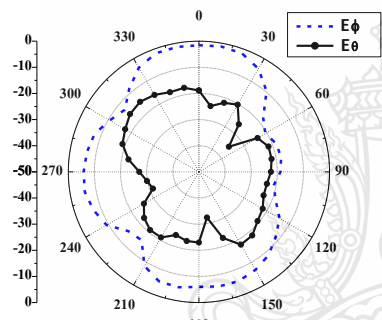
พอร์ต 2

(ข)

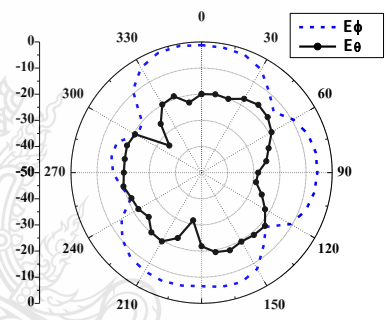
รูปที่ 4.32 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 5.5 GHz (ต่อ)

(ก) ระนาบ XZ

(ข) ระนาบ YZ

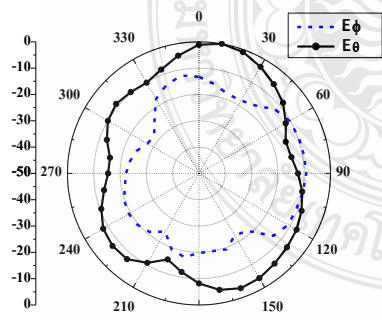


พอร์ต 1

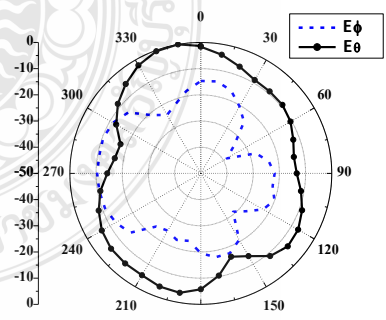


พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1



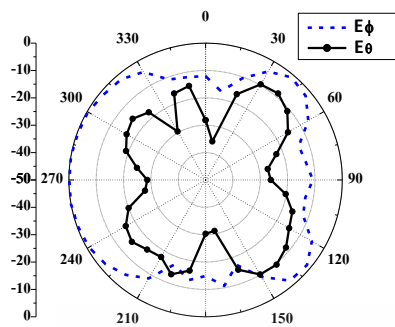
พอร์ต 2

(ข)

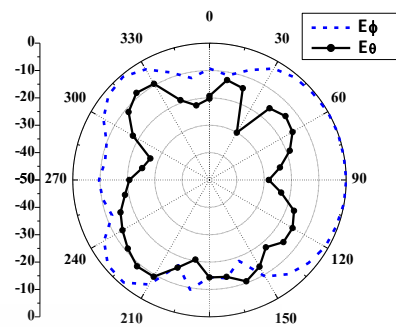
รูปที่ 4.33 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 7.5 GHz

(ก) ระนาบ XZ

(ข) ระนาบ YZ

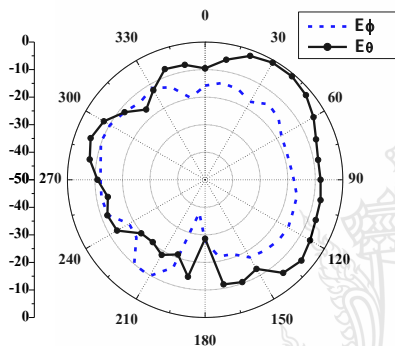


พอร์ต 1

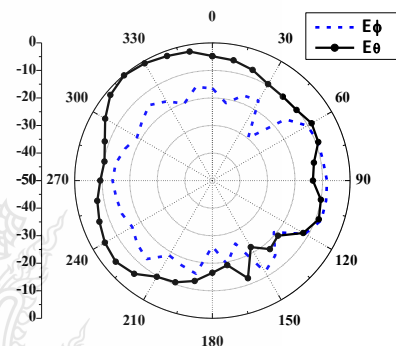


พอร์ต 2

(ก)



พอร์ต 1



พอร์ต 2

(ข)

รูปที่ 4.34 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ความถี่ 9.5 GHz

(ก) ระนาบ XZ

(ข) ระนาบ YZ

ในรูปที่ 4.32 ถึง 4.34 แสดงผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-field radiation patterns) ของสายอากาศไมโครรูปแบบที่ 2 แบบ 2 มิติ ทั้งพอร์ตที่ 1 และพอร์ต 2 ในระนาบ XZ และระนาบ YZ ที่ความถี่ 3.5 GHz 5.5 GHz 7.5 GHz และ 9.5 GHz ตามลำดับ โดยภาคส่งที่มีโพลาไรซ์แบบแนวนอน (E_θ) กับโพลาไรซ์แบบแนวตั้ง (E_ϕ) จะเห็นได้ว่าในระนาบ XZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบสองทิศทาง

4.4 สรุปผลการทดลอง

จากผลการวัดทดสอบสายอากาศไมโครสตริปรูปวงกลมแบบโมโนสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับระบบความถี่อัลตราไวด์แบนด์รูปแบบที่ 1 และรูปแบบที่ 2 ที่สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 จะเห็นได้ว่าสายอากาศรูปแบบที่ 1 มีขนาดเท่ากับ $38 \times 80 \text{ mm}^2$ ตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.52-11.8 GHz (9.28 GHz) มีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เท่ากับ 130 % มีอัตราขยายสูงสุดที่ 6.5 GHz เท่ากับ 4.76 dBi ส่วนสายอากาศรูปแบบที่ 2 มีขนาดเท่ากับ $40 \times 77 \text{ mm}^2$ สามารถตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2.3-20 GHz (17.7 GHz) มีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดท์เท่ากับ 158.74 % มีอัตราขยายสูงสุดที่ 7.5 GHz เท่ากับ 5.42 dBi สายอากาศทั้งสองชนิดมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) ในระนาบ XZ และเป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional) ในระนาบ YZ มีค่าประวิงกลุ่มของสายอากาศทั้งสองชนิดมีค่าต่ำกว่า 1 ns ซึ่งจะทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ได้เป็นอย่างดี



บทที่ 5

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโม สำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์ โดยแบ่งเป็น 2 รูปแบบ คือสายอากาศไมโมรูปวงกลมรูปแบบที่ 1 และสายอากาศไมโมรูปวงกลมรูปแบบที่ 2 โดยใช้ระเบียบวิธีเชิงประสบการณ์ (Empirical method) ร่วมกับการจำลองแบบ (Simulation) ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อหาขนาดที่เหมาะสมของสายอากาศและการปรับอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้ครอบคลุมต่อย่านความถี่ที่ต้องการ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการศึกษาและออกแบบสายอากาศไมโครสตริปวงกลมแบบไมโมสำหรับการประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์ ที่ความถี่ 3.1-10.6 GHz สร้างบนวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าคงตั้งไดอิเล็กทริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 ใช้การจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ร่วมกับการใช้เทคนิค การลดปรากฏการณ์เชื่อมร่วม (Mutual coupling) และการขยายอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้น ในการออกแบบสายอากาศได้แบ่งออกเป็น 2 รูปแบบคือ การออกแบบสายอากาศไมโมรูปวงกลมรูปแบบที่ 1 ใช้เทคนิคการเซาะร่องตรงกลางรูปวงกลมใหญ่และเพิ่มวงกลมเล็กอยู่รอบวงกลมใหญ่ จำนวน 7 วง เพื่อช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้ดีขึ้น สายอากาศที่ได้มีขนาดเท่ากับ $38 \times 80 \text{ mm}^2$ ตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ 9.28 GHz (2.52-11.88 GHz) เท่ากับ 130 % คิดเป็นอัตราส่วนเท่ากับ 4.71:1 มีอัตราขยายโดยเฉลี่ยเท่ากับ 2.14 dBi ส่วนการออกแบบสายอากาศไมโมรูปวงกลมรูปแบบที่ 2 ใช้เทคนิคการเซาะร่องที่ระนาบกราวด์ เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศให้กว้างขึ้น สายอากาศที่ได้มีขนาดเท่ากับ $40 \times 77 \text{ mm}^2$ ตอบสนองต่อแบนด์วิดท์ 17.7 GHz (2.3-20 GHz) เท่ากับ 158.74 % คิดเป็นอัตราส่วนเท่ากับ 8.7:1 และมีอัตราขยายเฉลี่ย 2.07 dBi

สายอากาศทั้งสองชนิดมีค่าประวิงกลุ่มต่ำกว่า 2 ns ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ต่ำกว่า 0.5 ตลอดช่วงความถี่อัลตราไวด์แบนด์ มีแบบรูปการแผ่พลังงานสนามไฟฟ้าระยะไกลที่ความถี่ 3.5 GHz 5.5 GHz 7.5 GHz และ 9.5 GHz ในระนาบ XZ เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional) และระนาบ YZ เป็นแบบสองทิศทาง (Bidirectional)

ตารางที่ 5.1 ผลของการออกแบบ และสร้างสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างกลมแบบโมโมสำหรับการประยุกต์ใช้ในระบบอัลตราไวด์แบนด์

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	สายอากาศรูปแบบที่ 1	สายอากาศรูปแบบที่ 2
ขนาดสายอากาศ	38×80 mm ²	40×77 mm ²
แบนด์วิดท์จากการจำลอง	8.45 GHz (2.62-11.07 GHz)	17.45 GHz (2.55-20 GHz)
แบนด์วิดท์จากการวัดจริง	9.28 GHz (2.52-11.8 GHz)	17.7 GHz (2.3-20 GHz)
อัตราส่วนแบนด์วิดท์จากการจำลอง	4.22:1 (123.53 %)	7.84:1 (154.76 %)
อัตราส่วนแบนด์วิดท์จากการวัดจริง	4.71:1 (130 %)	8.7:1 (158.74 %)
อัตราขยายเฉลี่ยจากการจำลอง	4.81 dBi	4.70 dBi
อัตราขยายเฉลี่ยจากการวัด	2.14 dBi	2.07 dBi

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

5.2.1 ควรวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศที่เป็นรูปร่างกลมให้อยู่ในรูปของวงจรมีอนเพื่อง่ายต่อการออกแบบครั้งต่อไป

5.2.2 ควรวิเคราะห์ออกแบบสายอากาศเพื่อประยุกต์ใช้งานจริงกับอุปกรณ์ที่รองรับระบบโมโมย่านความถี่อัลตราไวด์แบนด์

5.2.3 ควรเลือกใช้หัว SMA ที่มีคุณภาพดีสามารถตอบสนองต่อย่านความถี่ใช้งานในระบบอัลตราไวด์แบนด์ได้

บรรณานุกรม

- [1] L. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: An idea whose time has come," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, pp. 26-54, Nov. 2004.
- [2] H. Xu and L. Yang, "Ultra-wideband technology: Yesterday, today and tomorrow," in *Proc. Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE*, pp. 715-718, Jan 2008.
- [3] T. Kaiser, F. Zheng, and E. DimitrovKaiser, "An Overview of Ultra-Wide-Band Systems with MIMO," *IEEE Journals & Magazines*, vol. 97, pp. 285-312, 2009.
- [4] P. Rakluea, N. Anantrasirichai, K. Janchitrapongvej, and T. Wakabayashi, "Multiband Microstrip-Fed Right Angle Slot Antenna Design for Wireless Communication Systems," *ETRI Journal*, vol. 31, pp. 271-281, June 2009.
- [5] I. Balakrishna, M. S. kumar, and S. Raghavan, "CPW-fed Semi Circle Patch Antenna for 2.4GHz WLAN Application," *Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC), 2011 International Conference*, pp. 169-172, 2011.
- [6] W. Li, Y. Yao, and J. Yu, "A Dual Broad-band Antenna for WLAN Application with High Isolation," *Environmental Electromagnetics (CEEM), 2012 6th Asia-Pacific Conference*, pp. 37-41, 2012.
- [7] V. Asokan, S. Thilagam, and K. V. kumar, "Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna for 2.4GHz ISM Band and WLAN Application," *Electronics and Communication Systems (ICECS), 2015 2nd International Conference*, pp. 1114-1118, 2015.
- [8] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 53, pp. 3500-3504, 2005.
- [9] K. Deodhar, P. Baxi, A. Naik, and R. K. Gupta, "Printed Annular Ring Monopole Antenna for UWB Application," *Portable Information Devices, PORTABLE07, IEEE International Conference*, pp. 1-5, 2007.
- [10] M. N. Srifi, S. K. Podilchak, M. Essaaidi, and Y. M. M. Antar, "Planar circular disc monopole antennas using compact impedance matching networks for ultra-wideband (UWB) applications," *Microwave Conference, APMC 2009 Asia Pacific*, pp. 782-785, 2009.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [11] R. Azim, M. T. Islam, and N. Misran, "Printed circular ring antenna for UWB application," *Electrical and Computer Engineering (ICECE), 2010 International Conference*, pp. 361-363, 18-20 December 2010.
- [12] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin, and M. F. Malek, "A Compact Size Antenna with High Gain Enhancement for IEEE 802.15.3," *Wireless Technology and Applications (ISWTA), 2011 IEEE Symposium*, pp. 120-123, 25-28 September 2011.
- [13] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin, and M. F. Malek, "A Novel Compact Reconfigurable Multi-Band Antenna," *RF and Microwave Conference (RFM), 2011 IEEE International* pp. 377-380, 2011.
- [14] A. J. PAULRAJ, D. A. GORE, R. U. NABAR, and H. BÖLCSKEI, "An overview of MIMO communications a key to gigabit wireless," *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, pp. 198-218, 2004.
- [15] G. Bauch and A. Alexiou, "MIMO technologies for the wireless future," *Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium*, 2008.
- [16] A. Kumar, A. Mukherjee, K. Mishra, and A. KumarChaudhary, "Channel capacity enhancement using MIMO technology," *Advances in Engineering, Science and Management (ICAESM), International Conference*, 30-31 March 2012.
- [17] Y. Cheng, W.-j. Lü, C.-h. Cheng, W. Cao, and Y. Li, "Compact diversity antenna with T shape stub for Ultra-wideband applications," *Communication Systems ICCS 2008, 11th IEEE Singapore International Conference*, pp. 813-816, 2008.
- [18] A. I. Najam, Y. Duroc, and S. Tedjini, "Design & characterization of an antenna system for UWB-MIMO communications systems," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference*, pp. 1-5, 2010.
- [19] A. I. Najam, Y. Duroc, and S. Tedjini, "UWB-MIMO ANTENNA WITH NOVEL STUB STRUCTURE," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 19, pp. 245-257, 2011.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [20] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin, and F. Malek, "A MIMO ANTENNA DESIGN CHALLENGES FOR UWB APPLICATION," *Electromagnetics Research B*, vol. 36, pp. 357-371, 2012.
- [21] Y. LI, W. x. LI, C. Liu, and T. Jiang, "Two UWB-MIMO antennas with high isolation using sleeve coupled stepped impedance resonators," *Antennas and Propagation (APCAP), 2012 IEEE Asia-Pacific Conference*, pp. 21-22, 2012.
- [22] K. M. Prasanna and S. K. Behera, "Compact two-port UWB MIMO antenna system with high isolation using a fork-shaped structure," *Communications and Signal Processing (ICCSP), International Conference*, pp. 726-729, 2013.
- [23] S.-L. Zuo, Y.-Z. Yin, W.-J. Wu, Z.-Y. Zhang, and J. Ma, "Investigations of reduction of mutual coupling between two planar monopoles using two $Y/4$ slots," *Electromagnetics Research Letters*, vol. 19, pp. 9-18, 17 November 2010.
- [24] L. Xiong and P. Gao, "Compact dual-polarized slot UWB antenna with CPW-fed structure," *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE*, pp. 1-2, 2012.
- [25] L. Liu, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, "Compact MIMO Antenna for Portable Devices in UWB Applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, vol. 61, pp. 4257-4264, 2013.
- [26] M. S. Khanl, M. F. Shafique, A. D. Capobianco, E. Autizi, and I. Shoaib, "Compact UWB-MIMO antenna array with a novel decoupling structure," *Applied Sciences and Technology (IBCAST), 10th International Bhurban Conference*, pp. 347-350, 2013.
- [27] A. Syed and R. W. Aldhaheri, "A compact ultra-wideband MIMO antenna with improved isolation," *Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2015 IEEE International Symposium*, pp. 2311-2312, 2015.
- [28] X.-S. Yang, L. Zhang, L.-L. Zhou, R.-Q. Wang, and X.-J. Li, "Planar Two-Element UWB MIMO Antennas with High Isolations," *Computational Electromagnetics (ICCEM), 2015 IEEE International Conference*, vol. 363-365 2015.

