

การออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็ก
ประดิษฐ์สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2557

**DESIGN OF DUAL-BAND ANTENNA USING A PATCH
AND ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR GROUND
PLANES FOR WLAN AND WIMAX**



Kanchanee Pengthaisong



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

Suranaree University of Technology

Academic Year 2014

การออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์
สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับเป็นหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ผศ. ดร.ชุตินา พรหมมาก)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

กาญจน์ เฟิงไชสง : การออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะ
แม่เหล็กประดิษฐ์ สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์ (DESIGN OF A
DUAL-BAND ANTENNA USING A PATCH AND ARTIFICIAL MAGNETIC
CONDUCTOR GROUND PLANES FOR WLAN AND WIMAX) อาจารย์ที่ปรึกษา :
ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์, 111 หน้า.

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้ถูกพัฒนาไปอย่างรวดเร็วมาก ทั้งในระบบ
เครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network : WLAN) และการทำงานร่วมกันทั่วโลก
สำหรับการเข้าใช้ในระบบไวแมกซ์ (Worldwide Interoperability for Microwave Access :
WiMAX) ซึ่งแต่ละระบบสามารถรองรับการใช้งานได้หลายย่านความถี่ จึงทำให้การออกแบบ
สายอากาศแบบหลายความถี่ได้รับความสนใจมากขึ้น โดยสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเป็น
สายอากาศที่ได้รับความนิยมนำมาใช้งานมากในการสื่อสารแบบไร้สาย เนื่องจากมีขนาดเล็ก
น้ำหนักเบา ต้นทุนต่ำ และมีโครงสร้างที่ง่าย อย่างไรก็ตามสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเป็น
สายอากาศที่มีอัตราขยายต่ำและแบนด์วิดท์แคบ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอสายอากาศสอง
ความถี่โดยใช้แพทช์ที่มีร่องรูปตัวยู (U-slot) หลาย ๆ ตัวร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์
(Artificial Magnetic Conductor : AMC) และพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Frequency Selective Surface
: FSS) เป็นชั้นวางซ้อน (Superstrate) ของสายอากาศ ซึ่งเหมาะสำหรับประยุกต์ใช้งานในเครือข่าย
ท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์ที่ครอบคลุมย่านความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ตามลำดับ และ
ทำให้อัตราขยายของสายอากาศสูงขึ้น

KANCHANEE PENGTHAISONG : DESIGN OF A DUAL-BAND

ANTENNA USING A PATCH AND ARTIFICIAL MAGNETIC

CONDUCTOR GROUND PLANES FOR WLAN AND WIMAX.

THESIS ADVISOR : ASST. PROF. PIYAPORN MEESAWAD, Ph.D.,

111 PP.

MULTIPLE U-SLOTTED ANTENNA/ MICROSTRIP PATCH ANTENNA/
FREQUENCY SELECTIVE SURFACE/ ARTIFICIAL MAGNETIC CONDUCTOR

At present the wireless communication technology is rapidly developed in both the wireless local area network (WLAN) and the worldwide interoperability for microwave access (WiMAX), each system can support multiple frequency bands, therefore, the antenna design has received more attention of multi-band antenna. A microstrip patch antennas is the most popular type of conformal microstrip patch in wireless communication systems because it has inherent advantages of small, lightweight, low cost and simple structure. However, the most serious problem of a patch antenna is its low gain and narrow bandwidth. For that reason, this thesis proposes a dual-band antenna using multiple U-slotted patch with artificial magnetic conductor (AMC) as the ground plane and frequency selective surface (FSS) as a superstrate. The antenna is suitable for WLAN and WiMAX applications at the frequency band of 2.45 GHz and 3.5 GHz, respectively, and the gain of the antenna is enhanced.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature _____

Academic Year 2014

Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ที่คอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษาอย่างดี มาโดยตลอด ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พิระพงษ์ อุฑารสกุล ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการและให้โอกาสในการศึกษา

คุณสรันย์ คัมภีร์ภัทร คุณเกวาทรา คำพิกุล คุณนุชนาฎ ฝาเพ็ยม คุณชมพูนุท ยอดนวล คุณอารีญา บำรุงสุข คุณศิริกัญญา อาสา คุณเจษฎา มณฑาสวรรณ และพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้คำปรึกษา ให้กำลังใจ และช่วยเหลือ ทั้งในด้านวิชาการและด้านวิทยานิพนธ์อย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

กาญจณี เพ็งไธสง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญรูป.....	ฉ
สารบัญตาราง.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมติฐานของการวิจัย.....	2
1.4 ขีดกลางเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	3
1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย.....	3
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	4
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย.....	4
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	4
1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	5
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
1.8 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	5
2 ทัศนวิสัยวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6

2.2 ปรัชญาวัฒนธรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง7



สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2.1	สายอากาศไมโครสตริป	7
2.2.2	พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน	10
2.2.3	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะ แม่เหล็กประติษฐ์	11
2.2.4	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับชั้นวางซ้อน	12
2.3	สรุป	12
3	ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	11
3.1	ทฤษฎีสายอากาศแบบแพทช์ไมโครสตริป	11
3.2	ทฤษฎีพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน	22
3.3	กราวด์ตัวนำแม่เหล็กประติษฐ์	26
3.4	ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ	27
3.5	บทสรุป	28
4	การออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์	29
4.1	การศึกษาสายอากาศไมโครสตริป	29
4.1.1	การคำนวณหาความกว้าง ความยาวและจุดป้อนสัญญาณ	30
4.1.2	การจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	33
4.1.3	ความยาวของแพทช์ไมโครสตริป	35
4.1.4	ความกว้างของแพทช์ไมโครสตริป	35
4.1.5	ความหนาของวัสดุฐานรอง	37
4.1.6	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับร่องตัวยู	41
4.2	การศึกษาผลกระทบของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่	45
4.2.1	ระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์ (H_1)	47
4.2.2	ความยาวตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป (P_w)	48
4.2.3	ระยะห่างจุดป้อนสัญญาณ (P_f)	49
4.2.4	ความกว้างของร่องตัวยู (P_g)	50

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.5	ระยะห่างระหว่างร่องตัวยู (a)	51
4.2.6	ระยะห่างร่องตัวยู (b)	52
4.2.7	ความยาวของร่องตัวยู (P)	53
4.2.8	ความยาวตัวของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป (P_1)	53
4.3	การศึกษากราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์	58
4.3.1	การจำลองกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์	59
4.3.2	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ W_1	60
4.3.3	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ W_2	61
4.3.4	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ W_3	61
4.3.5	การเลือกขนาดของกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์	62
4.4	การจำลองกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ...	63
4.5	การศึกษาชั้นวางซ้อน	68
4.5.1	การจำลองแบบชั้นวางซ้อน	69
4.5.2	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_1	70
4.5.3	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_2	71
4.5.4	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_3	71
4.5.5	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_4	72
4.5.6	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_5	72
4.5.7	การเลือกขนาดของชั้นวางซ้อน	73
4.6	การจำลองชั้นวางซ้อนร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	75
4.7	สรุป	79
5	การทดสอบ และวิเคราะห์ผล	80
5.1	วิธีการสร้างและวัดทดสอบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบ	80
5.2	วิธีการสร้างกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบ	83
5.3	วิธีการสร้างสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน	86

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.4	การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสายอากาศแพทช์ร่วมกับ กราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน.....	86
5.5	การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์.....	87
5.6	ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	88
5.7	ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	91
5.8	สรุป.....	93
6	สรุปการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	94
6.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	94
6.2	ปัญหา และข้อเสนอแนะ.....	98
6.3	แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	95
	รายการอ้างอิง.....	96
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	98
	ภาคผนวก ข. โค้ดโปรแกรม.....	106
	ประวัติผู้เขียน.....	111

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก8
2.2	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีรูปร่างเป็นร่องรูปตัวยูหลาย ๆ ตัว9
2.3	การปรับรูปร่างของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานให้เป็นรูปร่างต่างๆ..... 10
2.4	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ 11
2.5	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับชั้นวางซ้อน 12
3.1	ลักษณะการป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปรูปร่างสี่เหลี่ยมและรูปร่างกลม..... 14
3.2	กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพทช์ 15
3.3	ตัวอย่างสายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปร่างสี่เหลี่ยมมุมฉาก 16
3.4	การป้อนสัญญาณสายอากาศไมโครสตริป..... 17
3.5	แบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ..... 18
3.6	การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา d23
3.7	ลักษณะรูปร่างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านแบบต่างๆ 24
3.8	รูปร่างและการตอบสนองของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เมื่อพื้นที่สี่เหลี่ยมคือส่วนที่เป็นฉนวน ..25
3.9	รูปแบบสี่เหลี่ยมของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน..... 26
3.10	โครงสร้างของกราวด์ตัวนำแม่เหล็กประติษฐ์.....26
3.11	แหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเหเข้าใกล้ศูนย์และแบบจำลอง เมื่อใช้กับสายอากาศไมโครสตริป 27
4.1	โครงสร้างการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป 30
4.2	ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป..... 34
4.3	ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า L 35
4.4	ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า W36
4.5	ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป..... 36
4.6	แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz..... 37
4.7	ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h 37
4.8	แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป..... 38