บรรณานุกรม (ต่อ)

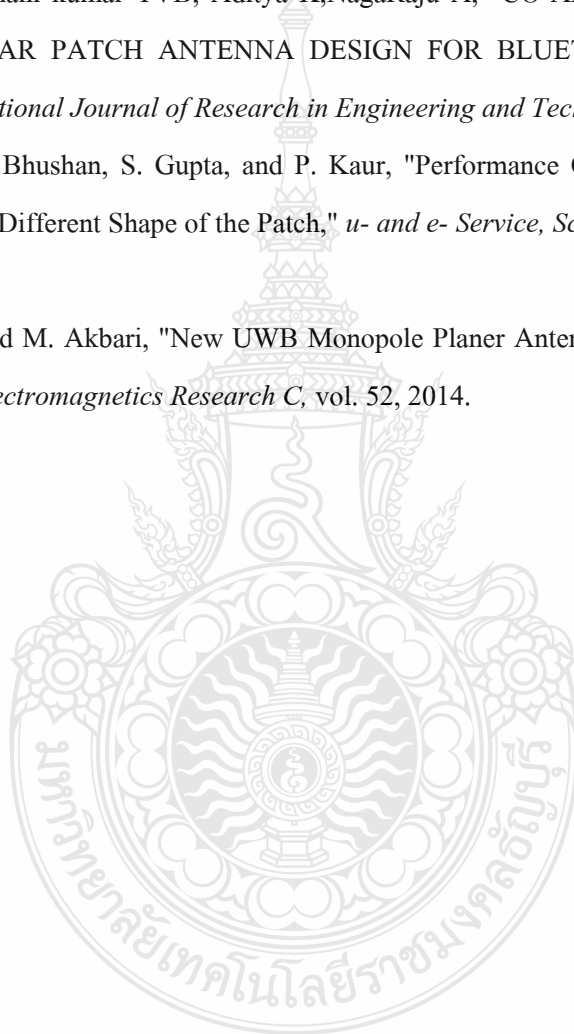
- [29] C.-Y. Huang and W.-C. Hsia, "Planar elliptical antenna for ultra-wideband communications," *IET Journals & Magazines*, vol. 41, pp. 296-297, 17th March 2005.
- [30] B. XIAO, X. WANG, J. ZHAO, and D. Zhang, "Compact Ultra-Wideband Antenna with Radial Patch," *Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), 6th International Conference*, 2010.
- [31] P. Cao, Y. Huang, J. Zhang, and R. Alrawashdeh, "A Compact Super Wideband Monopole Antenna," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference*, pp. 3107-3110, 2013.
- [32] Vikas, H. N. Tripathi, S. Shukla, and R. Aggarwal, "Effects of Planar Ground Plane Structure on Elliptical-Shaped Patch Antenna for Wireless UWB Applications," *Engineering and Systems (SCES)*, pp. 1-4, 2014.
- [33] E. J. B. Rodrigues, H. W. C. Lins, A. G. D'Assunção, and L. H. W. C. Rodrigues E.J.B., D'Assuncao A.G., "Reconfigurable circular ring patch antenna for UWB and cognitive radio applications," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference*, pp. 2744-2748, 2014.
- [34] บุญฤทธิ์ คุ่มเขต, "สายอากาศไมโครสตริปแบบไม่ล้าฟิล์มสำหรับระบบอัลตราไวด์แบนด์," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2554.
- [35] P. Pagani, F. T. Talom, P. Pajusco, and B. Uguen, *Ultra-Wideband Radio Propagation Channels*: John Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [36] พรเทพ ทองย้อย, "สายอากาศฟิล์มบางขนาดกะทัดรัดรูปคล้ายอักษรซีสำหรับเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สาย," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.
- [37] K. Siwiak and D. McKeown, *Ultra-Wideband Radio Technology*. England: John Wiley & Sons Ltd, 2004.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [38] อภิญญา อินทร์นอก, "การเพิ่มความจุช่องสัญญาณระบบไมโมด้วยการประมวลผลโดเมนเชิงมุม," วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2553.
- [39] นายคนัย อัสสานีก, "การออกแบบที่เหมาะสมที่สุดของตำแหน่งสายอากาศไมโมบนโทรศัพท์เคลื่อนที่," วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2553.
- [40] T. S. P. See, A. M. L. Swee, and Z. N. Chen, "Correlation Analysis of UWB MIMO Antenna System Configurations," *THE 2008 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ULTRA-WIDEBAND (ICUWB2008)*, vol. 2, 2008.
- [41] C. A. Balanis, *Advance Theory Analysis and Design*. NewYork, John Wiley & Son, Inc, 2005.
- [42] รัฐพล จินะวงศ์, "การปรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศร่องหกเหลี่ยมด้านเท่าที่ป้อนด้วยสายนำสัญญาณระนาบร่วมแบบแถบความถี่กว้าง," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2553.
- [43] วิชระพล นาคทอง, "การเพิ่มแบนด์วิดท์และลดขนาดของสายอากาศโมโนโพลแบบระนาบด้วยเทคนิคการเซาะร่อง," วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2554.
- [44] บุญชัย แก้วจันทร์, "การศึกษการปรับโครงสร้างสายอากาศแบบระนาบเพื่อประยุกต์ใช้งานการสื่อสารไร้สาย," ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2554.
- [45] รศ. นิรันดร์ คำประเสริฐ, วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้า และวิศวกรรมไมโครเวฟ เล่ม 3. กรุงเทพฯ : ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ เขตห้วยขวาง, 2542.
- [46] กิตติศักดิ์ ทองดา, "การศึกษาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศช่องเปิดแถวลำดับรูปตัวแอลแบบฟิล์มบาง," ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต, คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี, 2555.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- [47] N. D. R. G.V.P.Pranathi, M.Satyanarayana, G.T.Rao, "Patch Antenna Parameters Variation with Ground Plane Dimensions," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 4, August 2015.
- [48] A. K. R. S. Phani kumar TVB, Aditya K,NagaRaju A, "CO-AXIAL FED MICROSTRIP RECTANGULAR PATCH ANTENNA DESIGN FOR BLUETOOTH APPLICATION," *IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology*, vol. 2, Nov 2013.
- [49] S. Sharma, B. Bhushan, S. Gupta, and P. Kaur, "Performance Comparison of Micro-strip Antennas with Different Shape of the Patch," *u- and e- Service, Science and Technology*, vol. 6, June 2013.
- [50] M. Mighani and M. Akbari, "New UWB Monopole Planer Antenna with Dual Band Notc," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 52, 2014.



ภาคผนวก





ภาคผนวก ก

รายละเอียดของ FR4

DS-7405A

(ANSI : FR-4) HIGH C.T.I

COPPER CLAD LAMINATES

FEATURES

- High C.T.I Value(above 400V)
- Good dimensional stability, soldering reliability has been bettered
- Good electrical properties
- High density automatic mounting can be carried out

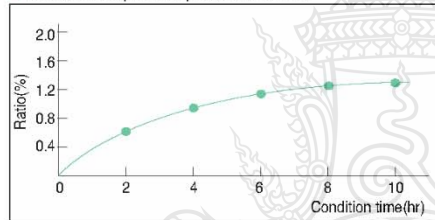
APPLICATIONS

Computer & peripherals, Instrumentation, VCR, Television, Electronic Toy, etc.,

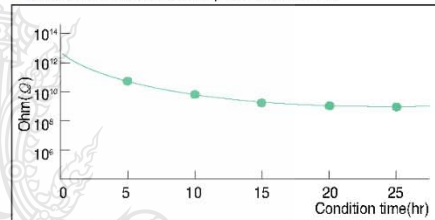
INTERNATIONAL STANDARD RECOGNITION

- BSI : 6741
- VDE : VDE-Reg-Nr. 4945
- UL : E103670

Water absorption at pressure cooker

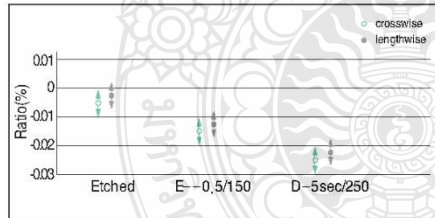


Insulation resistance at pressure cooker



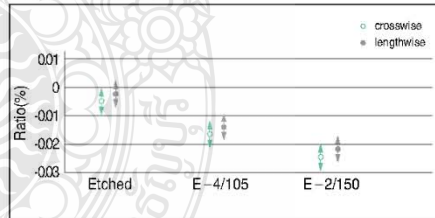
Dimensional stability

PCB process(size:360X310mm span310X254mm)

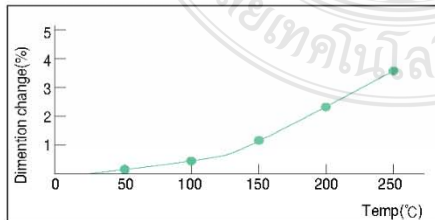


Dimensional stability

Test method(IEC TM.650 2.4.39)

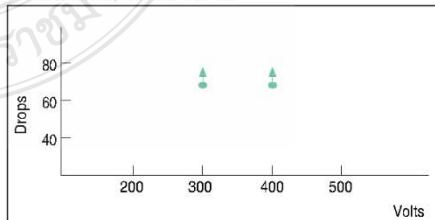


Thermal expansion of Z-direction(Test by TMA)



Anti-Tracking(IEC Method)

Electrode distance:4mm 0.1% NH₄Cl



The World Leader in Technology and Quality

COPPER CLAD LAMINATES

GENERAL PROPERTIES

Test Item	Unit	Treatment Condition	Designation	DS-7405A
			ANSI Grade	FR-4
			Property Data	
			Standard Value	Guaranteed Value
Tg	°C	DSC	135	above 130
		TMA	135	above 130
		DMA	165	above 160
CTE x-axis y-axis z-axis	ppm/°C	Ambient to Tg	18	less than 20
			13	less than 15
			55	less than 60
Flammability	-	UL-94	V-0	V-0
Insulation Resistance	ohm	C-96/20/65	1 x 10 ¹² - 1 x 10 ¹³	above 5 x 10 ¹¹
		C-96/20/65+D-2/100	1 x 10 ¹⁰ - 1 x 10 ¹¹	above 1 x 10 ⁹
Volume Resistivity	ohm-cm	C-96/20/65	1 x 10 ¹⁴ - 1 x 10 ¹⁵	above 1 x 10 ¹³
		C-96/20/65+C-96/40/90	5 x 10 ¹³ - 5 x 10 ¹⁴	above 5 x 10 ¹²
Surface Resistance	ohm	C-96/20/65	5 x 10 ¹³ - 5 x 10 ¹⁴	above 1 x 10 ¹²
		C-96/20/65+C-96/40/90	1 x 10 ¹² - 1 x 10 ¹³	above 1 x 10 ¹¹
Arc Resistance	min.seconds		110	above 60
Dielectric Constant (1 MHz)	-	C-96/20/65	4.5 - 4.8	less than 5.5
		C-96/20/65+D-48/50	4.6 - 5.2	less than 5.8
Dissipation Factor (1 MHz)	-	C-96/20/65	0.015 - 0.020	less than 0.035
		C-96/20/65+D-48/50	0.018 - 0.023	less than 0.045
Comparative Tracking Index	volt	IEC Method	above 400	above 400
Solder Float(260 °C)	sec	A	above 180	above 120
Peel Strength Cu.foil 1oz (0.035mm)	kgf/cm	A	1.5 - 1.8	above 1.43
Flexural Strength	kgf/mm ²	A	40 - 50	above 32.7
Water Absorption	%	E-24/50+D-24/23	0.10 - 0.15	less than 0.25

Specimen Thickness : 1.6mm

PURCHASING INFORMATION

- Copper foil : 0.5 oz/ft²(0.018 mm), 1 oz/ft²(0.035 mm), 2 oz/ft²(0.070 mm) available.
- Thickness : 0.4mm to 3.2mm

Standard Size		Tolerance(mm)
1,020 X 1,220mm (40" X 48")	915 X 1,220mm (36" X 48")	+3
1,070 X 1,220mm (42" X 48")	970 X 1,220mm (38" X 48")	-0
1,020 X 1,020mm (40" X 40")		

※ Other sheet size and thickness could be available upon request.



ภาคผนวก ข

คุณสมบัติของสายอากาศส่ง

3-D Patterns
Available at
www.ets-lindgren.com/3117

FEATURES:

- **Ultra Broadband: 1 GHz - 18 GHz**
- **Maintains Single Lobe Radiation Pattern Over Frequency**
- **300 W Power Input Capacity**
- **Optimized High Frequency Gain**
- **Low VSWR**
- **Flexible Mounting Systems**



ETS-Lindgren's Model 3117 Double-Ridged Waveguide Horn
PATENT # 6,995,728

The Model 3117 Double Ridged Waveguide is the latest addition to a family of double ridge waveguides for microwave and EMC measurement from ETS-Lindgren. This model corrects the lower gain at the upper end of the frequency range, commonly found in ridged waveguide antennas. Users of this antenna benefit from uniform illumination of target surfaces and accurate gain measurement. In addition, the Model 3117 exhibits high gain and low VSWR across its operational frequency band, accepting moderate power input of 300 watts.

The electrical characteristics of this antenna were designed and modeled using powerful workstations running electromagnetic simulation software. Equally important, experienced RF engineers worked with our manufacturing team to produce a practical and affordable realization of the modeling process. All production units are individually calibrated at our A2LA accredited lab.

FEATURES

Single Lobe Radiation Pattern

The Model 3117 maintains a single main lobe pattern in the direction of the horn axis over its frequency

range. This characteristic is essential for even distribution of electromagnetic energy on a target surface, and accurate measurement of gain and vector information. The Model 3117's unique design suppresses the propagation of high order modes. The result is an antenna with a well-defined single lobe radiation pattern that outperforms other antennas in its class.

Ultra Broadband

The Model 3117 sweeps from 1 GHz to 18 GHz without stopping for band breaks, making it ideal

for automated testing. It has the widest usable frequency range of any antenna in its class, with no performance degradation from high order modes.

Power Input

The Model 3117 uses a Type N connector and accepts up to 300 watts of continuing input power with up to 400 watts of peak power. The antenna’s high gain and low VSWR over its operating frequency translates into efficient amplifier use and high field strengths.

Uniform Gain, Low VSWR

The Model 3117 has a more uniform gain and antenna factor because of the better behavior of its radiation pattern. Since the pattern is stable over frequency, the gain and the AF also remain stable. Similar antennas of this class exhibit large variations of the gain and the AF as the frequency increases.

Flexible Mounting System

The Model 3117 antenna includes both an EMCO classic mount and a rear “stinger” mount.

STANDARD CONFIGURATION

- Antenna Assembly
- Mounting bracket drilled to accept ETS-Lindgren or other tripod mounts with 1/4 in x 20 threads
- Rear “stinger” Mount
- Individually calibrated at 1 m per SAE ARP 958 at our A2LA accredited lab. 3 m calibration per ANSI C63.5 available at additional cost. Actual antenna factors and a signed Certificate of Calibration Conformance included with manual.

OPTIONS

- Antenna Mast
- Antenna Tripod

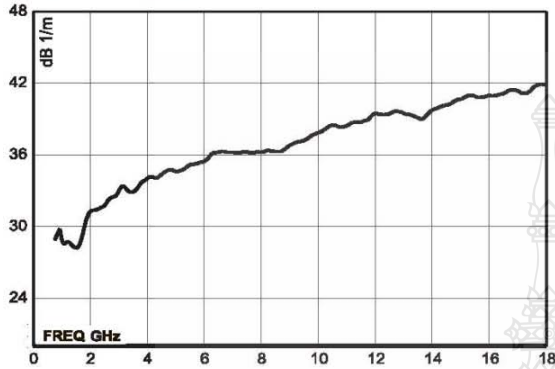
Electrical Specifications

MODEL	FREQUENCY RANGE	VSWR RATIO (AVG)	MAXIMUM CONTINUOUS POWER	PEAK POWER	IMPEDANCE (NOMINAL)	CONNECTORS
3117	1 GHz - 18 GHz	3.5:1 max <2:1 above 1.5 GHz	300 W	400 W	50 Ω	Type N

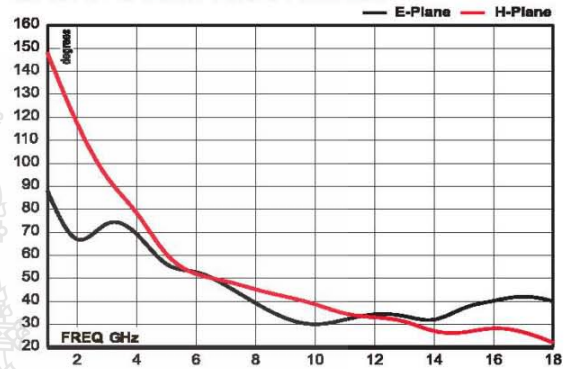
Physical Specifications

MODEL	WIDTH	DEPTH	HEIGHT	WEIGHT
3117	17.5 cm 6.9 in	17.5 cm + 15.5 cm mount 6.9 in + 6.1 in mount	15.5 cm 6.1 in	1.13 kg 2.5 lb