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเมื่อเพิ่มขนาดวัสดุฐานรอง.....	40
4.10 โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป.....	41
4.11 โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่เปรียบเทียบร่อง.....	43
4.12 ผลการจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่เปรียบเทียบร่อง.....	43
4.13 ผลการจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่สองความถี่.....	46
4.14 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า H_1	48
4.15 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_w	48
4.16 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_f	49
4.17 ค่า S_{11} ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่.....	49
4.18 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_g	51
4.19 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a	51
4.20 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า b	52
4.21 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P	53
4.22 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_l	53
4.23 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่.....	54
4.24 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงานและสนามระยะใกล้ ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่.....	56
4.25 โครงสร้างของกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขัณฑ์หนึ่งหน่วย.....	59
4.26 การจำลองแบบกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขัณฑ์โดยค่าพารามิเตอร์จากการคำนวณ.....	60
4.27 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ W_1	60
4.28 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ W_2	61
4.29 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ W_3	61
4.30 ค่า S_{11} ของกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขัณฑ์ขนาด 4x4.....	62
4.31 โครงสร้างตัวนำแม่เหล็กประติขัณฑ์แบบช่วงความถี่ผ่าน.....	63
4.32 ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขัณฑ์.....	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.33	รูปแบบการแผ่พลังงานของสนามระยะใกล้สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์.....65
4.34	โครงสร้างของชั้นวางซ้อนหนึ่งหน่วย.....69
4.35	การจำลองแบบชั้นวางซ้อนโดยค่าพารามิเตอร์จากการคำนวณ.....70
4.36	ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_170
4.37	ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_271
4.38	ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_372
4.39	ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_472
4.40	ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_573
4.41	การจำลองชั้นวางซ้อน ขนาด 4x4.....73
4.42	ค่า S_{11} ของชั้นวางซ้อนขนาด 4x4.....74
4.43	ค่าดัชนีหักเหของชั้นวางซ้อนขนาด 4x4.....74
4.44	ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับชั้นวางซ้อน.....76
4.45	รูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับชั้นวางซ้อน.....77
5.1	โปรแกรม AutoCAD 2011 แปลงไฟล์.....81
5.2	โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB.....81
5.3	สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบ.....82
5.4	โปรแกรม AutoCAD 2011 แปลงไฟล์.....84
5.5	โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB.....84
5.6	แผ่นกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบที่สร้างขึ้น.....85
5.7	รูปที่ 5.7 สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบที่สร้างขึ้น.....86
5.8	ผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ต้นแบบ.....87
5.9	ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ต้นแบบ.....88

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10	
วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์.....	89
5.11	
แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดทดสอบ.....	91
5.12	
วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์...	92



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1	ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป42
4.2	อัตราขยายของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับร่องตัวยู.....45
4.3	ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่46
4.3	ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ ปรับครั้งที่ 2.....50
5.1	ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบ83
5.2	ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และ85
5.3	ค่าอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์93
6.1	คุณลักษณะของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็ก ประดิษฐ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบ.....95



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารไร้สายนับว่ามีความสำคัญต่อชีวิตมนุษย์เป็นอย่างมากมาตั้งแต่สมัยโบราณ จนถึงปัจจุบัน และมีปริมาณความต้องการใช้งานเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว เนื่องจากมีความสะดวกและรวดเร็วในการค้นหาหาข้อมูลทั้งภาพและเสียง ไม่ว่าจะเป็นทางธุรกิจ และการศึกษา เป็นต้น ซึ่งเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network : WLAN) เป็นเทคโนโลยีที่ใช้ในปัจจุบัน มีพื้นที่ครอบคลุมการให้บริการประมาณ 100 เมตร เมื่อเปรียบเทียบกับปริมาณความต้องการของผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้นและแพร่กระจายเป็นวงกว้าง อาจจะไม่เพียงพอกับผู้ใช้งาน เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้งาน จึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีที่ใช้คลื่นไมโครเวฟสำหรับสื่อสารที่สามารถทำงานร่วมกันได้ทั่วโลก (Worldwide Interoperability for Microwave Access : WiMAX) หรือที่เรียกว่า ระบบ ไวแมกซ์ ขึ้นมาให้บริการรองรับผู้ใช้ที่อยู่ในพื้นที่ห่างไกล เพราะวาระบบไวแมกซ์มีพื้นที่ครอบคลุมการให้บริการประมาณ 48 กิโลเมตร ดังนั้นการออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยเฉพาะความต้องการในการใช้สายอากาศในพื้นที่การให้บริการของเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายความถี่ 2.45 GHz และระบบไวแมกซ์ความถี่ 3.5 GHz จึงเป็นหัวข้อวิจัยที่น่าสนใจ เนื่องจากสายอากาศสองความถี่มีข้อดี คือ ประหยัดค่าใช้จ่าย ลดจำนวนสายอากาศ และลดพื้นที่ในการติดตั้งสำหรับสถานีฐาน

สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมนำมาใช้งานมากในการสื่อสารแบบไร้สาย เนื่องจากมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ต้นทุนต่ำ และมีโครงสร้างที่ง่าย อย่างไรก็ตามสายอากาศไมโครสตริปมีข้อเสียในเรื่องอัตราขยายต่ำ และความกว้างแถบที่แคบ เนื่องมาจากธรรมชาติของการเกิดความถี่เรโซแนนซ์บนโครงสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ดังนั้นจึงมีการนำเสนอเทคนิคใหม่ ๆ ขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาในเรื่องการเพิ่มความกว้างแถบ และการเพิ่มอัตราขยายให้สามารถนำไปใช้กับงานได้จริง สำหรับการเพิ่มความกว้างแถบและเพิ่มอัตราขยายสามารถทำได้หลายวิธี เช่น การเพิ่มความสูงให้กับวัสดุฐานรองบนโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป การนำสายอากาศแบบช่องเปิดมาประยุกต์ใช้งานบนโครงสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีร่องรูปแบบต่าง ๆ การนำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านทำหน้าที่เป็นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อนมาใช้งานร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป เป็นต้น นอกจากนี้

สายอากาศไมโครสตริปยังนำมาใช้งานแบบหลายความถี่ได้ โดยการนำสายอากาศแบบช่องเปิดมาประยุกต์ใช้งานบนโครงสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีร่องรูปแบบต่างๆ เช่น รูปตัวยู (U-slot) และรูปตัวแอล (L-slot) เป็นต้น

เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ที่มีสล็อตรูปตัวยู (U-slot) หลาย ๆ ตัวร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ (Artificial Magnetic Conductor : AMC) และพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Frequency Selective Surface : FSS) เป็นชั้นวางซ้อน (Superstrate) ของสายอากาศ ซึ่งกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์จะออกแบบตามโครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน สำหรับประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่น ไร้สายและระบบไวแมกซ์ที่ครอบคลุมย่านความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz โดยโครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านมีการใช้งานอย่างแพร่หลายในวิศวกรรมสายอากาศ เนื่องจากมีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ มีน้ำหนักเบา ต้นทุนในการผลิตต่ำ สามารถสร้างและออกแบบได้ง่ายตามรูปร่างทางเรขาคณิต โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านยังมีหน้าที่ในการกรองความถี่ของคลื่น ซึ่งสามารถแบ่งออกตามการตอบสนองความถี่ได้ 4 ประเภท คือ ความถี่ต่ำผ่าน (low pass) ความถี่สูงผ่าน (high pass) แถบความถี่ผ่าน (band pass) และแถบความถี่หยุดผ่าน (band stop) ดังนั้นเมื่อนำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านนี้มาใช้งานร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป จะทำให้สามารถเลือกแถบความถี่ที่ต้องการใช้งานได้และทำให้อัตราขยายของสายอากาศสูงขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน สำหรับประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่น ไร้สายและระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz
- 1.2.2 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

- 1.3.1 เมื่อปรับโครงสร้างของกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์จะมีผลให้ความกว้างแถบสูงขึ้น
- 1.3.2 เมื่อวางกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับกราวด์ ด้วยความสูงที่เหมาะสมจะมีผลให้อัตราขยายเชิงทิศทางสูงขึ้น และสายอากาศมีแบนด์วิดธ์สูงขึ้น

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.4.1 ออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูงโดยวางกราวด์โลหะแม่เหล็กประชิดระหว่างกราวด์และแพทช์ไมโครสตริป และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz
- 1.4.2 สร้างสายอากาศต้นแบบ สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz เพื่อทำการวัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.5.1 จำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz
- 1.5.2 จำลองแบบกราวด์โลหะแม่เหล็กประชิดด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 2.45 GHz
- 1.5.3 ออกแบบวางกราวด์โลหะแม่เหล็กประชิดระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับกราวด์ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz
- 1.5.4 จำลองแบบชั้นวางซ้อนด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz
- 1.5.5 ออกแบบชั้นวางซ้อนระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz
- 1.5.6 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบผลวัดทดสอบและผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

- 1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย
 - 1.6.1.1 การศึกษา และเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
 - 1.6.1.2 วิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
 - 1.6.1.3 วิเคราะห์และออกแบบกราวด์โลหะแม่เหล็กประชิดที่ความถี่ 2.45 GHz ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

- 1.6.1.4 จำลองแบบกราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์วางระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับกราวด์ ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 1.6.1.5 วิเคราะห์และออกแบบชั้นวางซ้อนสองความถี่ ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio
- 1.6.1.6 จำลองแบบชั้นวางซ้อนวางบนสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 1.6.1.7 สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยาย และการสูญเสียย้อนกลับ เปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ
- 1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

 - 1.6.2.1 การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
 - 1.6.2.2 ออกแบบและวิเคราะห์กราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์ร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
 - 1.6.2.3 ออกแบบและวิเคราะห์ชั้นวางซ้อนร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
 - 1.6.2.4 สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน คำนวนอัตราขยาย และวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ
- 1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สายอาคารเครื่องมือ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000
- 1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย
 - 1.6.4.1 โปรแกรม CST Microwave Studio 2009
 - 1.6.4.2 โปรแกรมแมทแลบ (Mathlab)
 - 1.6.4.3 เครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย (network analyzer)
 - 1.6.4.4 คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer)
- 1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล
 - 1.6.5.1 เก็บผลการทดสอบกราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์และชั้นวางซ้อนบนสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.6.5.2 เก็บผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน

1.6.5.3 คำนวณอัตราขยายเชิงทิศทาง

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศที่มีอัตราขยายเชิงทิศทางสูงสำหรับใช้งานในเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายและระบบไวแมกซ์ ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้สายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็ก ประคิษฐ์และชั้นวางซ้อน สำหรับประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ที่มีโครงสร้างง่าย น้ำหนักเบา และอัตราขยายเชิงทิศทางสูง

1.7.2 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย

1.8 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บท

บทที่ 1 เป็นบทนำกล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตวิทยานิพนธ์ สมมติฐานของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตวิทยานิพนธ์ วิธีดำเนินวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 ปรีทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งประกอบด้วยวิทยานิพนธ์ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

บทที่ 3 ทฤษฎีสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป กราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์ และชั้นวางซ้อน

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์ และการออกแบบกราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์และชั้นวางซ้อนร่วมกับสายอากาศสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป และการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างสายอากาศต้นแบบ และผลการวัดจากห้องปฏิบัติการซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย (Gain)

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผล ข้อเสนอแนะ แนวทางแก้ไข และแนวทางการพัฒนาในอนาคต

บทที่ 2

ปรัทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศมีหน้าที่ที่สำคัญในระบบการสื่อสาร คือ การแผ่กระจายกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกไปหรือในทางกลับกันใช้สำหรับการแผ่กระจายกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเข้ามา ดังนั้นการเลือกใช้สายอากาศที่มีความเหมาะสมสำหรับใช้งานก็จะส่งผลให้ระบบการสื่อสารมีประสิทธิภาพ สายอากาศที่ใช้สำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและเทคโนโลยีไวแมกซ์มีด้วยกันหลายแบบหลายชนิด โดยมีโครงสร้างที่แตกต่างกันออกไป และได้มีการพัฒนาและปรับปรุงมาโดยตลอด เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อมากที่สุด โดยในบทนี้กล่าวถึงปรัทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศสองความถี่ที่ใช้กับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและเทคโนโลยีไวแมกซ์ โดยศึกษาสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป เพื่อให้ทราบถึงคุณลักษณะของสายอากาศ ข้อดี และข้อเสียที่เกิดขึ้น และบทนี้จะกล่าวถึงปรัทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิธีการในการปรับปรุงข้อเสียของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป โดยใช้พื้นผิวเลือกความถี่ที่ทำหน้าที่เป็นกราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์และชั้นวางซ้อน เพื่อให้สอดคล้องกับสายอากาศสองความถี่สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและเทคโนโลยีไวแมกซ์ เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์ และออกแบบสายอากาศต่อไป

2.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายได้ถูกพัฒนาไปอย่างรวดเร็วมาก ทั้งในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network : WLAN) และการทำงานร่วมกันทั่วโลกสำหรับการเข้าใช้ในระบบไวแมกซ์ (Worldwide Interoperability for Microwave Access : WiMAX) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายที่มีการพัฒนาเพื่อตอบสนองการขยายตัวของผู้ใช้บริการอินเทอร์เน็ตทั่วโลก หลายประเทศได้กำหนดเป็นนโยบาย (Broadband policy) เพื่อให้ประชาชนสามารถใช้บริการอินเทอร์เน็ตได้อย่างทั่วถึง เพราะทุกวันนี้การเข้าถึงข้อมูลเป็นสิ่งจำเป็นใครที่มีข้อมูลมากกว่า และเร็วกว่าจะเป็นผู้ได้เปรียบในการตัดสินใจในเรื่องต่างๆ โดยเฉพาะทางด้านธุรกิจ ลักษณะการให้บริการบรอดแบนด์ไร้สายแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ บริการบรอดแบนด์ไร้สายประจำที่ (Fixed Wireless Broadband) และบริการบรอดแบนด์ไร้สายเคลื่อนที่ (mobile broadband) การให้บริการบรอดแบนด์ไร้สายประจำที่เป็นการให้บริการเช่นเดียวกับการ

ให้บริการบรอดแบนด์ตามสายเพียงแค่ว่าใช้คลื่นวิทยุเป็นสื่อในการรับส่งข้อมูล ผู้ใช้ต้องมีสายอากาศ และอยู่ประจำที่หรือผู้ใช้อาจเคลื่อนย้ายตำแหน่งอย่างช้า ๆ (nomadic) ขณะรับส่งข้อมูล เนื่องจากข้อจำกัดของสมรรถนะทางเทคโนโลยีของบรอดแบนด์ไร้สายประจำที่ จึงทำให้มีการพัฒนาเทคโนโลยีเพื่อให้ผู้ใช้สามารถใช้บริการบรอดแบนด์ขณะเคลื่อนที่ และยังมีการพัฒนาต่อไปอย่างไม่หยุดยั้งในอนาคต ซึ่งองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญคือสายอากาศ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับ และส่งสัญญาณที่ถูกเลือกมาใช้เพื่อให้เกิดความเหมาะสม และตอบสนองต่อความต้องการของระบบอย่างลงตัวที่สุด ซึ่งได้มีการพัฒนา และปรับปรุงมาโดยตลอด เพื่อให้สายอากาศเกิดประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อมากที่สุด สายอากาศทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศ และในทางกลับกันยังทำหน้าที่ในการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไปการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึงการใช้งานเป็นสำคัญ เนื่องจากการใช้งานที่ต่างกันย่อมมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันตามไปด้วย สำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานในเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายคือ สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna)

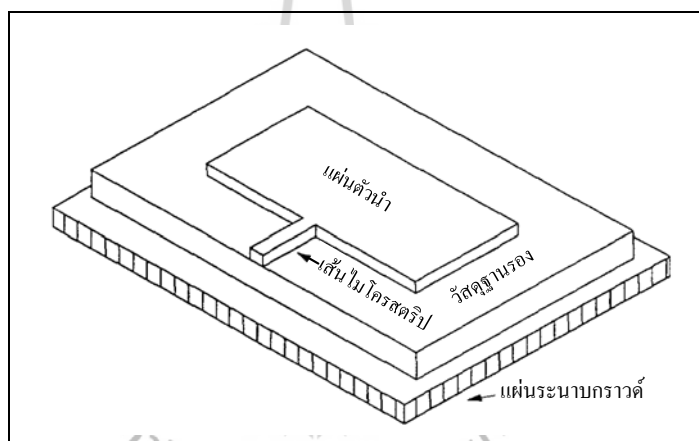
2.2 ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.2.1 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

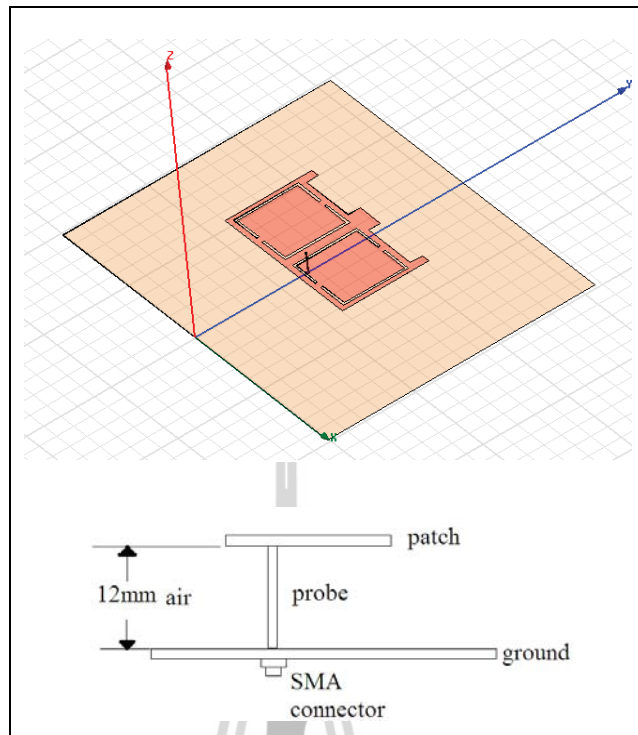
สายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ประกอบด้วยส่วนที่เป็นแผ่นหรือแพทช์ (patch) ที่เป็นตัวนำ โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม ซึ่งจะถูกแยกออกจากกันด้วยแผ่นระนาบกราวด์ที่มีความบาง (เป็นเศษส่วนของความยาวคลื่น) และมีลักษณะเป็นชั้นหรือที่เรียกว่าวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก แสดงดังรูปที่ 2.1 แพทช์ไมโครสตริปได้รับความนิยมอย่างมากในการใช้งานทางด้านสายอากาศ เนื่องจากมีลักษณะแบนราบ ไม่ด้านลม และยังมีข้อดีในแง่ของราคา ถูก ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และมีความสะดวกในการสร้างและการติดตั้ง อย่างไรก็ตามสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีอัตราขยายต่ำ และแบนด์วิดท์แคบ สำหรับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปแบบความถี่เดียวใช้เทคนิคการปรับรูปร่างของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานโดยการเพิ่มร่องรูปตัวยู (U-Slot) หลาย ๆ ตัว (Xiaoang Li and Chao Li, 2010) ซึ่งสายอากาศนี้ถูกสร้างบนแผ่นทองแดงที่มีความหนา 0.1 มิลลิเมตร และกราวด์มีความหนา 0.2 มิลลิเมตร ใช้วัสดุฐานรองเป็นอากาศที่มีความหนา 12 มิลลิเมตร เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ แสดงดังรูปที่ 2.2 ลักษณะการทำงานของร่องรูปตัวยูที่เพิ่มเข้าไป ส่งผลให้สายอากาศนี้มีอัตราขยายสูงจากการไปเสริมของ

สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐาน และความหนาของวัสดุฐานรองที่เป็นอากาศส่งผลให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์กว้าง แต่พบข้อเสียในเรื่องของโครงสร้างสายอากาศที่ไม่แข็งแรง