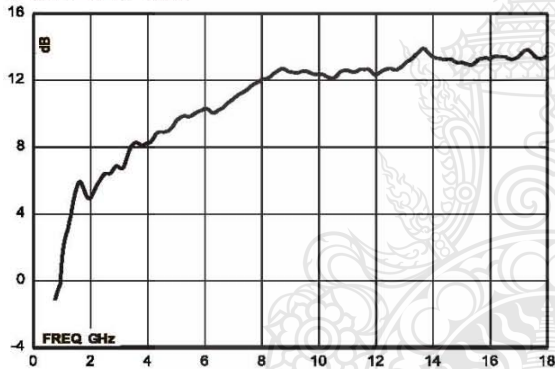
Model 3117 Antenna Factor



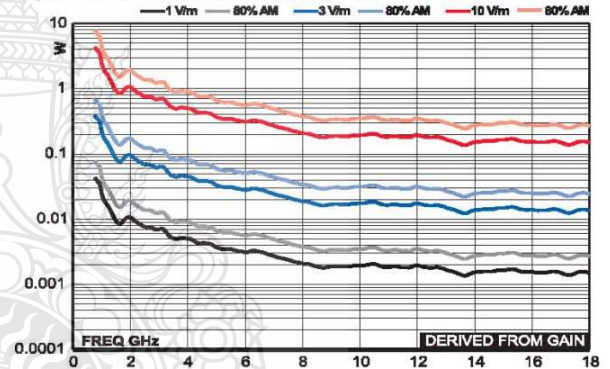
Model 3117 Half Power Beamwidth



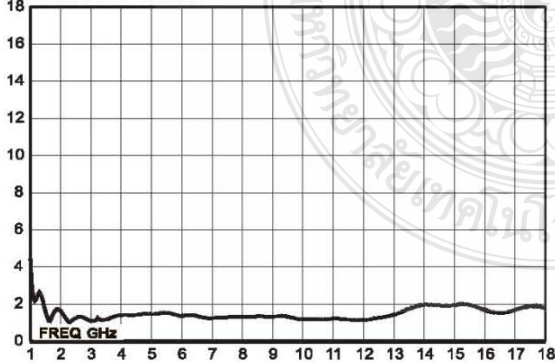
Model 3117 Gain



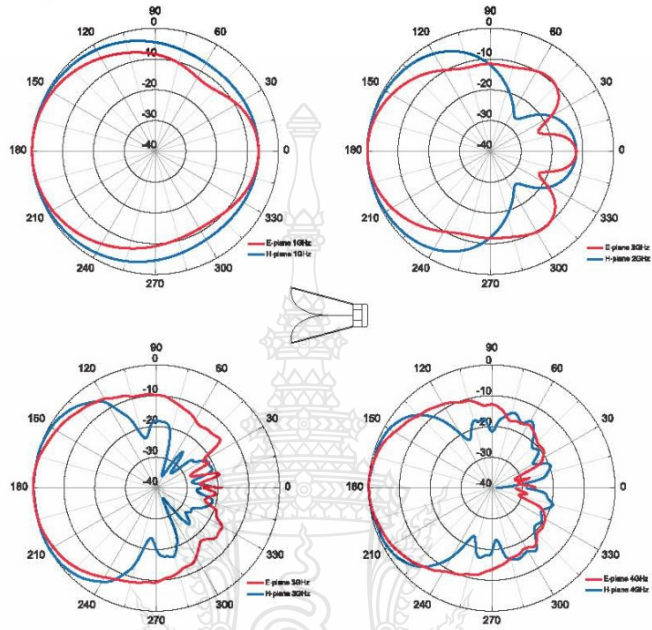
Model 3117 Forward Power @ 1 m



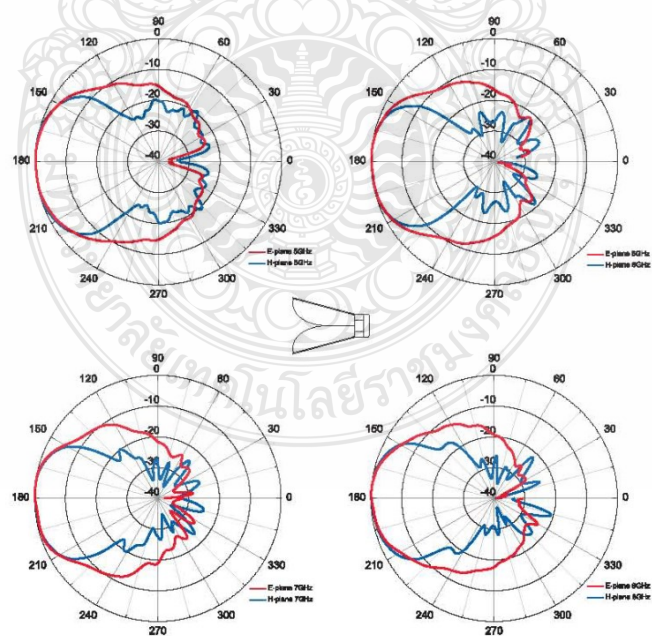
Model 3117 VSWR



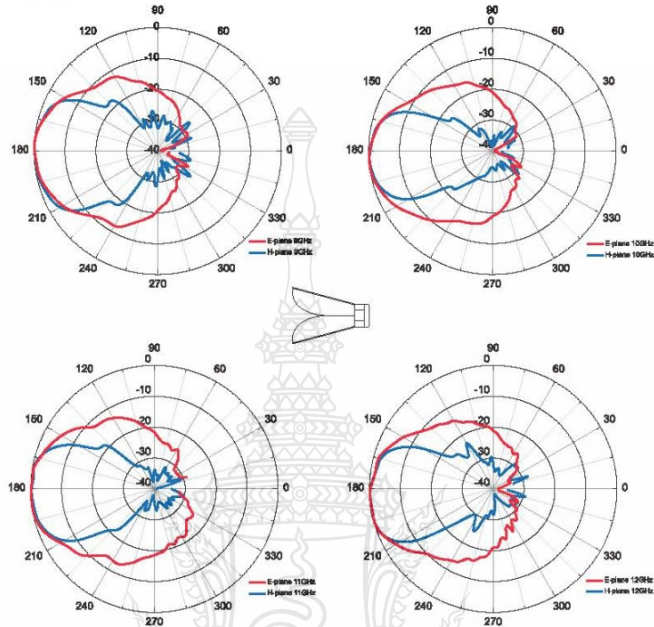
Model 3117 (1 GHz - 4 GHz)



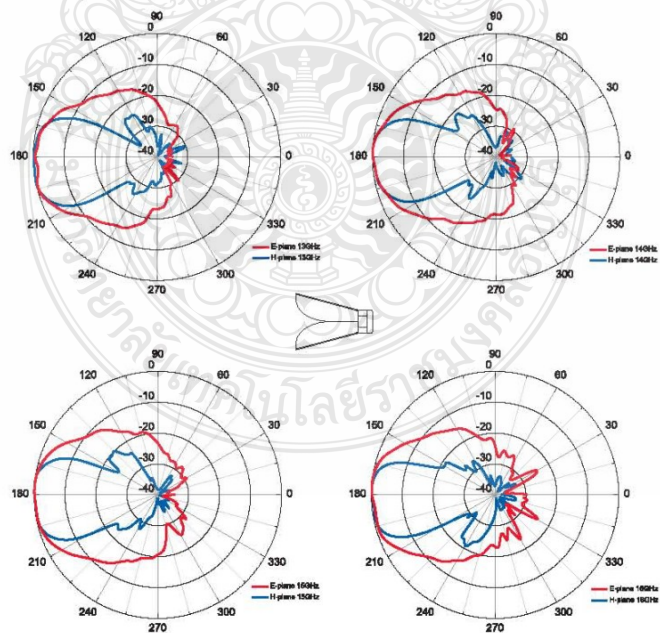
Model 3117 (5 GHz - 8 GHz)



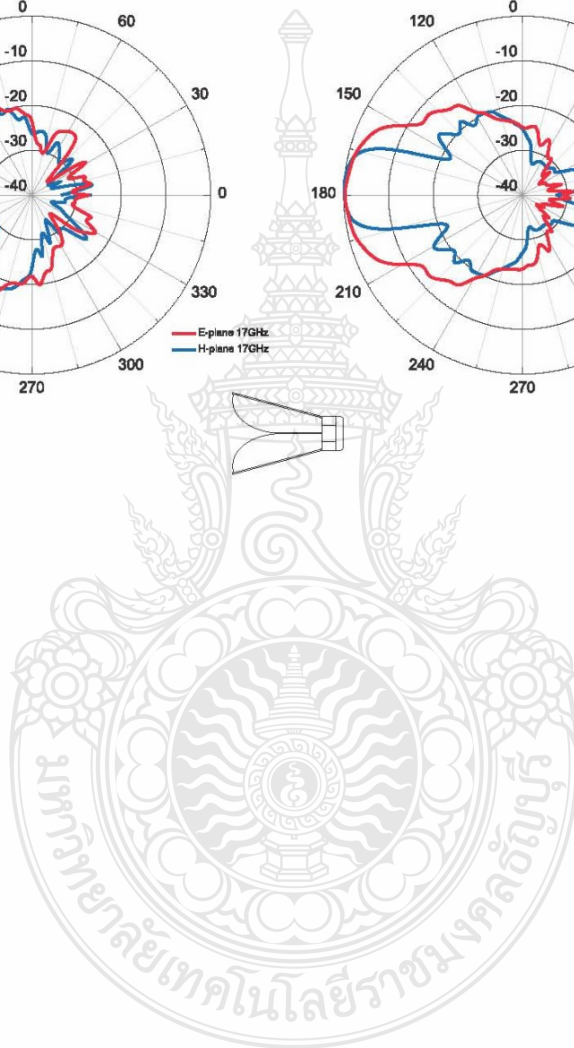
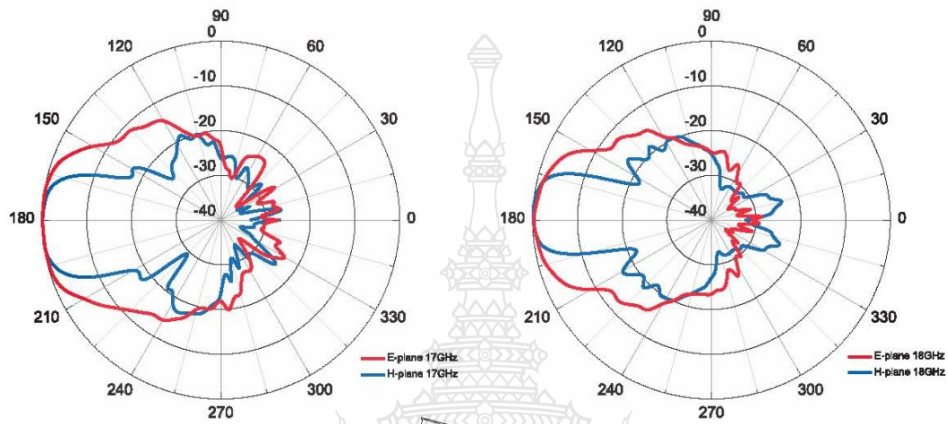
Model 3117 (9 GHz - 12 GHz)



Model 3117 (13 GHz - 16 GHz)



Model 3117 (17 GHz - 18 GHz)





ภาคผนวก ค

คุณสมบัติของหัว SMA Connector



142-0701-621	4
142-0701-626	4
142-0701-631	4
142-0701-636	4
142-0701-701	7
142-0701-706	7
142-1701-011	5
142-1701-016	5
142-1701-031	4
142-1701-036	4
142-1701-041	5
142-1701-046	5
142-1701-121	5
142-1701-126	5
142-1701-131	4
142-1701-136	4
142-1701-191	7
142-1701-196	7
142-1701-201	6
142-1701-206	6
142-1711-001	7
142-1711-006	7
142-1711-011	8
142-1711-016	8
142-1711-021	8
142-1711-026	8
142-1711-031	8
142-1711-036	8
142-1801-031	6
142-1801-036	6
142-1801-041	6
142-1801-046	6
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	4, 6
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric	4
2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric	6
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	8
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	8
2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	8
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	5
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric	4
4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -Extended Dielectric	7
4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric	6
4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric	7
4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle	7
Specifications	2, 3

SMA - 50 Ohm Connectors

Specifications



ELECTRICAL RATINGS

Impedance: 50 ohms

Frequency Range:

Dummy loads	0-2 GHz
Flexible cable connectors	0-12.4 GHz
Uncabled receptacles, RA semi-rigid and adapters	0-18.0 GHz
Straight semi-rigid cable connectors and field replaceable connectors	0-26.5 GHz

VSWR: (f = GHz)

	Straight Cabled Connectors	Right Angle Cabled Connectors
RG-178 cable	1.20 + .025f	1.20 + .03f
RG-316, LMR-100 cable	1.15 + .02f	1.15 + .03f
RG-58, LMR-195 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
RG-142 cable	1.15 + .01f	1.15 + .02f
LMR-200, LMR-240 cable	1.10 + .03f	1.10 + .06f
.086 semi-rigid	1.07 + .008f	1.18 + .015f
.141 semi-rigid (w/contact)	1.05 + .008f	1.15 + .015f
.141 semi-rigid (w/o contact)	1.035 + .005f	
Jack-bulkhead jack adapter and plug-plug adapter	1.05 + .01f	
Jack-jack adapter and plug-jack adapter	1.05 + .005f	
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A	
Field replaceable (see page 59)	N/A	

Working Voltage: (Vrms maximum)[†]

Connectors for Cable Type

	Sea Level	70K Feet
RG-178	170	45
RG-316, LMR-100, 195, 200	250	65
RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact	335	85
.141 semi-rigid with contact and adapters	500	125
Dummy loads	N/A	N/A

Dielectric Withstanding Voltage: (VRMS minimum at sea level)[†]

Connectors for RG-178	500
Connectors for RG-316, LMR-100, 195, 200	750
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, field replaceable, uncabled receptacles	1000
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	1500
Connectors for .141 semi-rigid w/o contact, dummy loads	N/A

Corona Level: (Volts minimum at 70,000 feet)

Connectors for RG-178	125
Connectors for RG-316, LMR-100, 195, 200	190
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, uncabled receptacles, .141 semi-rigid w/o contact	250
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	375
Dummy loads	N/A

Insertion Loss: (dB maximum)

Straight flexible cable connectors and adapters	0.06	\sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz
Right angle flexible cable connectors	0.15	\sqrt{f} (GHz), tested at 6 GHz
Straight semi-rigid cable connectors with contact	0.03	\sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz
Right angle semi-rigid cable connectors	0.05	\sqrt{f} (GHz), tested at 10 GHz
Straight semi-rigid cable connectors w/o contact	0.03	\sqrt{f} (GHz), tested at 16 GHz
Straight low loss flexible cable connectors	0.06	\sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz
Right Angle low loss flexible cable connectors	0.15	\sqrt{f} (GHz), tested at 1 GHz
Uncabled receptacles, field replaceable, dummy loads		N/A

Insulation Resistance: 5000 megohms minimum

Contact Resistance: (milliohms maximum) **Initial** **After Environmental**

Center contact (straight cabled connectors and uncabled receptacles)	3.0*	4.0*
Center contact (right angle cabled connectors and adapters)	4.0	6.0
Field replaceable connectors	6.0	8.0
Outer contact (all connectors)	2.0	N/A
Braid to body (gold plated connectors)	0.5	N/A
Braid to body (nickel plated connectors)	5.0	N/A

*N/A where the cable center conductor is used as a contact

RF Leakage: (dB minimum, tested at 2.5 GHz)

Flexible cable connectors, adapters and .141 semi-rigid connectors w/o contact	-60 dB
Field replaceable w/o EMI gasket	-70 dB
.086 semi-rigid connectors and .141 semi-rigid connectors with contact, and field replaceable with EMI Gasket	-90 dB
Two-way adapters	-90 dB
Uncabled receptacles, dummy loads	N/A

RF High Potential Withstanding Voltage: (Vrms minimum, tested at 4 and 7 MHz)[†]

Connectors for RG-178	335
Connectors for RG-316, LMR-100, 195, 200	500
Connectors for RG-58, RG-142, LMR-240, .086 semi-rigid, .141 semi-rigid cable w/o contact, uncabled receptacles	670
Connectors for .141 semi-rigid with contact and adapters	1000

Power Rating (Dummy Load): 0.5 watt @ + 25°C, derated to 0.25 watt @ +125°C

MECHANICAL RATINGS

Engagement Design: MIL-C-39012, Series SMA

Engagement/Disengagement Force: 2 inch-pounds maximum

Mating Torque: 7 to 10 inch-pounds

Bulkhead Mounting Nut Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Proof Torque: 15 inch-pounds minimum

Coupling Nut Retention: 60 pounds minimum

Contact Retention:

- 6 lbs. minimum axial force (captivated contacts)
- 4 inch-ounce minimum torque (uncabled receptacles)

Cable Retention:

	Axial Force*(lbs)	Torque (in-oz)
Connectors for RG-178	10	N/A
Connectors for RG-316, LMR-100	20	N/A
Connectors for LMR-195, 200	30	N/A
Connectors for RG-58, LMR-240	40	N/A
Connectors for RG-142	45	N/A
Connectors for .086 semi-rigid	30	16
Connectors for .141 semi-rigid	60	55

*Or cable breaking strength whichever is less.

Durability: 500 cycles minimum

100 cycles minimum for .141 semi-rigid connectors w/o contact

ENVIRONMENTAL RATINGS (Meets or exceeds the applicable paragraph of MIL-C-39012)

Temperature Range: - 65°C to + 165°C

Thermal Shock: MIL-STD-202, Method 107, Condition B

Corrosion: MIL-STD-202, Method 101, Condition B

Shock: MIL-STD-202, Method 213, Condition I

Vibration: MIL-STD-202, Method 204, Condition D

Moisture Resistance: MIL-STD-202, Method 106

†Avoid user injury due to misapplication. See safety advisory definitions on page 2.

Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

MATERIAL SPECIFICATIONS

Bodies: Brass per QQ-B-626, gold plated* per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Contacts: Male - brass per QQ-B-626, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Female - beryllium copper per QQ-C-530, gold plated per MIL-G-45204 .00003" min.