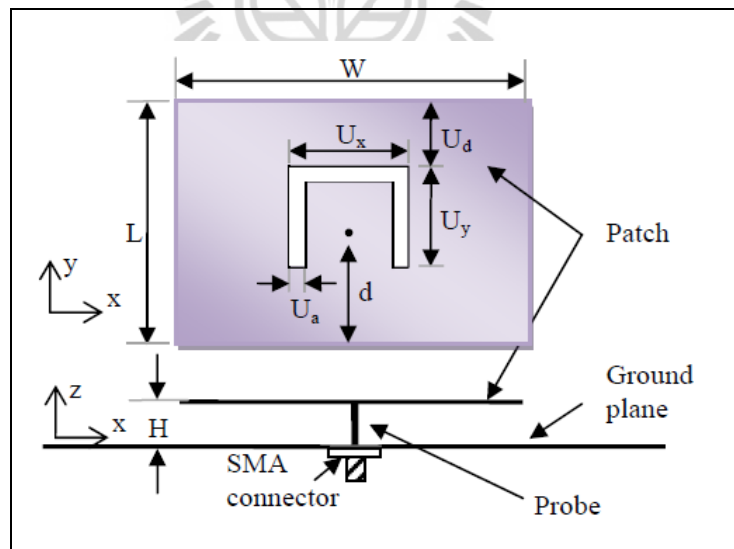
ในปัจจุบันสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปแบบสองความถี่ได้ถูกนำประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายได้แก่ เทคนิคการปรับปรุงร่างของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานให้เป็นรูปร่างต่างๆ เช่น สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีการเพิ่มร่องรูปตัวยู (U-Slot) (Kai Fong Lee, Shing Lung Steven Yang, Ahmed Kishk, 2009) (Huiqing Zhai, Qiqiang Gao, Changhong Liang, Rongdao Yu, and Sheng Liu, 2014) และสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีการเพิ่มร่องรูปตัวแอล (L-Slot) (Dinesh Yadav, 2011) แสดงดังรูปที่ 2.3 เพื่อให้เกิดเรโซแนนซ์สองความถี่ขึ้น แต่สายอากาศทั้งสองแบบนี้จะมีแบนด์วิดท์แคบและอัตราขยายต่ำ เนื่องจากต้องแบ่งกำลังงานให้กับสองความถี่



รูปที่ 2.1 สายอากาศไมโครสตริปรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก

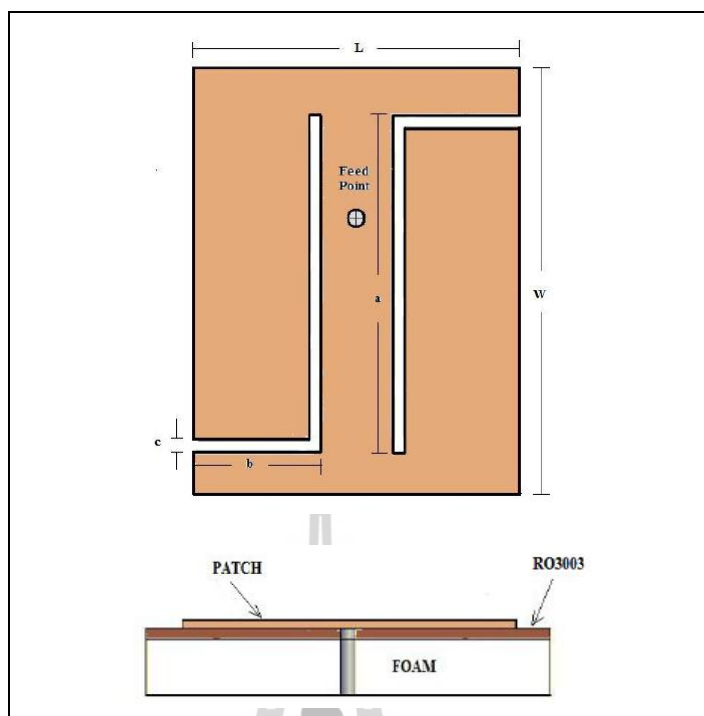


รูปที่ 2.2 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีรูปร่างเป็นร่องรูปตัวยูหลาย ๆ ตัว



(ก) การเพิ่มร่องรูปตัวยู

รูปที่ 2.3 การปรับรูปร่างของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานให้เป็นรูปร่างต่างๆ



(ข) การเพิ่มร่องรูปตัวแอล

รูปที่ 2.3 การปรับรูปร่างของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานให้เป็นรูปร่างต่างๆ (ต่อ)

จากงานปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้กล่าวมาข้างต้น สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ยังคงเป็นที่สนใจ และถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายจากอดีตจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนทำให้ออกแบบและสร้างง่าย

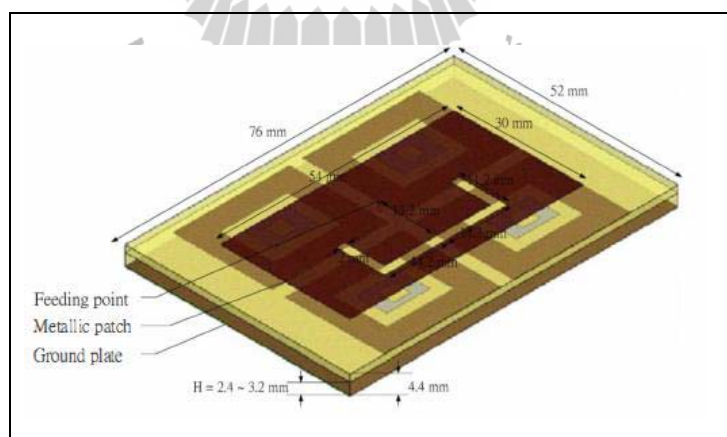
2.2.2 พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านมีการใช้งานอย่างแพร่หลายในวิศวกรรมสายอากาศ เนื่องจากมีคุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ มีน้ำหนักเบา ต้นทุนในการผลิตต่ำ สามารถสร้างและออกแบบได้ง่ายตามรูปร่างทางเรขาคณิต พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านถูกนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศ โดยจะทำหน้าที่หลายอย่าง คือ กรองความถี่ (filters) (JC Batchelor, E.A. Parker, B. Sanz-Izquierdo, J.-B. Robertson, I.T. Ekpo and A.G. Williamson, 2009) สะท้อนคลื่น (reflectors) (Y. Ranga, L. Matekovits, Karu P. Esselle and Andrew R. Weily, 2011) ชั้นวางซ้อน (Superstrate) (D.H. Lee, YJ. Lee, J. Yeo, R. Mittra and WS. Park, 2007) และตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์ (artificial magnetic conductors, AMC) (A.P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J.C. Vardaxoglou, 2005) เป็นต้น ซึ่งพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านสามารถแบ่งออกตามการตอบสนองความถี่ได้ 4 ประเภท คือ

ความถี่ต่ำผ่าน (low pass) ความถี่สูงผ่าน (high pass) แถบความถี่ผ่าน (band pass) และแถบความถี่หยุดผ่าน (band stop) การส่งผ่านหรือการสะท้อนกลับของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะขึ้นกับรูปร่างขนาด และโครงสร้างทางเรขาคณิตขององค์ประกอบ (Hsing-Yi Chen and Yu Tao, 2011) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

2.2.3 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐาน

จากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ส่งผลให้ความต้องการในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศมีมากขึ้นตามไปด้วย กราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐานจึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก (Risdy Reinaldi Ihsan and Achmad Munir, 2012) (S.A. Ramakrishna and T.M. Grzegorzcyk, 2009) และถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเป็นกราวด์เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ ดังปริทัศน์วรรณกรรมที่จะกล่าวถึง คือ การนำกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐานวางระหว่างแพทช์กับกราวด์ (Hsing-Yi Chen and Yu Tao, 2010) แสดงดังรูปที่ 2.4 เพื่อเปรียบเทียบผล พบว่าสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐานสามารถให้ประสิทธิภาพของสายอากาศที่ดีกว่าในกรณีที่เป็นกราวด์ธรรมดา เนื่องจากกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐานถูกออกแบบให้ความถี่ปฏิบัติการทั้งสองไม่สามารถส่งผ่านไปได้ ส่งผลให้สายอากาศมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและไม่ยุ่งยากต่อการสร้าง

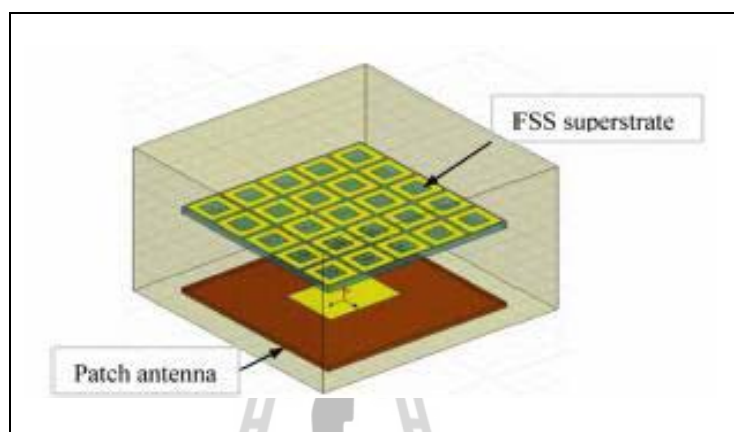


รูปที่ 2.4 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐาน

2.2.4 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับชั้นวางซ้อน

การนำชั้นวางซ้อนมาใช้งานร่วมสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศอีกหนึ่งวิธีที่นิยมอย่างแพร่หลาย เนื่องจากง่ายต่อการออกแบบและ

โครงสร้างไม่ซับซ้อน (S. Chaimool, K.L. Chung, and P. Akkaraekthalin, 2010) (Mahmoud Niroo-Jazi, E. Erfani, and Tayeb A. Denidni, 2013) ซึ่งชั้นวางซ้อนจะถูกนำไปวางบนในสายอากาศ (Yongxing Che, Xinyu Hou and Peng Zhang, 2010) แสดงดังรูปที่ 2.5 ที่มีการออกแบบโดยใช้หลักการของพื้นผิวเลือกความถี่ในลักษณะกรองความถี่ไม่ให้ความถี่ปฏิบัติการทั้งสองผ่านไปได้ เพื่อช่วยควบคุมพลังงานของกระแสให้มีทิศทางด้านหน้า ส่งผลให้มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง



รูปที่ 2.5 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับชั้นวางซ้อน

จึงวิเคราะห์ได้ว่ากราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐานและชั้นวางซ้อนสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ โดยมีพลังงานที่โลหะแม่เหล็กประติษฐานและชั้นวางซ้อนช่วยเสริมให้สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น

2.3 สรุป

ตามเนื้อหาที่ได้กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ยังคงเป็นที่นิยมนำมาดัดแปลงรูปร่างและโครงสร้าง เพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพที่สูงขึ้น อีกทั้งยังนำกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐานและชั้นวางซ้อนมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ เพื่อทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้นอีกด้วย

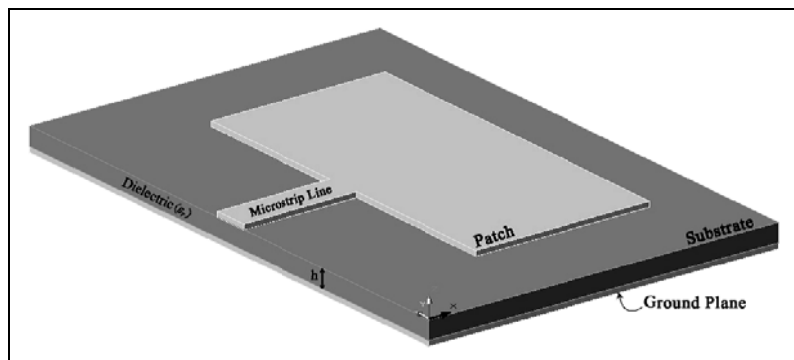
บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

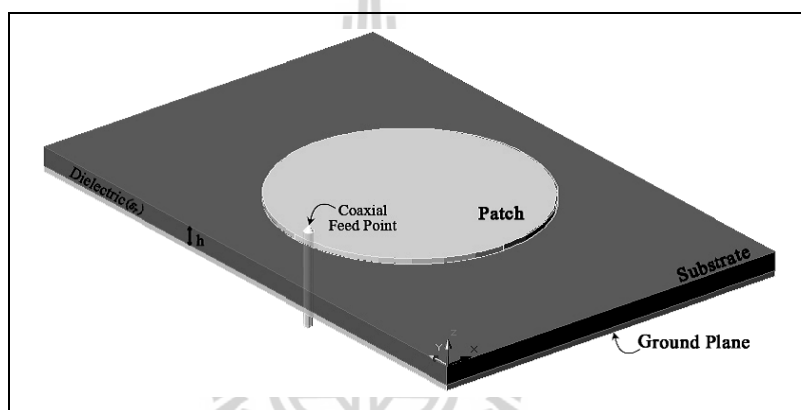
สายอากาศเป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับเปลี่ยนพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอุปกรณ์นำคลื่นให้อยู่ในรูปพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอากาศอิสระในกรณีที่เป็นสายอากาศส่ง หรือในทางกลับกันเมื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับก็จะทำหน้าที่ในการเปลี่ยนพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอากาศอิสระให้เปลี่ยนไปอยู่ในรูปพลังงานของคลื่นที่เดินทางในอุปกรณ์นำคลื่น โดยการทำงานทั้งสองหน้าที่จะต้องทำได้อย่างมีประสิทธิภาพเท่าเทียมกันเท่าที่จะเป็นไปได้ และที่สำคัญในขณะที่ใช้งานนั้น กำลังงานของคลื่นที่แผ่กระจายออกไปในอากาศอิสระจะต้องมีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานไม่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมที่กำหนดหรือออกแบบเอาไว้ ดังนั้นการศึกษาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความสำคัญ ในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติที่เหมาะสมของสายอากาศที่จะเป็นสายอากาศสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และระบบไวแมกซ์ (WiMAX) นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน และทฤษฎีกราวด์ตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์

3.1 ทฤษฎีสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

โดยทั่วไปแล้วสามารถแบ่งโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปได้สามส่วน ซึ่งประกอบด้วยส่วนบนจะเป็นแผ่นตัวนำที่ใช้สำหรับการแผ่กระจายคลื่น ส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่กั้นกลางระหว่างระนาบกราวด์และแผ่นตัวนำ และส่วนที่สามคือ ระนาบกราวด์ สำหรับแผ่นตัวนำโดยทั่วไปมักจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉากหรือวงกลม ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปมีความสะดวกในการสร้างลงในแผ่นวงจรพิมพ์ โดยที่แผ่นตัวนำจะถูกล่างไว้ที่ด้านหนึ่งของแผ่นวงจรพิมพ์ และอีกด้านหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นแผ่นระนาบกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1(ก) เป็นแผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยสัญญาณความถี่วิทยุจะถูกป้อนเข้าที่สายป้อนสัญญาณที่เป็นสตริปโลหะแคบ ๆ (microstrip line feed) และสำหรับรูปที่ 3.2(ข) แสดงแผ่นตัวนำรูปวงกลมที่ป้อนด้วยโพรบแกนร่วม (coaxial probe feed) โดยตัวนำด้านในของแกนร่วมถูกติดอยู่กับแพทช์ที่แผ่คลื่นออกไป ขณะที่ตัวนำด้านนอกถูกเชื่อมต่อกับกราวด์



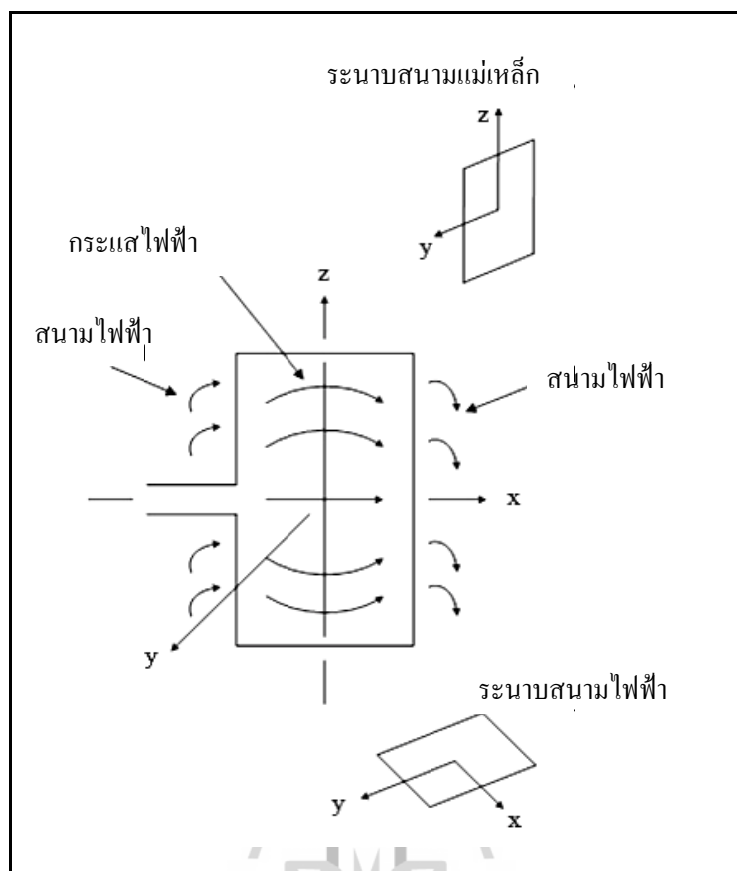
(ก) ป้อนผ่านสายนำสัญญาณไมโครสตริป



(ข) ป้อนผ่านโพรบแกนร่วม

รูปที่ 3.1 ลักษณะการป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมและรูปวงกลม

สำหรับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ความแม่นยำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองถือว่ามีความสำคัญมาก เนื่องจากเป็นพารามิเตอร์สำคัญที่มีผลต่อการเดินทางของคลื่น ความถี่เรโซแนนซ์ และคุณลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยการแสดงคุณลักษณะของแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (characteristics of a rectangular patch) แสดงได้ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นการแสดงกระแสไฟฟ้า และเส้นแรงของสนามไฟฟ้าทั้งภายในและบริเวณรอบ ๆ แพทช์ โดยปกติสนามไฟฟ้าที่บริเวณขอบของแพทช์ที่ถูกต่อด้วยสายนำสัญญาณและด้านตรงข้ามขอบนั้น จะมีผลต่อคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ คลื่นที่แผ่กระจายจากสายอากาศในรูป 3.2 จะมีการโพลาไรซ์เชิงเส้นในแนวนอน ซึ่งระนาบของสนามไฟฟ้า (E-plane) จะมีทิศทางในแนวนอนและระนาบของสนามแม่เหล็ก (H-plane) จะมีทิศทางในแนวตั้ง



รูปที่ 3.2 กระแสไฟฟ้าและลักษณะเส้นแรงไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนแพทช์

โดยอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉากที่มีความยาว $\lambda/2$ จะแสดงในรูปของค่าความต้านทานที่มีคุณสมบัติของการแผ่กระจายคลื่นที่ดี ซึ่งค่าความต้านทานอินพุตที่ความถี่เรโซแนนซ์ (Balanis, 1997) สามารถคำนวณได้จากสมการ (3.1)

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (3.1)$$

เมื่อ G_1 คือ ค่าความนำ (conductance) โดยมีเงื่อนไขดังนี้

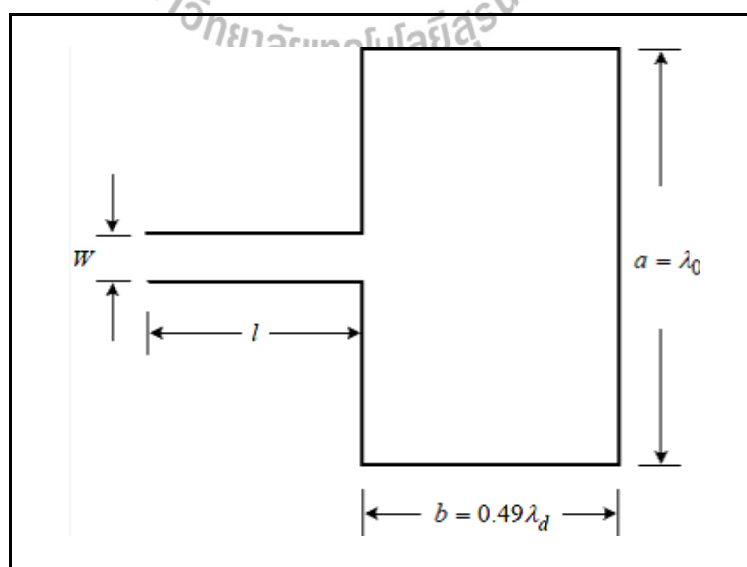
$$G_1 = \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad W \ll \lambda_0 \quad (3.2)$$

$$G_1 = \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 \quad W \gg \lambda_0 \quad (3.3)$$