Nut Retention Spring: Beryllium copper per QQ-C-533. Unplated

Insulators: PTFE fluorocarbon per ASTM D 1710 and ASTM D 1457 or Tefzel per ASTM D 3159

Expansion Caps: Brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Crimp Sleeves: Copper per WW-T-799 or brass per QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

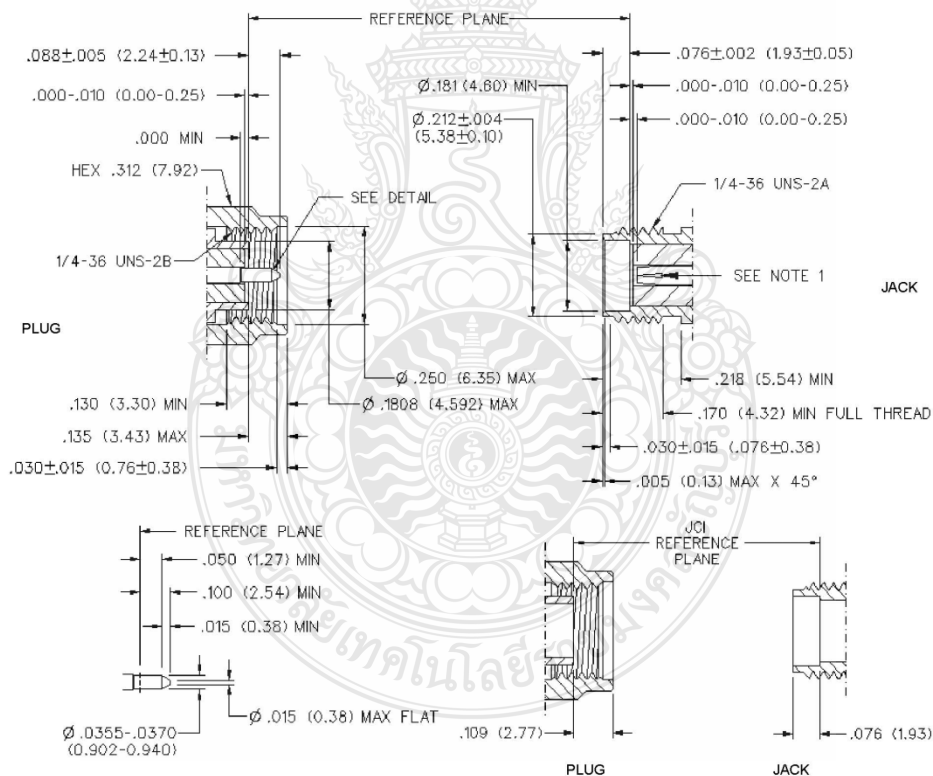
Mounting Hardware: Brass per QQ-B-626 or QQ-B-613, gold plated per MIL-G-45204 .00001" min. or nickel plated per QQ-N-290

Seal Rings: Silicone rubber per ZZ-R-765

EMI Gaskets: Conductive silicone rubber per MIL-G-83528, Type M

* All gold plated parts include a .00005" min. nickel underplate barrier layer.

Mating Engagement for SMA Series per MIL-C-39012



NOTES

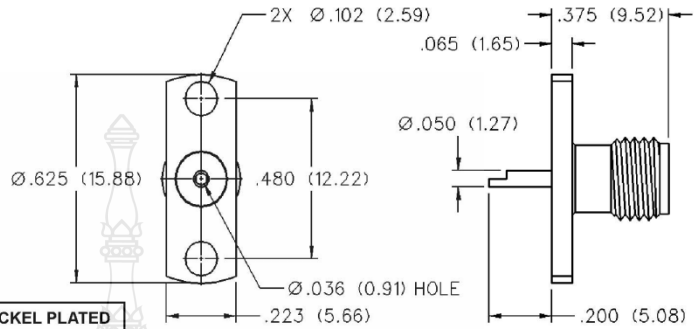
1. ID OF CONTACT TO MEET VSWR, CONTACT RESISTANCE AND INSERTION WITHDRAWAL FORCES WHEN MATED WITH DIA .0355-.0370 MALE PIN.

SMA - 50 Ohm Connectors

Panel Mount

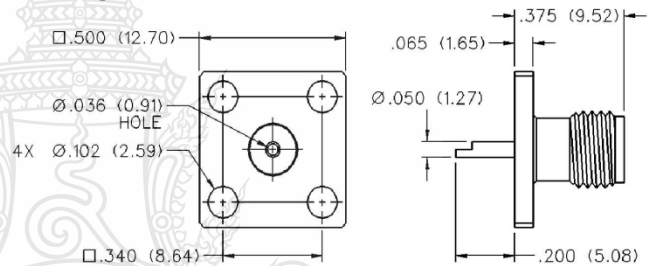


2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



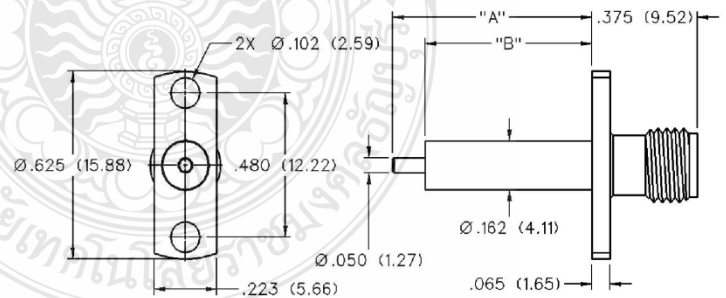
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-621	142-0701-626

4-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Flush Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-631	142-0701-636

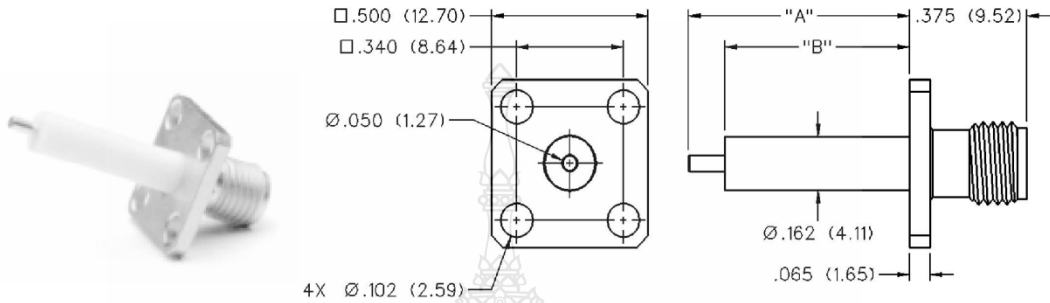
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-131	142-1701-136	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-031	142-1701-036	.240 (6.10)	.180 (4.57)

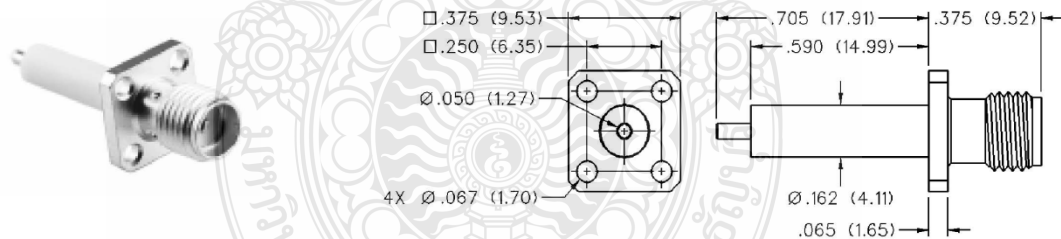
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

**4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



VSWR & FREQ. RANGE	PRODUCT SERIES	GOLD PLATED	NICKEL PLATED	"A"	"B"
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	Brass	142-1701-121	142-1701-126	.705 (17.91)	.590 (14.99)
		142-1701-041	142-1701-046	.190 (4.83)	.095 (2.41)

**4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



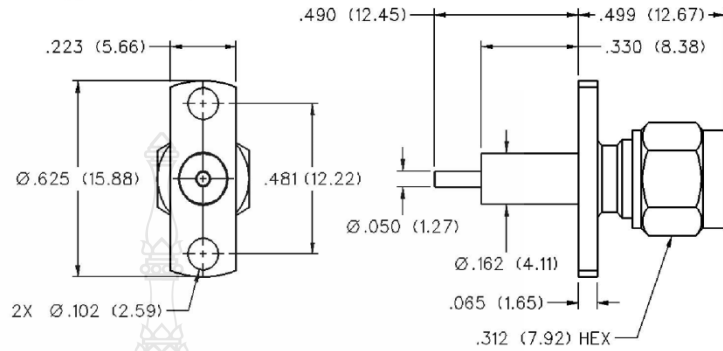
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1701-011	142-1701-016

SMA - 50 Ohm Connectors



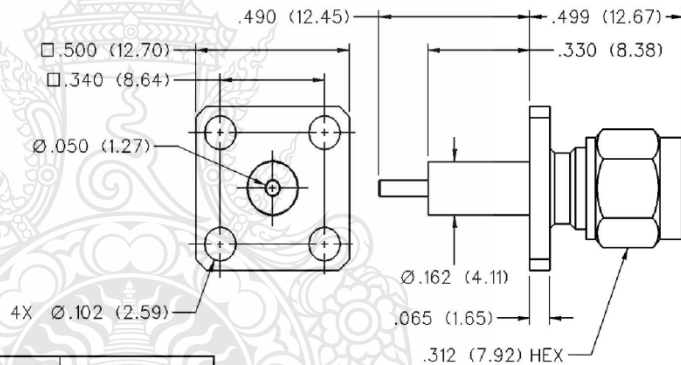
Panel Mount

2-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



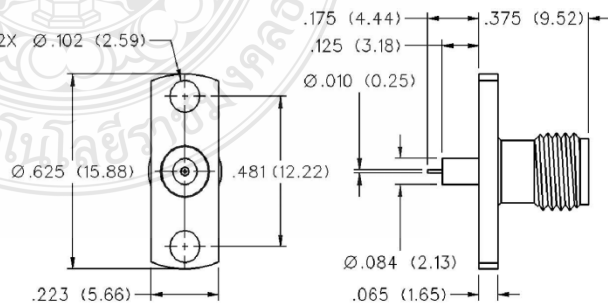
VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-041	142-1801-046

4-Hole Flange Mount Plug Receptacle - Extended Dielectric



VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: 1.15 + .02 f (GHz) 0-18 GHz	142-1801-031	142-1801-036

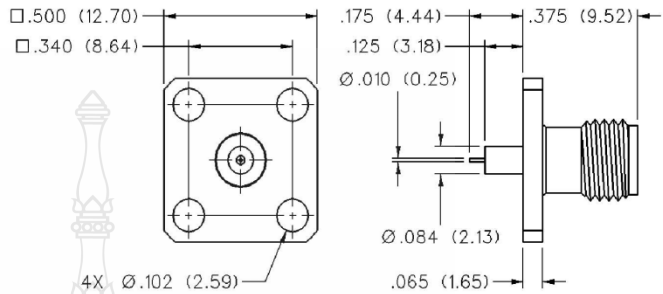
2-Hole Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric



GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-201	142-1701-206

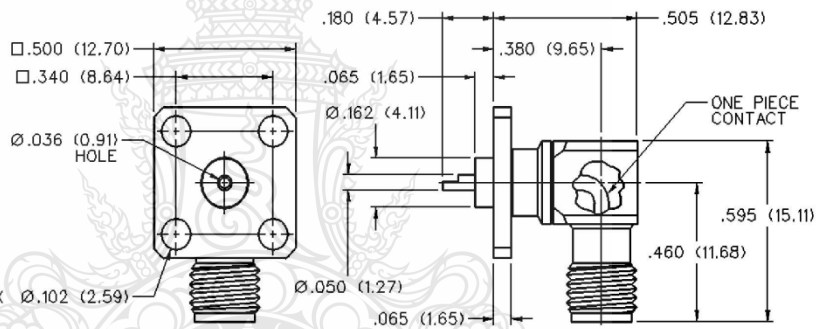
Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com

**4-Hole Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



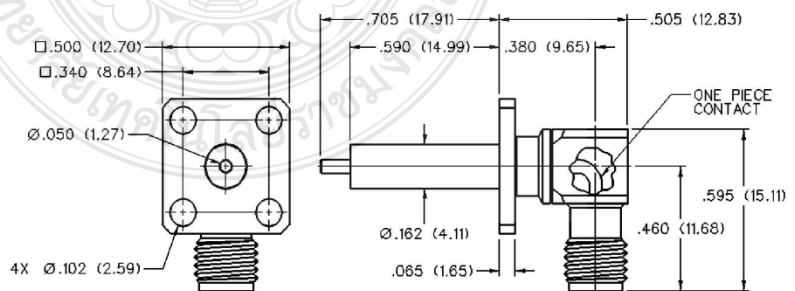
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1701-191	142-1701-196

4-Hole Right Angle Flange Mount Jack Receptacle



VSWR & FREQ. RANGE	GOLD PLATED	NICKEL PLATED
VSWR: N/A 0-18 GHz	142-0701-701	142-0701-706

**4-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle -
Extended Dielectric**



GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-001	142-1711-006

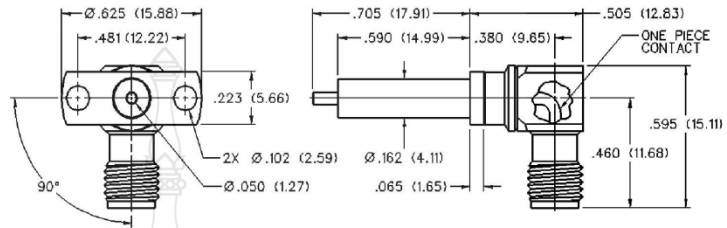
SMA - 50 Ohm Connectors



Panel Mount

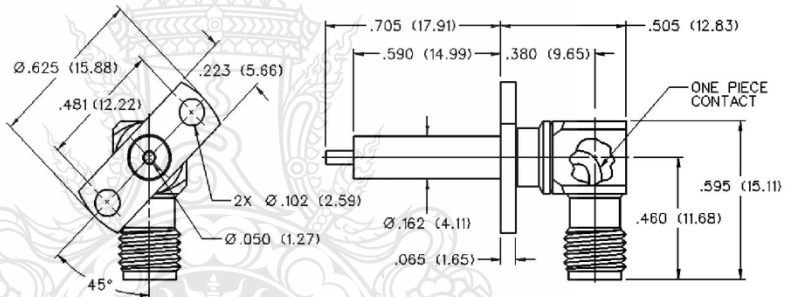
INCHES (MILLIMETERS)
CUSTOMER DRAWINGS AVAILABLE UPON REQUEST

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric 90° Orientation



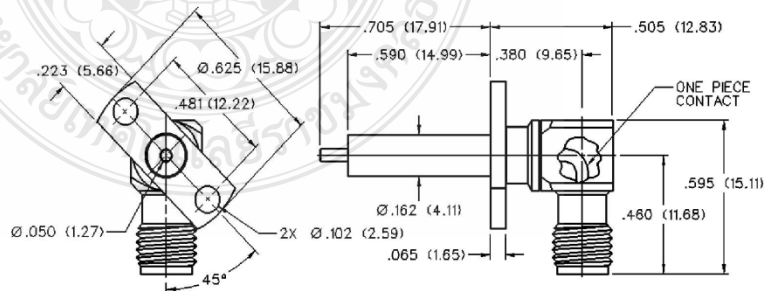
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-011	142-1711-016

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric +45° Orientation



GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-021	142-1711-026

2-Hole RA Flange Mount Jack Receptacle - Extended Dielectric -45° Orientation



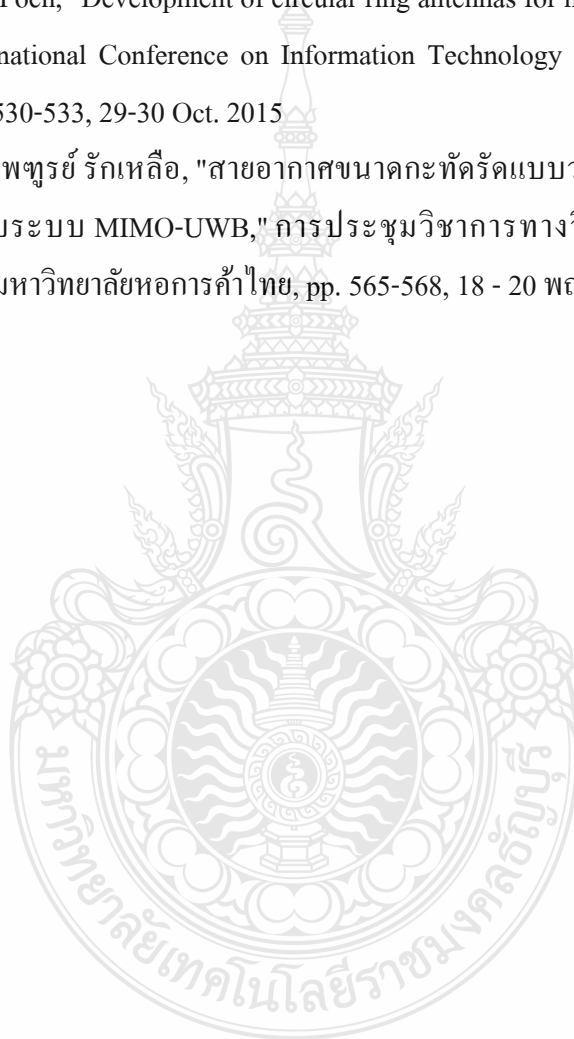
GOLD PLATED	NICKEL PLATED
142-1711-031	142-1711-036

Johnson Components® • P.O. Box 1732 • Waseca, MN 56093-0832 • 1-800-247-8256 • Fax: 507-835-6287 • www.johnsoncomp.com



ผลงานที่ได้ตีพิมพ์

- [1] P. POCH and ไพฑูรย์ รักเหลือ, "สายอากาศ MIMO แบบกะทัดรัด สำหรับระบบ UWB," การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 7 (7th ECTI-CARD 2015, Trang, Thailand), 8-10 กรกฎาคม 2015
- [2] P. Raklua and P. Poch, "Development of circular ring antennas for mobile broadband systems," 2015 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE), pp. 530-533, 29-30 Oct. 2015
- [3] P. POCH and ไพฑูรย์ รักเหลือ, "สายอากาศขนาดกะทัดรัดแบบวงแหวนสองพอร์ตสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO-UWB," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 38 (EECON-38), มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย, pp. 565-568, 18 - 20 พฤศจิกายน 2015.





ECTI
Association

ECTI 7th
CARD
2015

Proceedings

Conference on Applications

Research and Development



การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ครั้งที่ 7
“รู้ค่าพลังงานและสิ่งแวดล้อมเพื่อก้าวสู่ศตวรรษที่ 21”

โครงการจัดตั้งคณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลศรีวิชัย

8-10 กรกฎาคม 2558
ณ โรงแรมธรรมรินทร์ ธนา
อำเภอเมือง จังหวัดตรัง

ID:1021	สายอากาศดิจิตอลที่รูปร่างแบบล็อกพีรีออดิค
Page No. 71-74	Digital TV Log Periodic Antenna บุญฤทธิ์ คุ่มเขต และ ไพฑูรย์ รักเหลือ
ID:1022	การออกแบบสายอากาศไดโพลที่กษณขนาดเล็กโดยคอกซ์แฟร็กทัลสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่สูงยิ่ง
Page No. 75-78	Design of a Miniature Dipole Tag Antenna by Koch Fractal Curve for UHF RFID Application ฉัตรชัย โชคชัย, พิสิษฐ์ จันแปงเงิน, และบรรพต ไชยยง
ID:1024	สายอากาศมัลติอินพุต มัลติเอาต์พุต สำหรับการสื่อสารไร้สายท้องถิ่น
Page No. 79-82	โดยใช้แพทช์แฟร็กทัลแบบผสมผสานและการเจาะระนาบกราวด์ Multiple Input Multiple Output Antenna for WLAN Using Hybrid Fractal Patch and Defected Ground Plane ฉัตรชัย โชคชัย, วัฒนภูมิ รอดฤดี และ คำรณ จ้อยวงษ์
ID:1048	สายอากาศ MIMO แบบกะทัดรัด สำหรับระบบ UWB
Page No. 83-86	COMPACT MIMO ANTENNA FOR UWB SYSTEM PEUV POCH และ ไพฑูรย์ รักเหลือ
ID:1074	สายอากาศไดโพลแถบความถี่กว้างสำหรับประยุกต์ใช้งานกับดิจิตอลทีวี
Page No. 87-90	Wideband Printed Dipole Antenna for Digital TV Applications เบญจวรรณ อภัสร์พรหม, วันวิสาข์ ไทยวิโรจน์, และ ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน
ID:1083	การศึกษาปรับโครงสร้างสายอากาศโมโนโพลรูปทรงเรขาคณิตที่มีการเจาะร่องระนาบสร้างเงารูป
Page No. 91-94	บันไดสำหรับประยุกต์ใช้งานย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง Study of geometry-shaped monopole antenna structure tuning with ladder etchings on the ground plane for UWB applications ฐิติกร วัฒนานันท์, วัชรพล นาคทอง, ปิยนัย บุญไมตรี และ อำนวย เรืองวารีย์

สายอากาศ MIMO แบบกะทัดรัด สำหรับระบบ UWB COMPACT MIMO ANTENNA FOR UWB SYSTEM

PEUV POCH และ ไพฑูรย์ รักเหลือ

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

39 หมู่ 1 ถนนรังสิต-นครนายก (คลองหก) อำเภอธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110

โทรศัพท์: 099-3515052 E-mail: pochpeuv@gmail.com, paitoon_r@mutt.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ และออกแบบสายอากาศแบบ MIMO (Multiple Input Multiple Output) 2 พอร์ต สำหรับใช้งานในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (Ultra-Wide Band: UWB) เพื่อรองรับการใช้งานย่านความถี่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz สายอากาศถูกออกแบบจากวัสดุฐานรองชนิด FR4 มีค่าไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 4.3 สายอากาศที่ได้แบบกะทัดรัดมีขนาด $80 \times 38 \text{ mm}^2$ และผลจากการวัดจริงโดยใช้เครื่องวัด Agilent PNA Network Analyzers รุ่น E8363B ซึ่งได้แบนด์วิดท์ที่กว้างถึง 8.4 GHz (2.5 GHz-10.9 GHz) คิดเป็นอัตราส่วนแบนด์วิดท์เท่ากับ 125.37% มีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นในแบบสองทิศทาง และมีเกนขาการขยายในย่านความถี่ใช้งานเท่ากับ 2 dBi

คำสำคัญ: สายอากาศแบบ MIMO, ย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB)

Abstract

This article proposed the analyzing and designing of MIMO antenna for two ports, using in Ultra-Wide Band (UWB) system with the frequency resonant between 3.1 GHz to 10 GHz. This antenna was fabricated on FR4 substrate with dielectric (ϵ_r) 4.3 and the compact size of $80 \times 38 \text{ mm}^2$ dimensions. The result of this study measured by Agilent PNA Network Analyzers for E8363B series, with 8.4 GHz (2.5 GHz-10.9 GHz) or 125.37% of bandwidth. The electric field propagation is bi-directions and 2 dBi gain in frequency resonant.

Keywords: MIMO antenna, Ultra-Wide Band (UWB)

1. บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายได้รับการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วเพื่อเป็นการตอบสนองต่อความต้องการของผู้ใช้งานในด้านต่างๆ และเป็นการพัฒนาความเร็วในการรับส่งข้อมูล ทั้งปริมาณและคุณภาพของการติดต่อสื่อสาร ซึ่งเมื่อปี ค.ศ. 2002 FCC (Federal

Communications Commission) แห่งสหรัฐอเมริกา ได้กำหนดมาตรฐานระบบการสื่อสารไร้สายระยะใกล้ที่ใช้ช่วงความถี่แถบกว้างยิ่ง (UWB) ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz เพื่อให้สามารถรับส่งข้อมูลได้ในปริมาณที่มากขึ้น [1] และได้มีการพัฒนาเสถียรภาพของระบบสื่อสารโดยการใช้สายอากาศมากกว่า 1 ตัว ทั้งฝั่งด้านส่งและฝั่งด้านรับ ที่เป็นระบบแบบ MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) [2]

สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากตัวหนึ่งของระบบการสื่อสารไร้สาย ซึ่งต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพของสายอากาศเพื่อให้สามารถใช้งานกับระบบได้อย่างเต็มที่ ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศแบบ MIMO สำหรับใช้งานร่วมกับระบบ UWB จะต้องพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน ค่าสหสัมพันธ์ และค่าอัตราการขยายของสายอากาศ

บทความนี้จึงได้นำเสนอการศึกษาระบบและออกแบบสายอากาศโดยใช้โครงสร้างสายอากาศเป็นแบบวงกลม และใช้สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป [3-4] เมื่อได้ความกว้างของแบนด์วิดท์ที่ต้องการจึงทำการเพิ่มสายอากาศเป็นสองพอร์ต เพื่อให้สายอากาศเป็นแบบ MIMO สำหรับใช้งานในระบบ UWB ได้

2. โครงสร้างการออกแบบสายอากาศ

การออกแบบสายอากาศ MIMO แบบกะทัดรัดสำหรับระบบ UWB นั้นได้ใช้วัสดุฐานรองเป็นแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 4.3$ ความหนา $h = 1.6 \text{ mm}$ ค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง) $\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ความหนาของวัสดุตัวนำ $t = 0.035 \text{ mm}$ และค่าการสูญเสียของวัสดุตัวนำ $\tan \delta = 0.02$ [5]

ในส่วนของการออกแบบความยาวของสายนำสัญญาณ (L) โดยใช้ความถี่ 3.1 GHz จากความสัมพันธ์ $\lambda/4$ ส่วนการออกแบบความกว้างของสายนำสัญญาณ (W) ได้ใช้คุณลักษณะของความสัมพันธ์ค่าอิมพีแดนซ์ (Z_0) ที่เท่ากับ 50Ω และการออกแบบรูปทรงของสายอากาศที่เป็นวงกลมนั้นจะใช้สมการที่ (1) และ (2) [6] เพื่อหาค่า r ของวงกลม

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

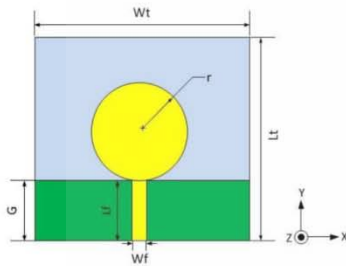
บทความวิจัย

การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 7

7th ECTI-CARD 2015, Trang, Thailand

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

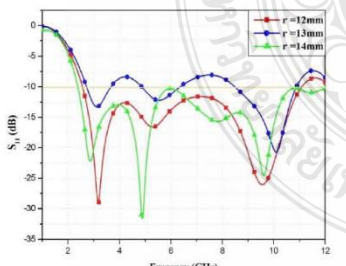
จากนั้นจึงทำการจำลองรูปทรงของสายอากาศต้นแบบ ดังในรูปที่ 1 และกำหนดค่าพารามิเตอร์เบื้องต้นตามตารางที่ 1 เพื่อศึกษาผลการเปลี่ยนแปลงของค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด



รูปที่ 1 โครงสร้างต้นแบบของสายอากาศ MIMO แบบกะทัดรัดเพื่อใช้ในระบบ UWB

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ได้จากการออกแบบเพื่อนำไปออกแบบสายอากาศต้นแบบ

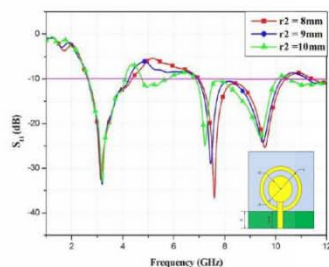
พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W_1	40
L_1	38
W_f	2.8
G	13
L_2	13
h	1.6
r	13



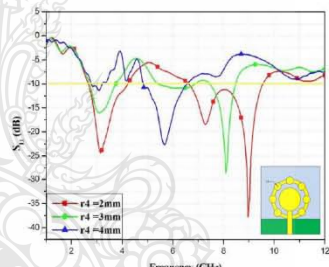
รูปที่ 2 ผลของ S11 เมื่อมีการปรับค่า r = 12, 13, และ 14 mm

ในรูปที่ 2 เมื่อ r = 12 mm ความถี่ที่อยู่ต่ำกว่า -10 dB ของ S11 อยู่ในช่วง 2.9 GHz-11 GHz ส่วนในรูปที่ 3 (ก) เป็นการเพิ่มพารามิเตอร์ r2 = 8 mm, r3 = 11 mm และทำการปรับขนาดของ r2 เป็น 8 m, 9 mm

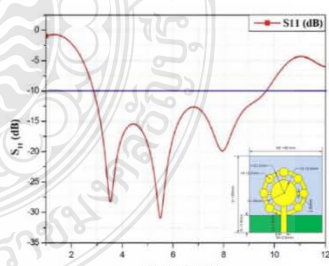
และ 10 mm จะเห็นได้ว่าการเพิ่มพารามิเตอร์ r2 และ r3 จะมีผลต่อย่านความถี่ต่ำ และค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมคือ r2 = 10 mm ต่อมาทำการเพิ่ม r4 = 2 mm อยู่ระหว่าง r และ r3 ดังรูปที่ 3 (ข) ส่งผลให้ S11 มีการเลื่อนไปทางซ้าย และขนาดของแบนด์วิดท์มีความถี่แคบลง แต่มีแนวโน้มที่ขนาดของแบนด์วิดท์จะขยายออกไปได้กว้างมากขึ้น จากนั้นทำการเพิ่มพารามิเตอร์แบนด์ต่อระหว่างวงกลม r2 และ r3 ดังรูปที่ 3 (ค) เพื่อให้ค่า S11 มีค่าต่ำกว่า -10 dB ตลอดช่วงความถี่ตั้งแต่ 3 GHz-10 GHz ซึ่งตรงกับแบนด์วิดท์ในย่านความถี่ UWB



(ก)



(ข)



(ค)

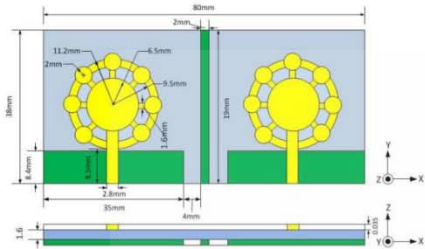
รูปที่ 3 (ก) การเพิ่มพารามิเตอร์ r2 r3 (ข) การเพิ่ม r4 และ (ค) การต่อแขนระหว่าง r2 และ r3

จากนั้นทำการเพิ่มขนาดของ FR4 เพื่อเพิ่มสายอากาศเป็น 2 พอร์ต และทำการปรับจูนพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศเพื่อให้ได้ตาม

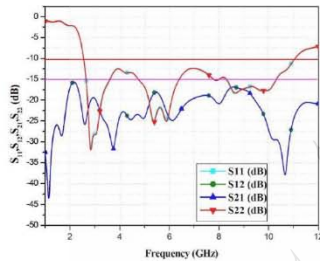
บทความวิจัย

การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 7
 7th ECTI-CARD 2015, Trang, Thailand

ย่านความถี่ UWB โดยการเพิ่มแกนกลางเพื่อลดค่าปรากฏการณ์เชื่อมต่อ
 ร่วม (Mutual coupling) ดังรูปที่ 4 และรูปที่ 5



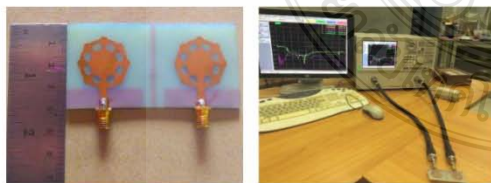
รูปที่ 4 การขยายขนาดของ FR4 และการเพิ่มสายอากาศเป็น 2 พอร์ต



รูปที่ 5 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S11, S22) และค่าสัมประสิทธิ์
 การส่งผ่าน (S21, S12)

3. การวัดทดสอบ

ในการวัดทดสอบประสิทธิภาพของเสาอากาศ MIMO แบบ
 กะทัดรัด สำหรับใช้งานในระบบ UWB ได้มีการใช้เครื่องวิเคราะห์
 ปรุ่รงข่าย (Network Analyzer) รุ่น E8363B ร่วมกับโปรแกรมแสดงผลค่า
 การแผ่พลังงานแบบสนามไฟฟ้าระยะไกลดังรูปที่ 6 เพื่อตรวจสอบ
 พารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน ค่าสัมประสิทธิ์การ
 ส่งผ่าน ค่าสหสัมพันธ์ และค่าอัตราการขยายของเสาอากาศ

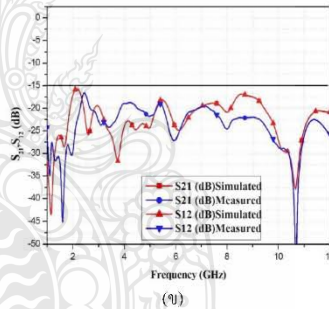
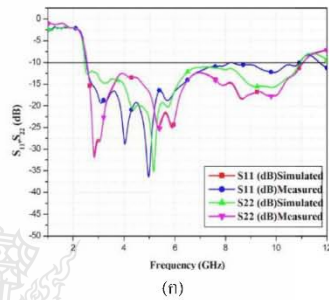


รูปที่ 6 เสาอากาศแบบ MIMO ย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง และการทดสอบ
 ด้วยเครื่องมือ Agilent PNA Network Analyzers

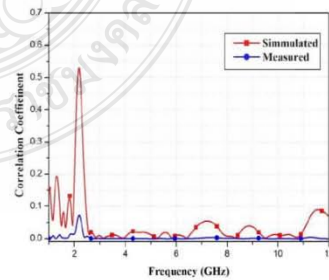
ผลการเปรียบเทียบจากการจำลอง และการวัดจริงดังแสดงในรูป
 ที่ 7 (ก) จะเห็นได้ว่า ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S11, S22) ที่มีค่าต่ำกว่า

-10 dB โดยให้ขนาดความกว้างของแบนด์วิดท์ จากผลการจำลองตั้งแต่
 ช่วง 2.9 GHz-11.1 GHz ส่วนผลที่ได้จากการวัดจริงในช่วง 2.54 GHz-
 10.9 GHz และในรูปที่ 7 (ข) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S21, S12) ที่มี
 ค่าต่ำกว่า -15 dB มีแบนด์วิดท์ที่ใกล้เคียงกันระหว่างการจำลองและการ
 วัดจริงคือ 1 GHz-12 GHz

ในรูปที่ 8 จะเห็นได้ว่าความถี่ที่อยู่ต่ำกว่าค่าสัมประสิทธิ์
 สหสัมพันธ์เท่ากับ 0.5 อยู่ในช่วง 2.9 GHz-12 GHz และค่าของผลการวัด
 จริงนั้นดีกว่าค่าจากการจำลอง ทำให้สายอากาศทั้งสองตัวทำงานได้อย่าง
 เป็นอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน และให้ประสิทธิภาพสูงสุดเมื่อนำไปใช้งาน



รูปที่ 7 การเปรียบเทียบผลการจำลอง กับการวัดจริง (ก) สัมประสิทธิ์การ
 สะท้อน (S11, S22) และ (ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S21, S12)



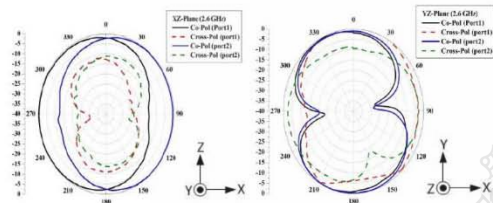
รูปที่ 8 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของเสาอากาศแบบ
 MIMO สำหรับระบบ UWB

บทความวิจัย

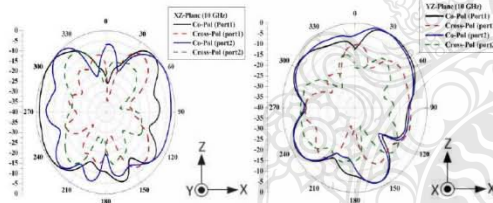
การประชุมวิชาการ งานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์ ครั้งที่ 7

7th ECTI-CARD 2015, Trang, Thailand

ส่วนแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ MIMO แบบกะทัดรัด สำหรับระบบ UWB โดยวัดเฉพาะสองความถี่ใช้งานได้แก่ความถี่ 2.6 GHz และ 10 GHz โดยเป็นการวัดในพื้นที่โล่ง ซึ่งสายอากาศส่ง และรับอยู่ในระนาบเดียวกัน และมีระยะห่างกัน 2 เมตร สายนำสัญญาณทั้งด้านส่ง และรับ ยาวด้านละ 5 เมตร ซึ่งการทดสอบจะทำทั้งในระนาบ XZ และระนาบ YZ โดยแบบรูปการแผ่พลังงานดังแสดงในรูปที่ 9 และรูปที่ 10 ซึ่งจะเห็นว่าสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นในระนาบ XZ จะเป็นการแผ่พลังงานในแบบรอบตัว (Omnidirectional) และในระนาบ YZ จะเป็นการแผ่พลังงานในลักษณะแบบ 2 ทิศทาง (Bidirectional)



รูปที่ 9 รูปแบบการแผ่พลังงานสามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 2.6 GHz



รูปที่ 10 รูปแบบการแผ่พลังงานสามระยะไกลของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 10 GHz

4. สรุป

บทความนี้ได้นำเสนอการศึกษา และออกแบบของสายอากาศ MIMO แบบกะทัดรัดสำหรับใช้ในแถบย่านความถี่ UWB จำนวน 2 พอร์ต โดยมีโครงสร้างเป็นรูปวงกลม สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ขนาบกะทัดรัด มีแบนด์วิดท์ในการใช้งานที่กว้าง 8.4 GHz (2.5 GHz - 10.9 GHz) มีเกณฑ์การขยายที่ยอมรับได้ (2 dB) คอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ ตามที่ต้องการ และมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมในย่านความถี่ตามที่ได้กำหนดไว้

เอกสารอ้างอิง

[1] L. Q. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: An idea whose time has come," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 26-54, Nov. 2004.