โดยที่ W เป็นความกว้างสายอากาศ

λ_0 เป็นความยาวคลื่นในอากาศอิสระ

สำหรับการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศไมโครสตริปนั้น ตัวป้อนสัญญาณที่นำมาต่อกับสายอากาศควรมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายเท่ากับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วย โดยสายนำสัญญาณที่จะต่อเข้ากับเครื่องมือวัดและทดสอบสายอากาศนั้นส่วนใหญ่มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม จึงจำเป็นต้องทำการแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป เพื่อให้มีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม ซึ่งในการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปนั้น มีพารามิเตอร์ที่จำเป็นสำหรับการออกแบบ ได้แก่ ความถี่ปฏิบัติงานของสายอากาศ (f_c) หรือความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง (dielectric constant : ϵ_r) และความสูงของไดอิเล็กตริกหรือวัสดุฐานรอง (h) ยกตัวอย่าง เช่น การออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากได้แบ่งเป็นสองส่วนคือ การออกแบบสายอากาศแพทช์และการออกแบบการป้อนสัญญาณ (รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 2548) โดยสามารถหาความกว้าง (a) และความยาว (b) ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงมิติพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปแพทช์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยที่ค่าความนำของสายอากาศแบบแพทช์ไมโครสตริปนั้นจะเป็นฟังก์ชันของความกว้าง (a) และความถี่เรโซแนนซ์จะเป็นฟังก์ชันของความยาว (b) ซึ่งกำหนดได้ดังสมการ (3.4) และสมการ (3.5) ตามลำดับ



รูปที่ 3.3 ตัวอย่างสายอากาศไมโครสตริปพื้นฐานรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก

$$a = \lambda_d = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.4)$$

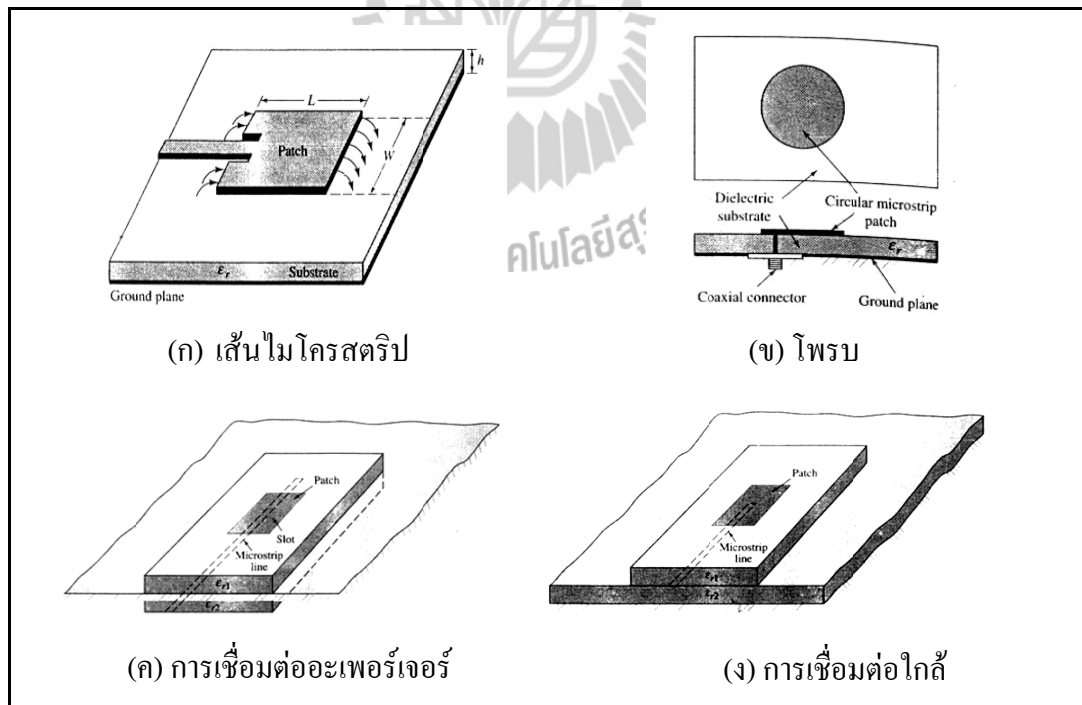
$$b = 0.49\lambda_d = 0.49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.5)$$

โดยที่ λ_d คือความยาวคลื่นในสารไดอิเล็กตริก

λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศอิสระ

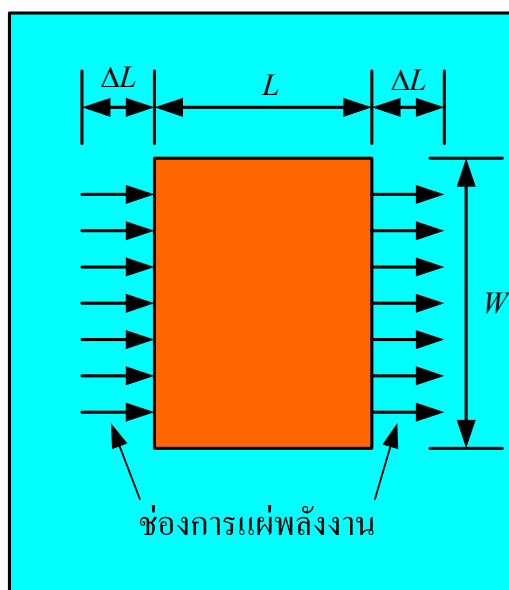
ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง

สายอากาศไมโครสตริปสามารถทำการป้อนสัญญาณได้หลายวิธี แต่ที่นิยมใช้มากที่สุดมี 4 วิธี คือ การป้อนสัญญาณด้วยเส้นไมโครสตริป (microstrip line feed) การป้อนสัญญาณด้วยโพรบแกนร่วม (coaxial probe feed) การป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมต่อโดยใช้ช่องเปิด (aperture coupling feed) และการป้อนสัญญาณด้วยการเชื่อมต่อใกล้ (proximity-coupling feed) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.4(ก) (ข) (ค) และ (ง) ตามลำดับ



รูปที่ 3.4 การป้อนสัญญาณสายอากาศไมโครสตริป

ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เน้นในส่วนของการป้อนสัญญาณด้วยโพรบแกนร่วม โดยตัวนำด้านในของแกนร่วมถูกติดอยู่กับแพทช์ที่แผ่คลื่นออกไป ขณะที่ตัวนำด้านนอกถูกเชื่อมต่อกับกราวด์ ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้กันอย่างแพร่หลาย การป้อนสัญญาณด้วยโพรบแกนร่วมง่ายต่อการสร้างและแมตช์อิมพีแดนซ์ ซึ่งตัวป้อนสัญญาณที่นำมาต่อกับสายอากาศควรจะมีค่าอิมพีแดนซ์ของสายเคเบิลเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วย



รูปที่ 3.5 แบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศ

จากรูปที่ 3.5 แสดงแบบจำลองช่องการแผ่พลังงานของสายอากาศโดยช่องการแผ่พลังงานทั้งสองมีระยะห่าง L แบบของเส้นแนวสนามไฟฟ้าที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรทและบางส่วนของแนวเส้นที่อยู่ในอากาศมีผลต่อความไม่สมบูรณ์ของโหมด Transverse Electric-Magnetic (TEM) ความเร็วเฟสที่ระยะต่างๆ จะมีความแตกต่างกันออกไปทั้งที่อยู่ในอากาศและที่อยู่ในฉนวนชั้นสเตรท เมื่อนำมาแทนในโหมดพื้นฐานของการแพร่กระจายด้วยโหมด Quasi-TEM ฉะนั้นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ϵ_{eff}) จะต้องคำนวณหาใหม่เพื่อความถูกต้องสำหรับสนามฟรินจิง (Fringing) และการกระจายคลื่นในเส้นสนามไฟฟ้า ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกต้องนั้นจะต้องน้อยกว่าค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เนื่องจากสนามฟรินจิงรอบๆ เส้นรอบวงของตัวสายอากาศจะไม่มีขอบเขตในฉนวนชั้นสเตรทแต่ยังแพร่กระจายในอากาศ โดยที่ค่า ϵ_{eff} แสดงดังนี้

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12h}{W} \right]^{-2} \quad (3.6)$$

เมื่อสนามพริ้นจิงก์ตามแบบจำลองที่ขอบตัวสายอากาศทั้งสองด้านแสดงได้ดังนี้

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left[\frac{W}{h} + 0.264 \right]}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left[\frac{W}{h} + 0.8 \right]} \quad (3.7)$$

โดยที่ความยาวประสิทธิผล (L_{eff}) ของตัวสายอากาศมีค่าเท่ากับ

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.8)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (3.9)$$

ตัวสายอากาศแบบรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าจะมีความถี่เรโซแนนซ์ (f_r) สำหรับโหมด TM_{mn} แสดงดังนี้

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.20)$$

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

$$f_{r(TM_{10})} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}} L_{eff}} \quad (3.11)$$

ค่าความกว้างของตัวสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แสดงดังนี้

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{(\varepsilon_r + 1)}{2}}} \quad (3.12)$$

โดยที่ c คือ ค่าความเร็วแสงมีค่าประมาณ 3×10^8 m/s

ส่วนป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศซึ่งใช้การป้อนสัญญาณด้วยโพรบแกนร่วมที่ ออกแบบให้การแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม จุดตำแหน่งการป้อนสัญญาณไมโครสตริป (R_{in}) คำนวณได้จาก แสดงได้ดังนี้

$$\text{โดย } Y_1 = G_1 + jB_1$$

$$\text{เมื่อ } G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad : \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (3.13)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - 0.636 (k_0 h)^2 \right] \quad : \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}$$

$$\text{ถ้าพิจารณา } G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (3.14)$$

$$\text{และ } P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta$$

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2}$$

$$\text{เมื่อ } I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3\theta d\theta$$

$$I_0 = -2 + \cos(X) + XS_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \quad : X = k_0 W$$

$$\text{ดังนั้น } G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 : W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) : W \gg \lambda_0 \end{cases}$$

โดยให้

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1$$

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1}$$

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}$$

เมื่อ

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \text{Re} \iint_s \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2^* \cdot d\mathbf{s} \quad (3-15)$$

จะได้ว่า

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta$$

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] & : \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]} & : \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases}$$

$$R_m(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) - \frac{B_1}{Y_c} \sin \left(\frac{2\pi}{L} y_0 \right) \right]$$

$$R_m(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right)$$

$$R_m(y = y_0) = R_m(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad (3-16)$$

$$y_0 = \left(\frac{L}{\pi} \right) \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{R_m(y = y_0)}{R_m(y = 0)}} \right) \quad (3-17)$$

โดยที่ W_2 คือ ความกว้างของช่องสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง

h คือ ความหนาวัสดุฐานรอง

Z_0 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ (50 โอห์ม)

3.2 ทฤษฎีพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Frequency Selective Surface: FSS)

ในช่วงหลายปีที่ผ่านมา อภิวัดหรือวัสดุเมธา (metamaterials) ได้รับความสนใจจากนักวิทยาศาสตร์ วิศวกร และนักวิจัยเป็นอย่างมาก เนื่องจากอภิวัดมีคุณสมบัติพิเศษที่ไม่ปรากฏในวัสดุตามธรรมชาติ ไม่ว่าจะเป็นดัชนีหักเหเป็นลบ มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบหรือเข้าใกล้ศูนย์ นอกจากนี้อภิวัดยังชี้ให้เห็นถึงศักยภาพในการนำไปประยุกต์ใช้งานมากมายในอนาคต และเป็นสิ่งที่ท้าทายที่สำคัญซึ่งมุ่งไปสู่การออกแบบอภิวัดสำหรับสายอากาศยุคใหม่ ทำให้เกิดสิ่งประดิษฐ์ และนวัตกรรมใหม่ ๆ ขึ้นตามมา

อภิวัดถูกนิยามว่าเป็นวัสดุประดิษฐ์เชิงวิศวกรรม ซึ่งมีคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยคุณสมบัติของวัสดุเหล่านั้นปกติเกิดจากโครงสร้างมากกว่าการจัดเรียง (composition) จากการผนวกกันของวัสดุขนาดเล็ก (ปกติจะมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมาก) เพื่อทำให้เกิดคุณสมบัติประสิทธิผลในระดับมาโคร (macroscopic) อย่างที่ทราบกันเป็นอย่างดี ตัวอย่างที่มีผลต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เกิดจากการผนวกตัวของกาเหนี่ยวนำของโมเมนต์ทางไฟฟ้า และแม่เหล็ก (electric and magnetic moments) ซึ่งผลกระทบในระดับมาโครจะอยู่ในรูปของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล (effective permittivity : ϵ_{eff} and permeability : μ_{eff}) ของตัวกลางขนาดใหญ่ (bulk medium) ดังนั้นอภิวัดสามารถที่จะประกอบขึ้นจากการฝังของวัสดุประดิษฐ์หลายชนิดรวมตัวกันเข้าไปยังในตัวกลางหรือผิวของตัวกลางที่กำหนดซึ่งผู้ออกแบบสามารถเลือกพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างอิสระ ตัวอย่างเช่น คุณสมบัติต่าง ๆ ของตัวกลาง ขนาด รูปร่าง และส่วนประกอบที่จะใส่เข้าไปไม่ว่าจะเป็นความหนาแน่นหรือการจัดวางตำแหน่งเพื่อให้ได้ผลตอบสนองพิเศษทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่สามารถเกิดขึ้นจากวัสดุตามธรรมชาติทั่วไป

เพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะใช้คุณสมบัติของสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านในการอธิบาย สมมติว่าวัสดุมีความหนา d แสดงดังรูปที่ 3.7 และ $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ สามารถหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านได้ดังนี้

$$\text{reflection coefficient} = S_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.18)$$

$$\text{transmission coefficient} = S_{21} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.19)$$

$$\varepsilon_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - v_1}{1 + v_1} \quad (3.20)$$

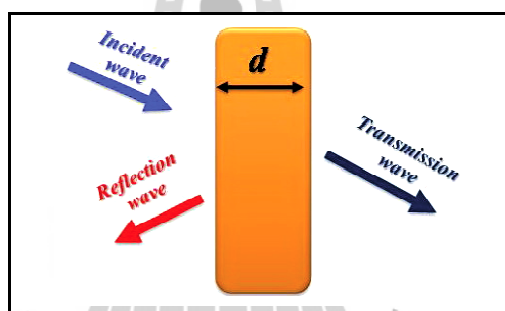
$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - v_2}{1 + v_2} \quad (3.21)$$

เมื่อ

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

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

$$k_0 = \omega / c$$

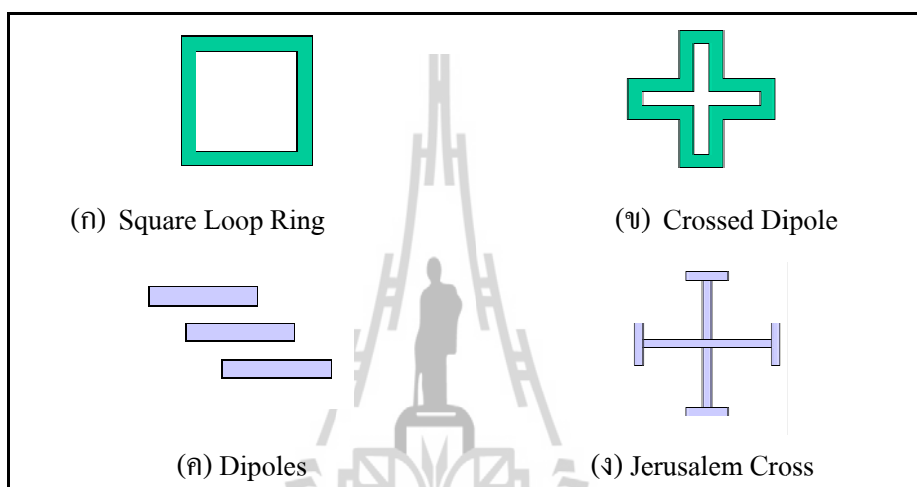


รูปที่ 3.6 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา d

พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านเป็นหนึ่งในอภิวัดที่มีการรวมตัวกันของพื้นผิวดำนำเพื่อส่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าในคลื่นความถี่ต่าง ๆ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านประกอบด้วยวัสดุสองชั้น ชั้นแรกเป็นไดอิเล็กตริกและชั้นที่สองคือ ตัวนำ โดยทำหน้าที่เป็นสื่อของกระแสไฟฟ้า ซึ่งเรียงตัวเป็นแถวลำดับติดกับไดอิเล็กตริก ตัวนำสามารถทำการปรับปรุงการวางพื้นผิวเลือกความถี่ในแบบต่างๆ อาจมีการปรับปรุงรูปร่างเป็นแบบวงกลม สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส และเครื่องหมายบวก ในการสร้างรูปทรงที่ต้องการหรือปรับปรุงรูปทรงให้สอดคล้องกันกับทางเรขาคณิตและปรับปรุงตามขนาดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 3.7 เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ

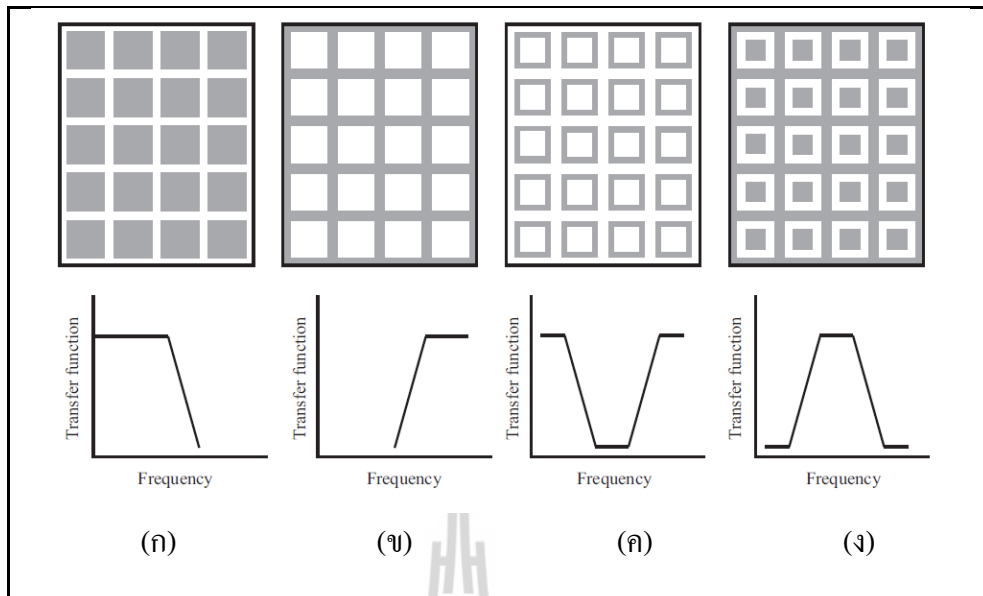
คุณสมบัติของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน มีดังนี้

- สามารถออกแบบให้เป็นตัวกรองความถี่ใดๆ ได้
- ใช้กับระบบความถี่แคบ (narrow band)
- มีรูปร่างลักษณะเป็นแบบสองมิติ
- สามารถออกแบบเป็นรูปร่างและขนาดต่างๆ ได้
- สามารถเลือกและออกแบบองค์ประกอบต่างๆ ได้



รูปที่ 3.7 ลักษณะรูปร่างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านแบบต่างๆ