[2] Terence S. P. See, Aileen M. L. Swce, Zhi Ning Chen, "Correlation Analysis of UWB MIMO Antenna System Configurations" *proceedings of the 2008 IEEE international conference on Ultra-Wideband (ICUWB2008)*, vol. 2, pp. 105-108, 10-12 Sept. 2008.

[3] Chung Chin Chiaw, Kamarudin K.R., "Novel Design of Circular UWB Antenna", *Microwave Conference, APMC 2009, Asia Pacific*, DOI: 10.1109/APMC.2009.5385287, pp. 1977-1979, 7-10 Dec. 2009

[4] Nagalingam M., "Circular Patch UWB Antenna with Time Domain Analysis" *Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), IEEE Region 8 International Conference*, DOI:10.1109/SIBIRCON.2010.5555349, pp. 251-256, 11-15 July 2010

[5] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin and F. Malek, "A MIMO ANTENNA DESIGN CHALLENGES FOR UWB APPLICATION" *Electromagnetics Research B*, Vol. 36, pp. 357-371, 2012.

[6] Arun Singh Kirar, Veerendra Singh Jadaun, Pavan Kumar Sharma, "Design a Circular Microstrip Patch Antenna for Dual Band" *International Journal of Electronics Communication and Computer Technology (IJECCCT)* Vol. 3, pp. 390-392, March 2013.



Mr. PEUV POCIH สำเร็จการศึกษา วท.บ. สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ จากมหาวิทยาลัยบูรพา วิทยาลัยเขตสระแก้ว ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยท่าแกม เด็ล ราชอาณาจักรกัมพูชา กำลังศึกษาหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี



ดร. ไพฑูรย์ รักเหนือ สำเร็จการศึกษา อ.ส.บ เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ (เกียรตินิยมอันดับ 2), วศ.ม. วิศวกรรมสารสนเทศ และ วศ.ค. วิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี



ICITEE 2015

The 7th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering
29-30 October 2015
 Le Meridien Chiang Mai, Thailand

CALL FOR PAPERS

"Envisioning the trend of computer, information and engineering"



Keynote Speakers:
Prof. Dr. Pairash Thajchayapong
National Science and Technology Development Agency, Thailand

Prof. Dr. Monai Krairiksh
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

Prof. Dr. Kazuhiko Hamamoto
Tokai University, Japan

Prof. Dr. Masanori Sugimoto
Hokkaido University, Japan

Dr. David R. Hardoon
Ernst and Young, Singapore

Advisory Board:

- Monai Krairiksh (KMITL, Thailand)
- Chanboon Sathitwiriyawong (KMITL, Thailand)
- Komsan Maleesee (KMITL, Thailand)
- Supat Kittiratsatcha (KMITL, Thailand)
- Numchai Lowattanasakul (IEEE Thailand Section)
- Prayoot Akkaraekthalin (ECTI Association)
- Lukito Edi Nugroho (UGM, Indonesia)
- Sarjiya (UGM, Indonesia)
- Ruttikorn Varakulsiripunth (TNI, Thailand)

Organizing Committee:

- Adha Imam Cahyadi (UGM, Indonesia)
- Boonprasert Surakratanasakul (KMITL, Thailand)
- Eka Firmansyah (UGM, Indonesia)
- Hanung Adi Nugroho (UGM, Indonesia)
- Iswandi (UGM, Indonesia)
- I Wayan Mustika (UGM, Indonesia)
- Kitsuchart Pasupa (KMITL, Thailand)
- Kuntpong Woraratpanya (KMITL, Thailand)
- Natapon Pantuwong (KMITL, Thailand)
- Noor Akhmad Setiawan (UGM, Indonesia)
- Panwit Tuwanut (KMITL, Thailand)
- Singha Chaveesuk (KMITL, Thailand)
- Sumet Prabhavat (KMITL, Thailand)
- Teerapong Leelanupab (KMITL, Thailand)
- Teguh Bharata Aji (UGM, Indonesia)

Conference Secretariat:
 icitee2015@it.kmitl.ac.th

Following the success of the previous six annual conferences of the International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE) in Indonesia, the conference will be held for the first time in a location outside Indonesia in 2015. It will take place in Chiang Mai, the largest and one of the most legendary cities in Northern Thailand.

ICITEE 2015 aims to strengthen the collaboration and provide a forum for academicians, professionals and researchers to discuss and exchange their research results, innovative ideas, and experiences in all aspects of intelligent and green technologies, as well as to identify emerging research topics and define the future directions to achieve sustainable development. The conference will feature traditional paper presentations as well as keynote speech by prominent keynote speakers who will focus on related state-of-the-art technologies in the areas of the conference.

You are cordially invited to submit your recent research work to the ICITEE 2015. Topics of interest includes, but are not limited to:

- ✦ **Information Technology:** Software Engineering, Mobile Computing, Distributed Systems, Information Systems, Knowledge Discovery and Data Mining, Artificial Intelligent, Decision Support Systems, Visualization and Computer Graphic, Image Processing, Information Retrieval, Natural Language Processing, Machine Learning, Software Engineering, internet of Things, etc.
- ✦ **Communications and Vehicle Technology:** Computer Networking, Telecommunication Systems, Wireless Ad-hoc and Sensor Networks, Network Security, Cognitive Radio, Cooperative Communications, Radio Resource Management and Optimization, Vehicular Communication Systems, Information Theory and Coding Systems, etc.
- ✦ **Power Systems:** Electric Power Generation, Protection, and Conversion, Power System Analysis, Electrical Measurements, High Voltage Insulation Technologies, Power Transmission and Distributions, Power Electronics, Renewable Energy, Photovoltaic Technology, etc.
- ✦ **Electronics, Circuits, and Systems:** VLSI and Microelectronic Circuit Design, Embedded Systems, System on Chip (SoC) Design, FPGA (Field Programmable Gate Array) Design and Applications, Electronic Instrumentations, Electronic Power Converters and Inverters, Electric Vehicle Technologies, etc.
- ✦ **Control Systems:** Control Theory and Applications, Robotics and Autonomous Systems, Intelligent Control, Optimal Control, Robust Control, Adaptive Control, Linear and Nonlinear Control Systems, Complex Adaptive Systems, Industrial Automation and Control Systems Technology, etc.

These topics are organized into 5 separated tracks to ensure the proper distribution of papers to reviewers based on their expertise.

Paper Submission Deadline and Publication: Authors are invited to submit full paper (4-6 pages) in PDF format via EDAS.
 For more information, please visit: <http://icitee2015.it.kmitl.ac.th>

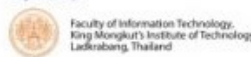
Important Dates:
 Paper Submission Deadline: 15 July 2015
 Notification of Acceptance: 1 September 2015
 Camera Ready Deadline: 28 September 2015
 All Registration Deadline: 5 October 2015

Accepted and presented papers will be submitted for uploading to the IEEE Xplore digital library. The proceedings of ICITEE 2015 will also be indexed by ISI Conference Proceedings Citation Index and Scopus.

Technical Co-Sponsors



Organized by:



Co-organized by:



F3: Wireless Communications, Networking, and Vehicular Technology

Room: Passage

Chair: Sumet Prabhavat (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)

Maximum Likelihood Estimator of SNR for QAM Signals in AWGN Channel

Nida Ishtiaq and Shahzad Sheikh (NUST College of E&ME, Pakistan)

The signal-to-noise ratio (SNR) is unknown to the receiver in most wireless communication applications, and its estimation is often required. This paper deals with the estimation of SNR in a wireless communication system employing quadrature amplitude modulation (QAM) signals in complex additive white Gaussian noise (AWGN) channel. The estimator has been designed using the maximum likelihood approach for data-aided scenario. The Cramer-Rao lower bound (CRLB) has also been derived for the estimator. The results have been observed for different square and cross QAM constellations, and for different packet lengths. The obtained results confirm the efficacy of the ML estimator with respect to CRLB.

Development of Circular Ring Antenna for Mobile Broadband Systems

Peuv Poch and Paitoon Rakluea (Rajamangala University of Technology Thanyaburi, Thailand)

This paper presents a development of circular ring antenna for mobile broadband systems. The antenna is fed by a 50 ohm with two-port micro-strip line elements. The dimension size of antenna is 38 mm x 80 mm with low-cost FR4 substrate. The simulated and experimental result achieves the average gain about 3 dBi that covers the frequency range 3.1GHz-10.6GHz. The antenna has correlation coefficient average less than 0.1. For far field radiation patterns is omnidirectional in XZ-plane and bi-directional in YZ-plane. The experimental results are in the same trend with the simulated ones. This antenna is suitable for Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) covering a UWB applications.

Step Track Algorithm Using in Free Space Optics

Nuttapon Nakarach (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand); Panarat Cherntanomwong (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand)

Free Space Optics (FSO) are going to be popular in the communications system, including commercial, military, and also in deep space communications, due to the higher bandwidth and data rate compared with the microwave communication. There are many factors to make the FSO system more efficiency. One of them is the alignment of the transponders. In this paper,

Development of Circular Ring Antennas for Mobile Broadband Systems

Paitoon Rakkuea and Peuv Poch

Department of Electronics and Telecommunication Engineering,
Faculty of Engineering, Rajamangala University of Technology Thanyaburi,
39 Moo1, Rangsit-Nakhonnayok Rd., Klong6, Thanyaburi, Pathumthani, 12110

Abstract—This paper presents a development of circular ring antennas for mobile broadband systems. The antennas is fed by a 50ohm with two-port micro-strip line elements. The dimension size of antennas is 38x80mm² with low-cost FR4 substrate. The simulation and experimental result achieve the average gain about 3dBi covering the UWB frequency range 3.1GHz-10.6GHz. The antennas has correlation coefficient average less than 0.1. For far field radiation patterns is omnidirectional in XZ-plane and bi-directional in YZ-plane. The experimental results are in the same trend with the simulation ones. This antennas is suitable for Multiple Input Multiple Output (MIMO) fulfilling in UWB applications.

Keywords—circular ring antennas; mobile broadband system; correlation coefficient; MIMO; UWB

I. INTRODUCTION

Nowadays micro-strip antenna is widely used specifically in the high frequency wireless communications. In addition, it has some more features such as small size, light weight and low cost. Due to these specifications many researches and micro-script antennas were developed continuously. Meanwhile, the data communication evolution technology has also developed rapidly. The Federal Communications Commission (FCC) in the United States has essentially regulated the standard applying for Ultra Wide Band (UWB) in the frequency range from 3.1GHz to 10.6GHz, with an effective isotropic radiated power (EIRP) spectral density of 41.3dBm/MHz for communication applications. By using this standard, the users are able to transfer large amount of data i.e. high speed, short range wireless communications, remote sensing, imaging radar, and localization applications. Moreover, [1] in order to enhance the communications stability it is developed the MIMO antennas (Multiple Input Multiple Output) by using multiple antennas in both receiver and transmitter to increase the speed of data on the resonant frequency as well as enhance the capacity of the channels.

There are many different structures have been proposed to meet the requirement of the impedance bandwidth for the UWB systems. The circular disc, rectangular and octagonal antenna are reported in [2]-[4] respectively. However to achieve the MIMO antennas operated over a wide impedance bandwidth ranging in UWB and the technique to enhance the efficiencies of the antennas are discussed in [5]-[7].

This paper proposed a study of a compact antennas using micro-strip feed line in two-port with dimension size is 38x80mm² on FR4 substrate [7]. This antenna systems also

have very low correlations and mutual coupling, so they can provide good diversity performance. Moreover, this MIMO antennas has successful for high bandwidth operated in the range of UWB communications with the dimension size is smaller than [7]. This proposed antennas are simulated and measured on the important parameters such as reflection coefficient (S_{11} , S_{22}), correlation coefficient, mutual coupling (S_{21} , S_{12}), gain, current density, and radiation patterns.

II. ANTENNAS DESIGN

The structure of the antennas elements have been fabricated on the FR4 substrate with a thickness of 1.6 mm, dielectric permittivity (ϵ_r) of 4.3, tangent loss ($\tan\delta$) of 0.02, copper thickness of 0.035 mm, and lead of conductor material (copper) of 5.8x10⁷ S/m.

The design started with a prototype antennas where the length of feed line which can be found by relation of $\lambda_g/4$ ($\lambda_g \approx \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$) by using the frequency of 3.1GHz [8], and the width of feed line found by characteristic of input impedance (Z_0) of 50 ohm as shown in the equation (1).

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{Wt}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{Wt}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (1)$$

When the radius circular (r) can be found in equation (2) and (3) as follow:

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

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3)$$

Then, the antennas structure was further development in order to get a specific prototype antenna which consisted of four steps as below:

1. Adjusting the radius (r) of circle to enhance the reflection coefficient ($S_{11} < -10$ dB).
2. Adding small circles with bridges connected functioning as a filter of antennas [7].

3. Expanding size of the Printed Circuit Board (PCB) in order to add one more port to make two antennas ports.

4. Adding the core between the both ground planes to minimum mutual coupling and to reduce reflection coefficient [8-10].

Then, adjusting the optimization parameters of the antennas to obtain a reasonable feature as shown in figure 1.

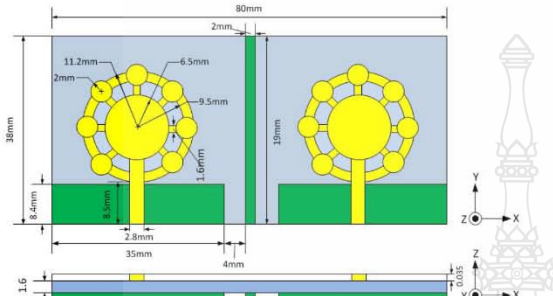


Fig. 1 The structure and geometry of the proposed antennas.

III. RESULTS AND DISCUSSION

From the proposed antennas parameters, it was simulated with CST Microwave Studio and measured by using Agilent Network Analyzer for E8363B series.

In figure 2 shows the fabricated of proposed antennas with the compact dimension size of 38x80mm² on the low-cost substrate type FR4. Figure 3 depicts the reflection coefficient (S_{11} , S_{22} <-10dB) comparison between the simulation and the measurement of the fabricated antennas. The result shown that the measurement of the fabricated antennas achieved a bandwidth of 8.4GHz (2.54GHz-10.9GHz), thus fulfilling in the FCC requirements for UWB system (3.1GHz-10.6GHz). While the mutual coupling can be observed by S_{21} and S_{12} parameters is less than -15dB as shown in figure 4 with a bandwidth that close proximity to both simulation and measurement antennas of 1GHz-12GHz.



Fig. 2 The fabricated of proposed antennas.

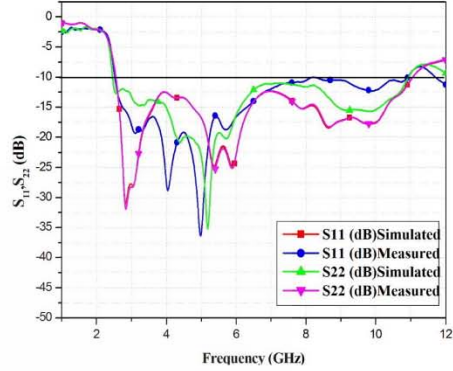


Fig. 3 The comparison of reflection coefficient (S_{11} , S_{22}) between simulation and measurement antennas.

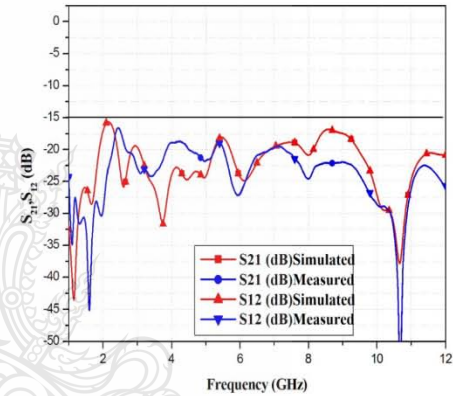


Fig. 4 The comparison of mutual coupling (S_{21} , S_{12}) between simulation and measurement antennas.

The diversity of antennas system can measure by the correlation between the two elements. It is important to evaluate the diversity capabilities for MIMO antennas. Generally, [10] assumed that the correlation of antennas with less than 0.5 are able providing significant diversity performance. However, the correlation coefficient can be calculated from S-parameters by using equation (4). As shown in figure 5 the correlation coefficient of simulated and measured of proposed antennas. The measured value shown that the average correlation coefficient is less than 0.1 throughout the resonant frequency.

$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (4)$$

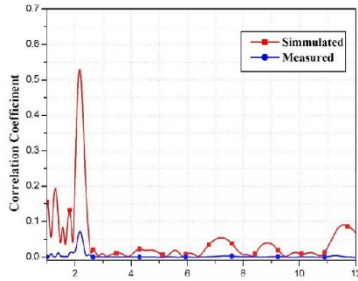


Fig. 5 Correlation Coefficient.

Figure 6 shows the surface current distribution at the frequency of 4GHz, 5.8GHz, 6.5GHz, 7GHz, 9GHz and 10GHz respectively. It can be seen that the current density is mainly distributed in the feed line and around the circulars of both ports. But all frequencies show that less current has been attracted to the adjacent element, eventually reduced the mutual coupling effect and increased the radiation efficiency as well as operated the appropriate gain in MIMO antennas for UWB.

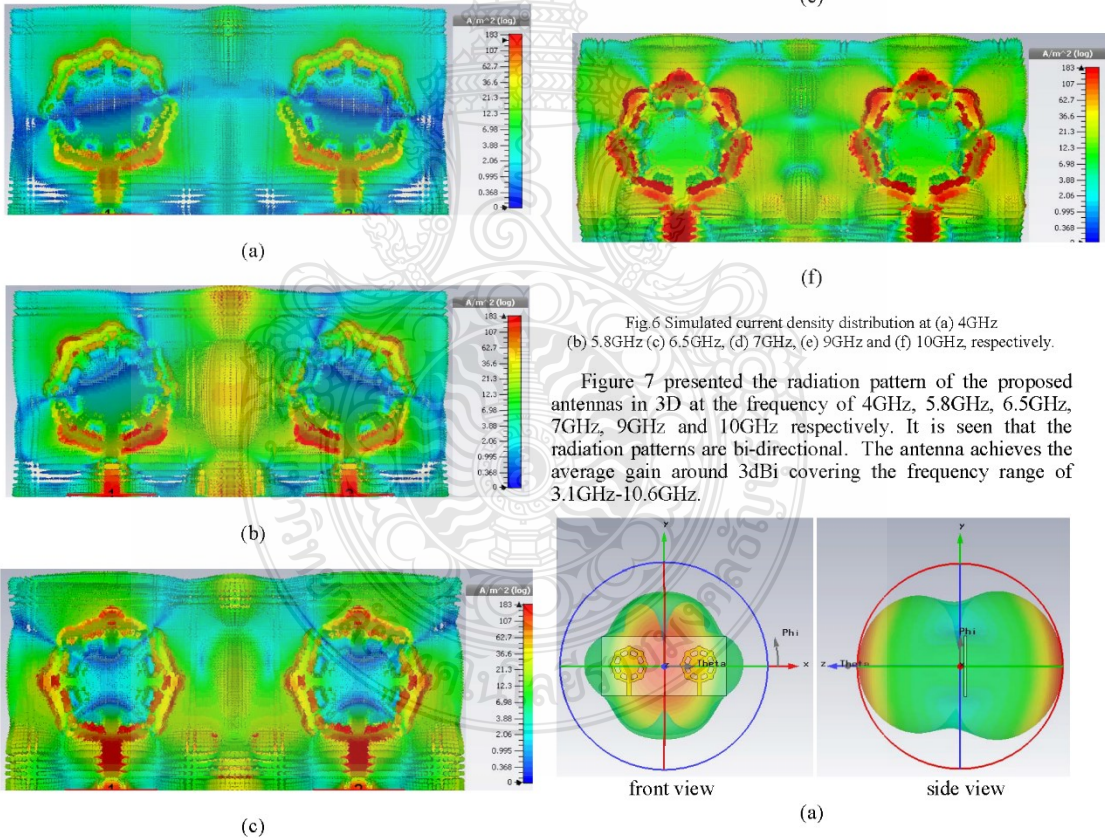


Fig. 6 Simulated current density distribution at (a) 4GHz (b) 5.8GHz (c) 6.5GHz, (d) 7GHz, (e) 9GHz and (f) 10GHz, respectively.

Figure 7 presented the radiation pattern of the proposed antennas in 3D at the frequency of 4GHz, 5.8GHz, 6.5GHz, 7GHz, 9GHz and 10GHz respectively. It is seen that the radiation patterns are bi-directional. The antenna achieves the average gain around 3dBi covering the frequency range of 3.1GHz-10.6GHz.

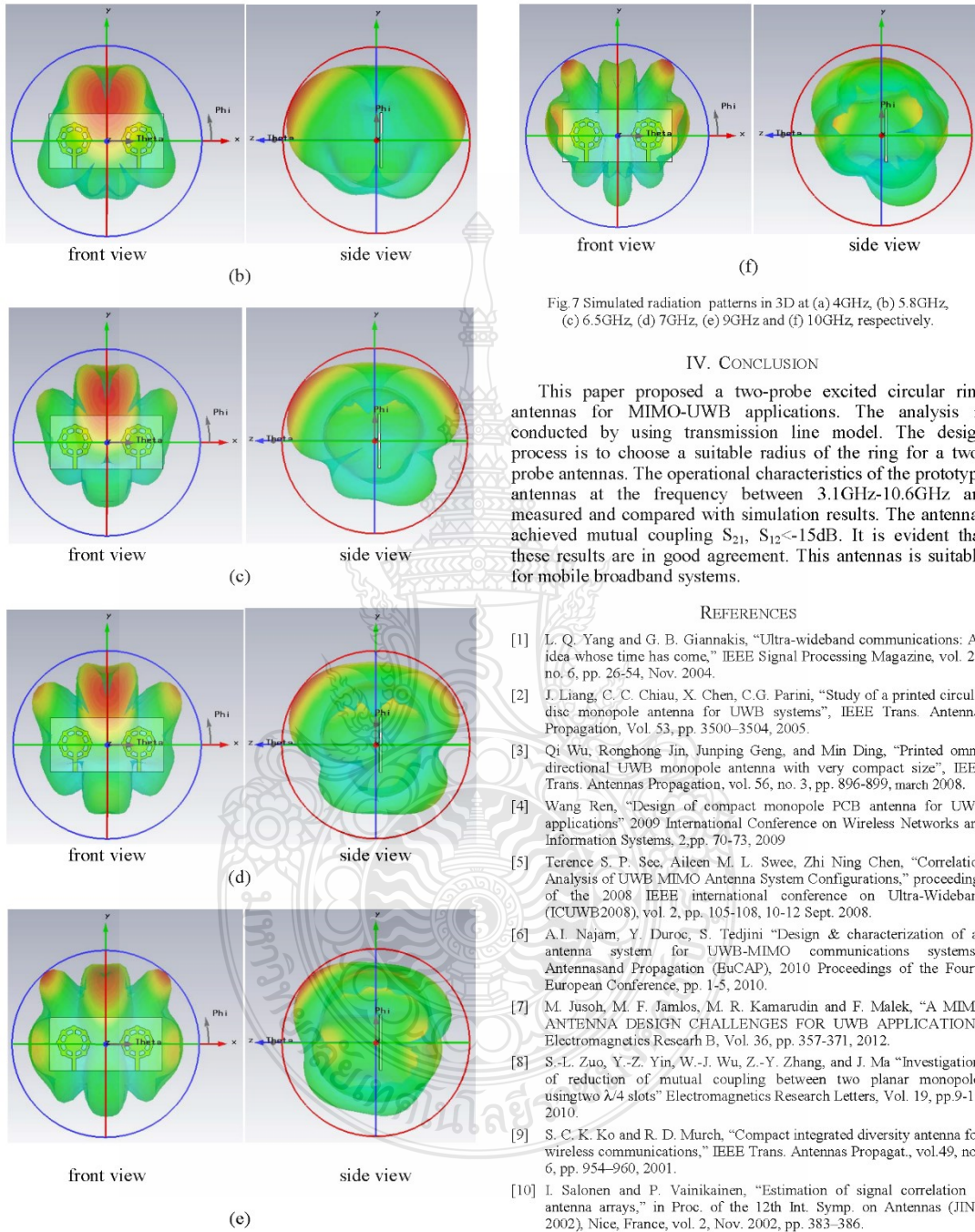


Fig 7 Simulated radiation patterns in 3D at (a) 4GHz, (b) 5.8GHz, (c) 6.5GHz (d) 7GHz, (e) 9GHz and (f) 10GHz, respectively.

IV. CONCLUSION

This paper proposed a two-probe excited circular ring antennas for MIMO-UWB applications. The analysis is conducted by using transmission line model. The design process is to choose a suitable radius of the ring for a two-probe antennas. The operational characteristics of the prototype antennas at the frequency between 3.1GHz-10.6GHz are measured and compared with simulation results. The antennas achieved mutual coupling S_{21} , $S_{12} < -15\text{dB}$. It is evident that these results are in good agreement. This antennas is suitable for mobile broadband systems.

REFERENCES

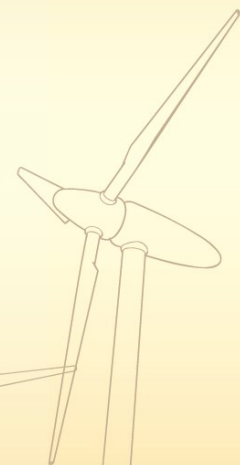
- [1] L. Q. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: An idea whose time has come," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 26-54, Nov. 2004.
- [2] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, C.G. Parini, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, Vol. 53, pp. 3500-3504, 2005.
- [3] Qi Wu, Ronghong Jin, Junping Geng, and Min Ding, "Printed omnidirectional UWB monopole antenna with very compact size", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 896-899, march 2008.
- [4] Wang Ren, "Design of compact monopole PCB antenna for UWB applications" 2009 International Conference on Wireless Networks and Information Systems, 2, pp. 70-73, 2009
- [5] Terence S. P. See, Aileen M. L. Swec, Zhi Ning Chen, "Correlation Analysis of UWB MIMO Antenna System Configurations," proceedings of the 2008 IEEE international conference on Ultra-Wideband (ICUWB2008), vol. 2, pp. 105-108, 10-12 Sept. 2008.
- [6] A.I. Najam, Y. Duroc, S. Tedjini "Design & characterization of an antenna system for UWB-MIMO communications systems," *Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010 Proceedings of the Fourth European Conference, pp. 1-5, 2010.
- [7] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin and F. Malek, "A MIMO ANTENNA DESIGN CHALLENGES FOR UWB APPLICATION," *Electromagnetics Research B*, Vol. 36, pp. 357-371, 2012.
- [8] S.-L. Zuo, Y.-Z. Yin, W.-J. Wu, Z.-Y. Zhang, and J. Ma "Investigations of reduction of mutual coupling between two planar monopoles using two $\lambda/4$ slots" *Electromagnetics Research Letters*, Vol. 19, pp.9-18, 2010.
- [9] S. C. K. Ko and R. D. Murch, "Compact integrated diversity antenna for wireless communications," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.49, no. 6, pp. 954-960, 2001.
- [10] I. Salonen and P. Vainikainen, "Estimation of signal correlation in antenna arrays," in *Proc. of the 12th Int. Symp. on Antennas (JINA 2002)*, Nice, France, vol. 2, Nov. 2002, pp. 383-386.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ ๓๘
The 38th Electrical Engineering Conference (EECON-38)



UTCC University of
the Thai Chamber
of Commerce
มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย

อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DS)
ไฟโตนิกส์ (PH)
วิศวกรรมชีวการแพทย์ (BE)
คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)



Volume II
AEC Synergy

วันที่ ๑๘ - ๒๐ พฤศจิกายน พ.ศ. ๒๕๕๘
โรงแรมวารบุรี อโยธยา คอนเวนชัน รีสอร์ท จังหวัดพระนครศรีอยุธยา



UTCC
School of Engineering
คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยหอการค้าไทย



CM02	การประมาณค่าสัญญาณรบกวนทางเฟสและความถี่คลื่นพาห้ของเฟสด้วยวิธีการแปลงฟูรีเยอย่างรวดเร็ว สำหรับการสื่อสารข้อมูลหลายกิกะบิตต่อวินาทีด้วยเอฟพีอีเอ	537
	กฤษณะพงศ์ พันธุ์ศรี	
CM03	สายอากาศมัลติ-อินพุต มัลติ-เอาต์พุตโดยใช้แพทช์แฟร็กทัลมินิคอนฟลิกทีวกับโครงสร้างสลับรูปตัว H สำหรับการประยุกต์ใช้เครือข่ายไร้สายท้องถิ่น	541
	จักรชัย โชคชัย, คนุชพงศ์ หอมดี และ ขวัญชญา เกื้อฉิม	
CM04	การพัฒนาภาคส่งสำหรับการสื่อสารด้วยแสงที่มองเห็นได้ที่ใช้การมอดูเลตแบบ VPPM	545
	ศิศพล จำเริญกุล	
CM05	สายอากาศโมโนโพลรูปขวดโหลสำหรับประยุกต์ใช้งานย่าน WLAN/WiMAX	549
	อำนาจ เรืองวารี, ภาณุวิทย์ ทองป่อ, วัชรพล นาคทอง และ จูติกร วัฒนานันท์	
CM06	การออกแบบและสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในพอนำคลื่นด้วยวิธีการวนรอบของคลื่น	553
	พินิจ เนื่องภิรมย์, ณัฐพงษ์ อินทวิเศษ และ สมศักดิ์ อรรถกวีมากุล	
CM07	เครื่องรับ MLD แบบมีความซับซ้อนต่ำสำหรับการเข้ารหัส STBC ที่มีไคเวอร์ซิวิตีชนิดเต็มและอัตราสูง สำหรับระบบสื่อสารข้อมูล PDM-CO-OFDM	557
	กฤษณะพงศ์ พันธุ์ศรี	
CM08	การออกแบบสายอากาศสองแถบความถี่รูปคล้ายอักษร "G" แบบแถวลำดับสำหรับการใช้งานกับอุปกรณ์ เครือข่ายแบบไร้สาย	561
	จรินทร์ศักดิ์ แซ่เตียว, ธีรคม ศรีภูมิ, นิภาพร เดิมใจ และ ศักดิ์สิทธิ์ สุ่มมาตร	
CM09	สายอากาศขนาดกะทัดรัดแบบวงแหวนสองพอร์ตสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO-UWB	565
	PEUV POCH และ ไพฑูรย์ รักเหลือ	
CM10	การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ ARM สำหรับเอฟเอ็มสเตอริโอโคเดอ์	569
	ชาวิฬ มนุทศน์ และ ศาวดี บุณยะเวศ	
CM11	การคำนวณค่าการเชื่อมต่อร่วมของสายอากาศแถวลำดับร่องบนโพรงทรงกระบอกซ้อนกัน	573
	โชคชัย แสงดาว	
CM12	การศึกษาผลกระทบคุณลักษณะสายอากาศแบบร่องเปิดสี่เหลี่ยมแบบไม่สมมาตรที่ป้อนด้วยสายนำ สัญญาณระนาบร่วมแบบไม่สมมาตรและแบบสมมาตรสำหรับย่านความถี่ 2.45 GHz	577
	กมลทิพย์ วัลลภกำจร, ธนะกิจ วัลลภกำจร, ชาตรี มัทธนาจตุภัทร และ ประยูร อัครเอกผาณิน	

สายอากาศขนาดกะทัดรัดแบบวงแหวนสองพอร์ตสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO-UWB

A Compact Two-Port Circular Ring Antenna for MIMO-UWB Applications

PEUV POCH และ ไพฑูรย์ รักเหลือ

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และ โทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

39 หมู่ 1 ถนนรังสิต-นครนายก (คลองหก) อำเภอธัญบุรี จังหวัดปทุมธานี 12110

โทรศัพท์: 09-9351-5052, 0-2549-4620 E-mail: pochpeuv@mail.mutt.ac.th, pai_toon_r@rmutt.ac.th

CM09

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอสายอากาศขนาดกะทัดรัดแบบวงแหวนสองพอร์ตสำหรับประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO-UWB สายอากาศจะส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปสองพอร์ตที่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม โดยสายอากาศมีขนาด 38 มม x 80 มม กบววัสดุฐานรองคันทุนค่าชนิด FR4 จากผลการจำลอง และการทดสอบสายอากาศจะมีอัตราขยายโดยเฉลี่ยประมาณ 3 dBi ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน 3.1 GHz - 10.6 GHz และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เฉลี่ยต่ำกว่า 0.1 สำหรับรูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศในระนาบ XZ เป็นแบบรอบทิศทาง และในระนาบ YZ เป็นแบบสองทิศทางที่ความถี่เรโซแนนซ์ 3.5 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งผลการทดสอบที่ได้มีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกับผลการจำลอง

คำสำคัญ: สายอากาศแบบวงแหวนสองพอร์ต ระบบ MIMO-UWB สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล

Abstract

This paper proposed a compact two-port circular ring antenna for MIMO-UWB applications. The antenna is fed by a 50 ohm with two port microstrip line elements. The dimension size of antenna is 38 mm x 80 mm with low-cost, fabricated on FR4 substrate. The simulated and experimental result achieves the average gain about 3 dBi that covers on the frequency range from 3.1 GHz to 10.6 GHz. The antenna has correlation coefficient average less than 0.1. The far field radiation patterns of the proposed antenna are omni-directional for XZ-plane and bi-directional for YZ-plane. The experimental results are in the same trend with the simulated ones.

Keyword: two-port circular ring antenna, MIMO-UWB, correlation coefficient and far field radiation pattern.

1. บทนำ

ในปัจจุบันสายอากาศแบบไมโครสตริปเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในการสื่อสารแบบไร้สายย่านความถี่สูง เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นบางประการเช่น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และใช้ต้นทุนต่ำ

จึงได้มีการทำวิจัย และพัฒนา รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง ในขณะที่เดียวกันด้วยวิวัฒนาการของเทคโนโลยีการสื่อสาร ข้อมูลมีการพัฒนาอย่างรวดเร็ว ทำให้องค์กร Federal Communications Commission (FCC) แห่งสหรัฐอเมริกา ได้กำหนดมาตรฐานของระบบการสื่อสารไร้สายระยะไกล มาตรฐาน IEEE 802.15.3a ที่ใช้ช่วงความถี่อัตราไบนารี ตั้งแต่ 3.1 GHz ถึง 10.6 GHz โดยผู้ใช้งานสามารถรับส่งข้อมูลในปริมาณมาก และมีความเร็วสูงถึง 480 MB/s ระยะทางไม่เกิน 2 m และที่ความเร็ว 110 MB/s ในระยะทาง 10-15 m [1] นอกจากนี้ เพื่อเพิ่มเสถียรภาพของการสื่อสาร จึงได้มีการพัฒนาสายอากาศแบบ MIMO (Multiple Input Multiple Output) ที่มีการใช้สายอากาศหลายตัวทั้งด้านรับและด้านส่ง เพื่อเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูลต่อย่านความถี่ที่ใช้งาน และเป็นการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณ (Capacity) ด้วย

บทความนี้จึงได้นำเสนอการศึกษา และออกแบบสายอากาศขนาดกะทัดรัดที่ส่งสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปจำนวนสองพอร์ต โดยมีโครงสร้างสายอากาศเป็นแบบวงแหวน [2-3] และมีการเพิ่มวงกลมเล็กจำนวน 7 ตัวรอบวงกลมตัวกลาง เพื่อทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ของสายอากาศ [4] และในบทความนี้จะทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศต่างๆ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , S_{22}) ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ผลกระทบจากการเชื่อมต่อกัน (Mutual Coupling) ระหว่างสายอากาศ อัตราขยายของสายอากาศ (Gain) ความหนาแน่นของกระแส (Current Density) และรูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกล (Radiation Pattern)

2. การออกแบบสายอากาศ

โครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบบนวัสดุฐานรอง (Substrate) เป็นแผ่นวงจรพิมพ์ ชนิด FR4 มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก $\epsilon_r = 4.3$ ความหนาของแผ่น $h = 1.6$ mm ค่าการสูญเสียของวัสดุตัวนำ $\tan\delta = 0.02$ ความหนาของวัสดุตัวนำทองแดง $t = 0.035$ mm และมีค่าความนำของวัสดุตัวนำ (ทองแดง) $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m

ในการออกแบบเริ่มจากการสร้างสายอากาศต้นแบบ [5] ดังรูปที่ 1 โดยความกว้าง (WG) ของสายนำสัญญาณ หาได้จากคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance: Z_0) เท่ากับ 50 โอห์ม สมการที่ (1)

ส่วนความยาว (Lg) ของสายนำสัญญาณ สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของ $\lambda_g/4$ โดยใช้ความถี่เริ่มต้น 3.1 GHz ดังในสมการที่ (2) และ (3)

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{Wf}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{Wf}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (1)$$

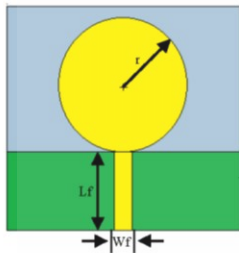
$$\frac{\lambda_g}{4} \approx \frac{\lambda_0}{4 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12(h/W)f}} \right) \quad (3)$$

และรัศมี (r) ของรูวงกลม หาได้จากสมการที่ (4) และ (5) ตามลำดับ

$$r = F \cdot \left[1 + \frac{2h}{\pi F \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4)$$

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$



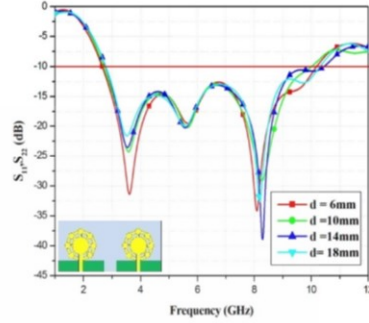
รูปที่ 1 ดันแบบของสายอากาศจำลอง

จากนั้นจึงนำโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบไปพัฒนาต่อเพื่อให้ได้สายอากาศตามที่กำหนดไว้ โดยการพัฒนานี้จะประกอบด้วย 4 ขั้นตอนดังนี้

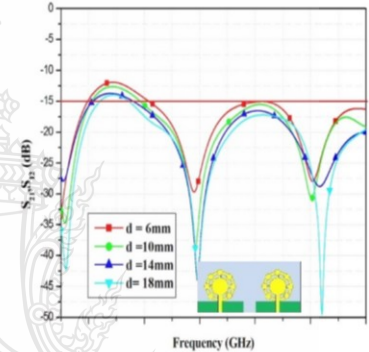
1. ทำการปรับขนาดของรัศมีวงกลม (r) เพื่อหาค่า สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , -10 dB) ที่เหมาะสม
2. ทำการเจาะร่องของวงกลม และเพิ่มวงกลมเล็กๆกับแขนคอ จำนวน 7 ตัว เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวฟิลเตอร์ (Filter) ของสายอากาศ
3. ทำการเพิ่มสายอากาศอีกตัวหนึ่ง เพื่อให้สายอากาศเป็นแบบ MIMO จำนวน 2 พอร์ต (Port)
4. ทำการเพิ่มแกนกลางระหว่างกราวด์ เพื่อลดปรากฏการณ์เชื่อมต่อร่วม (Mutual Coupling) ของสายอากาศทั้งสองตัว

ในรูปที่ 2 ผลการเปลี่ยนแปลงของ (ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , S_{22}) และ (ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) เมื่อทำการปรับระยะห่าง (d) ของสายอากาศทั้งสองตัว จะเห็นได้ว่า เมื่อ d มีค่ามากจะทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , S_{22}) อยู่ต่ำกว่า -10 dB และมีแบนด์วิดท์กว้างขึ้น ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12}) มีค่าต่ำกว่า

-15 dB ซึ่งเป็นส่วนช่วยในการลดผลกระทบที่เชื่อมต่อกันของสายอากาศ



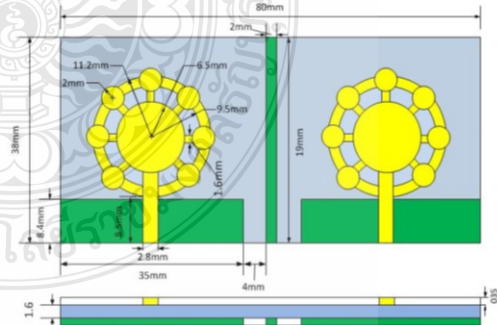
(ก) สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , S_{22})



(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

รูปที่ 2 ผลกระทบจากการปรับระยะห่าง d ของสายอากาศ MIMO

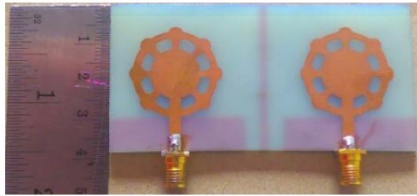
จากนั้นจึงทำการปรับ (Optimization) ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมดังรูปที่ 3



รูปที่ 3 โครงสร้าง และขนาดพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ

3. ผลการจำลอง และการทดสอบ

จากหaramiเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศที่ออกแบบด้วย โปรแกรม CST และนำไปสร้างจริงมีขนาดเท่ากับ 38 มม x 80 มม กับวัสดุฐานรองคั่นทูนต่ำชนิด FR4 ดังในรูปที่ 4



รูปที่ 4 สายอากาศตัวจริง

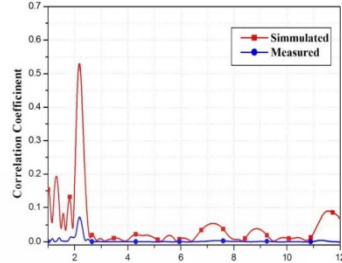
จากนั้นจึงได้ทำการวัดทดสอบโดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) Agilent รุ่น E8363B ซึ่งรูปที่ 5 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11} , S_{22} < -10dB) จะเห็นได้ว่าผลจากการวัดสายอากาศจริงมีแบนด์วิดท์ที่ 8.4 GHz (2.54 GHz - 10.9 GHz) และแสดงค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12} < -15dB) มีแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 1 GHz-12 GHz



รูปที่ 5 ผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11} , S_{22}) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21} , S_{12})

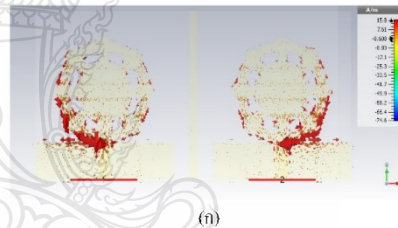
จากรูปที่ 6 เป็นการแสดงค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ซึ่งค่าที่ยอมรับได้นั้นจะต้องอยู่สูงกว่า 0.5 โดยสามารถคำนวณได้จากสมการ (6) [6] จากการเปรียบเทียบระหว่างผลการจำลองกับการวัดทดสอบสายอากาศจริง ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของสายอากาศนี้มีค่าเฉลี่ยต่ำกว่า 0.1 ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน ทำให้สายอากาศทั้งสองตัวสามารถทำงานได้อย่างเป็นอิสระไม่ส่งผลกระทบต่อกัน

$$\rho = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (6)$$

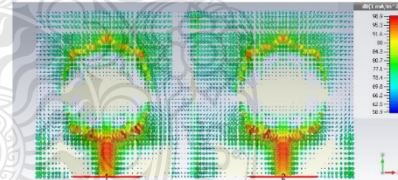


รูปที่ 6 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) ของการจำลองเปรียบเทียบกับการวัดทดสอบจริง

รูปที่ 7-8 แสดงทิศทางการไหล และความหนาแน่นของกระแสที่ความถี่ 3.5 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสไฟฟ้าที่มีความหนาแน่นมากที่วงแหวน และสายส่งสัญญาณไมโครสตริปของทั้งสองพอร์ต และมีความหนาแน่นน้อยระหว่างระยะห่างครึ่งกลางของสายอากาศทั้งสองตัว จึงทำให้ผลกระทบจากค่าเชื่อมต่อกัน (Mutual Coupling) ของสายอากาศมีค่าน้อย ซึ่งทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพ และมีอัตราขยายที่เหมาะสมต่อการนำไปใช้งานในระบบ MIMO-UWB

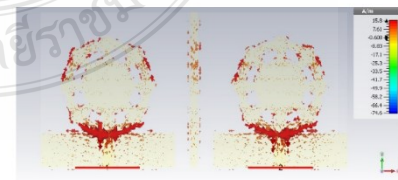


(ก)

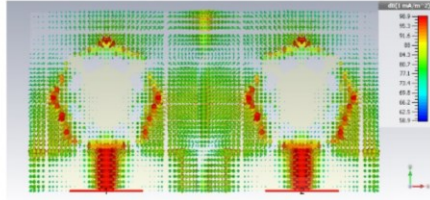


(ข)

รูปที่ 7 (ก) ทิศทางการไหลของกระแส และ (ข) ความหนาแน่นกระแสที่ความถี่ 3.5 GHz



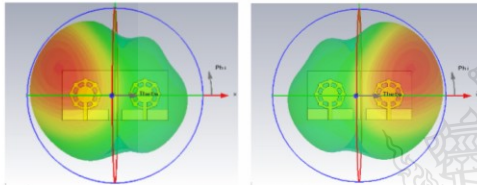
(ก)



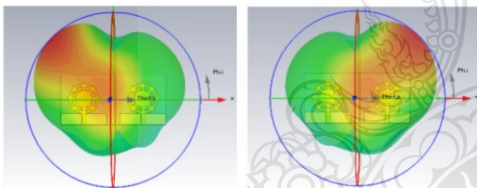
(ข)

รูปที่ 8 (ก) ทิศทางการไหลของกระแส และ (ข) ความหนาแน่นกระแส ที่ความถี่ 5.2 GHz

รูปที่ 9-10 แสดงรูปแบบการแผ่พลังงานระยะไกล (Radiation Pattern) ของสายอากาศแบบสามมิติ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ 3.5 GHz และ 5.2 GHz ซึ่งจะเห็นว่าในระนาบ XZ มีการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางและในระนาบ YZ เป็นแบบสองทิศทาง



รูปที่ 9 การแผ่พลังงานระยะไกลแบบสามมิติที่ความถี่ 3.5 GHz



รูปที่ 10 การแผ่พลังงานระยะไกล แบบสามมิติที่ความถี่ 5.2 GHz

4. สรุปผล

บทความนี้ได้นำเสนอสายอากาศขนาดกะทัดรัดแบบวงแหวนสองพอร์ตที่ส่งสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป โคอर्डิเนตจูนรอนทันทันทุนค่าชนิด FR4 จากผลการจำลอง และการวัดทดสอบ จะเห็นได้ว่าสายอากาศมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE802.15.3a และมีผลกระทบจากค่าเชื่อมต่อกัน (Mutual Coupling) ของสายอากาศทั้งสองพอร์ตมีค่าน้อย ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation Coefficient) เฉลี่ยต่ำกว่า 0.1 ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งาน จึงทำให้สายอากาศในบทความนี้มีประสิทธิภาพที่เหมาะสมสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO-UWB

เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Q. Yang and G. B. Giannakis, "Ultra-wideband communications: An idea whose time has come," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 21, no. 6, pp. 26-54, Nov. 2004.
- [2] M. Jusoh, M. F. Jamlos, M. R. Kamarudin and F. Malek, "A MIMO ANTENNA DESIGN CHALLENGES FOR UWB APPLICATION," *Electromagnetics Research B, Vol. 36, pp. 357-371, 2012.*
- [3] Najam, A.I.; Duroc, Y.; Tedjini, S. "Design & characterization of an antenna system for UWB-MIMO communications systems," *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference*, pp. 1-5, 2010.
- [4] Jyoti R. Panda, P. Kakumanu and R.S. Kshetrimayum "A Wide-band Monopole Antenna in Combination with a UWB Microwave Band-pass Filter for Application in UWB Communication System," *Annual IEEE India Conference (INDICON), 2010.*
- [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design 3rd Edition*, New York: Wiley, 2005.
- [6] Terence S. P. See, Aileen M. L. Swee, Zhi Ning Chen, "Correlation Analysis of UWB MIMO Antenna System Configurations," *proceedings of the 2008 IEEE international conference on Ultra-Wideband (ICUWB2008)*, vol. 2, pp. 105-108, 10-12 Sept. 2008.



Mr. PEUV POCH สำเร็จการศึกษา วท.บ. สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ จากมหาวิทยาลัยบูรพา วิทยาเขตสระแก้ว ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยอาชีวศึกษาจันทบุรี และกำลังศึกษาในระดับปริญญาโท (วศ.ม) สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี



ผศ.ดร. ไพฑูรย์ รักเหลือ สำเร็จการศึกษา อ.ศ.บ. เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ (เกียรตินิยมอันดับ 2), วศ. ม. วิศวกรรมสารสนเทศ และ วศ.ด. วิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองหัวหน้าภาควิชาฯ ภาควิชาการ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	Mr. Poch Peuv
วัน เดือน ปีเกิด	10 ธันวาคม 2529
ที่อยู่	หมู่บ้านภูมิกะไคย ตำบลไพรดาฮู อำเภอสะเต็งแสน จังหวัดกำแพงเพชร ประเทศไทย
การศึกษา	
พ.ศ. 2550	สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรม วิทยาลัยเทคนิคศรีสะเกษ
พ.ศ. 2556	สำเร็จการศึกษาระดับวิทยาศาสตร์บัณฑิต (วท.บ.) สาขาวิชาเทคโนโลยีสารสนเทศ มหาวิทยาลัยบูรพา วิทยาเขตสระแก้ว
ประสบการณ์ทำงาน	ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีกำแพงเพชร ราชอาณาจักรกำแพงเพชร พ.ศ. 2552 ถึงปัจจุบัน
เบอร์โทรศัพท์	(+66) 9-9351-5052, (+855) 97-80444-81
อีเมล	pochpeuv@mail.rmutt.ac.th