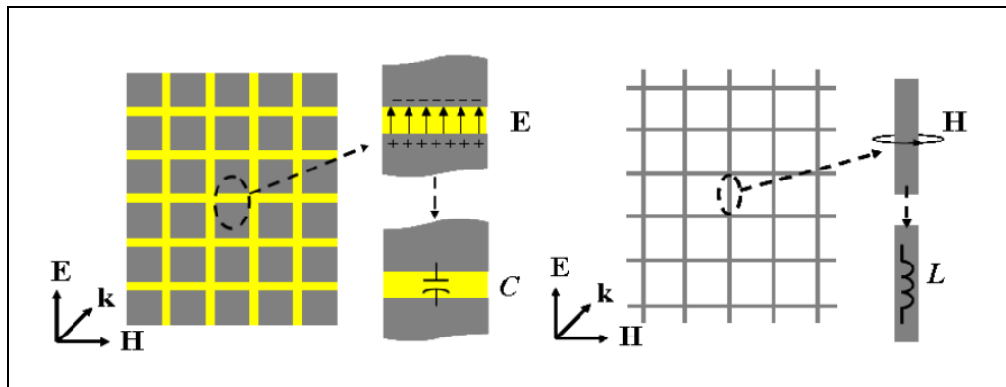
พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านมีลักษณะการทำงานคล้ายกับวงจรกรองความถี่ ซึ่งวงจรกรองความถี่สามารถแบ่งการกรองความถี่ออกเป็น 4 ประเภท คือกรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) กรองความถี่สูงผ่าน (high pass filter) กรองความถี่ช่วงกลางผ่าน (band pass filter) และกรองความถี่ช่วงหยุดผ่าน (band stop filter) โดยรูปร่างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะเป็นไปตามรูปที่



รูปที่ 3.8 รูปร่างและการตอบสนองของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เมื่อพื้นที่สีเทาเป็นส่วนที่เป็นโลหะ

- (ก) ความถี่ต่ำผ่าน (Low pass)
- (ข) ความถี่สูงผ่าน (High pass)
- (ค) ความถี่ช่วงหยุดผ่าน (Band stop)
- (ง) ความถี่ช่วงกลางผ่าน (Band pass)

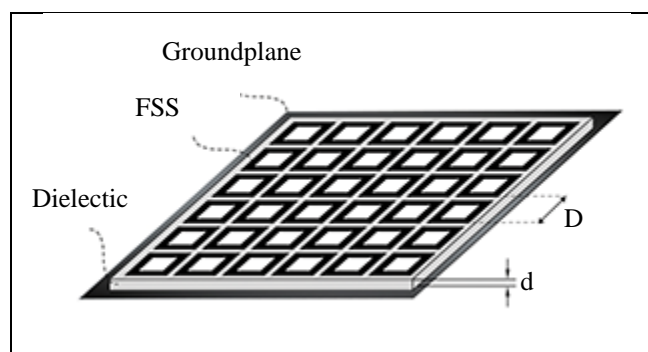
พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านคล้ายกับวงจรกรองความถี่คือพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะมีชั้นของทองแดงเป็นตัวนำวางบนไดอิเล็กทริกและทำการปรับปรุงรูปร่างและขนาดเพื่อให้เลือกใช้ความถี่ที่เหมาะสมตามความต้องการ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับรูปร่างของวัสดุไดอิเล็กทริกและความหนา โดยยกตัวอย่างรูปร่างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านที่มีการตอบสนองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน จะเป็นไปตามรูปที่ 3.9 ซึ่งสามารถอธิบายรูปแบบสื่อกลางของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านได้ เมื่อมีกระแสวิ่งจากซ้ายไปขวาไปยังขั้วลระหว่างแผ่นตัวนำด้านบนจะเกิดเป็นสนามไฟฟ้าเปรียบเสมือนเป็นตัวเก็บประจุ (C) และเมื่อมีกระแสวิ่งภายในตัวนำจะเกิดสนามแม่เหล็กวนรอบตัวนำเปรียบเสมือนเป็นตัวเหนี่ยวนำ (L) ซึ่งวงจรกรองความถี่จะนิยมใช้คุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำ (L) ที่ให้ความถี่ต่ำผ่านได้ดีและคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ (C) จะให้ความถี่สูงผ่านได้ดีมาออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่



รูปที่ 3.9 รูปแบบสื่อกลางของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

3.3 กราวด์ตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์

โดยทั่วไปสายอากาศจะใช้ระนาบกราวด์ด้วยตัวนำทางไฟฟ้า (Electric Conductor) ซึ่งในทางอุดมคติจะเรียกว่า ตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor : PEC) ส่วนตัวนำทางแม่เหล็ก (Magnetic Conductor) ในทางอุดมคติจะเรียกว่า ตัวนำทางแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor : PMC) โดย PEC และ PMC มีคุณสมบัติที่ต่างกันคือ PEC จะสะท้อนคลื่นระนาบและมีเฟสที่สะท้อนกลับเท่ากับ 180° หรือ π (Out-of-phase) ขณะที่ PMC จะมีเฟสที่สะท้อนกลับเป็น 0° (In-phase) เนื่องจากตัวนำทางแม่เหล็กไม่มีอยู่จริงแต่เป็นตัวนำที่สมมติขึ้นมาเพื่อใช้ในการอธิบายการเป็นคู่กันของตัวนำทางไฟฟ้า ดังนั้นตัวนำทางแม่เหล็กจึงเป็นตัวนำประดิษฐ์ ซึ่งเรียกว่า ตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์ (Artificial Magnetic Conductor : AMC) แสดงดังรูปที่ 3.10

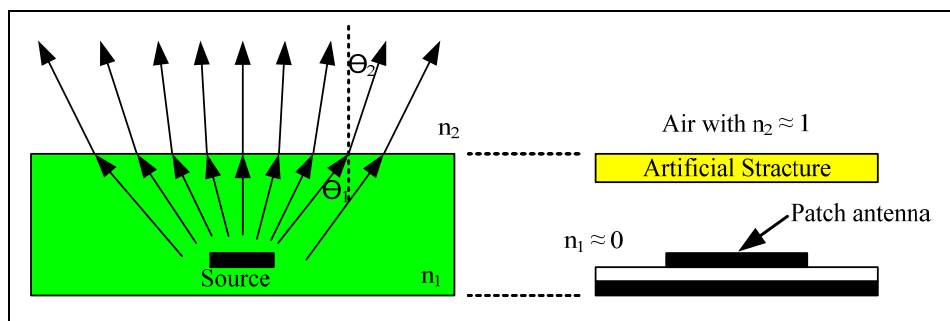


รูปที่ 3.10 โครงสร้างของกราวด์ตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์

การนำกราวด์ตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์มาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโคร-สตริปที่มีการป้อนสัญญาณแบบโพรบแกนร่วม จากการปฏิสัมพันธ์ระหว่างงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง จะพบว่า โครงสร้างของตัวนำกราวด์แม่เหล็กประดิษฐ์จะมีรูปร่างต่าง ๆ ที่เป็นรายคาบวางบน ระบายกราวด์ที่แยกด้วยชั้นของไดอิเล็กตริก (dielectric substrate) จะไม่เชื่อมต่อ (via) กับระบาย กราวด์ เนื่องจากจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ ใช้โครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ที่มีการตอบสนองความถี่แบบช่วงความถี่ผ่าน (band pass) มา ออกแบบดังจะกล่าวในบทที่ 4 ต่อไป

3.4 ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Superstrate)

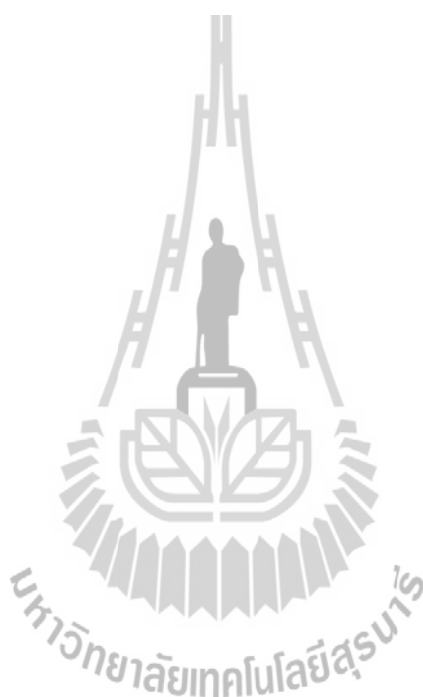
ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบก็คือ วัสดุฐานรองอย่างหนึ่งแต่ถูกนำมาวางไว้บนหรือครอบ สายอากาศ ซึ่งการใช้วัสดุในการออกแบบชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Radome) วางบนหรือครอบ สายอากาศ (โดยปกติจะใช้สายอากาศไมโครสตริปหรือสายอากาศร่อง) โดยส่วนใหญ่เพื่อเพิ่ม อัตราขยายและแบนด์วิดธ์ของสายอากาศ โดยมีการเพิ่มชั้นวางซ้อนที่มีคุณสมบัติคือ ค่าดัชนีการหักเห (n) มีค่าเท่ากับศูนย์ ZRI (Zero Refractive Index) หรือใกล้เคียงศูนย์ NZR (Near Zero Refraction) ตามกฎของสเนลล์ คือ เมื่อคลื่นเดินทางผ่านตัวกลางที่มี $n = 0$ คลื่นจะตั้งฉากกับพื้น ผิวสัมผัสหรือคลื่นจะขนานกันออกดังไปตัวอย่างแสดงดังรูปที่ 13 เมื่อแหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่า $n_1 \rightarrow 0$ ดังนั้นมุมของคลื่นที่ออกจากตัวกลางที่หนึ่งไปยังตัวกลางที่สอง θ_2 จะมีค่าเข้าใกล้ ศูนย์หรือตั้งฉากกับผิวเพราะ $\theta_2 = \sin^{-1}(n_1 / n_2 \sin \theta_1)$ ดังนั้นชั้นวางซ้อนจึงเปรียบเสมือนอุปกรณ์ บังคับทิศทางคลื่นให้ขนานออกไป (directive confining device) ผลที่ได้คือ การทำให้สภาพจะจาง ทิศทาง (Directivity) ในทิศทางบรอดไซด์ (broadside) ของสายอากาศเพิ่มขึ้น



รูปที่ 3.11 แหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเหเข้าใกล้ศูนย์และแบบจำลองเมื่อใช้กับ สายอากาศไมโครสตริป

3.4 บทสรุป

ประดิษฐ์และชั้นวางซ้อนร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป เพื่อใช้งานทั้งในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์ที่ความถี่กลาง 2.45 GHz และ 3.5 GHz โดยนำทั้งข้อดีของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปและพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านมาประยุกต์ใช้ เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการประยุกต์ใช้พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านทำหน้าที่เป็นกรวดคั่วหน้าแม่เหล็ก



บทที่ 4

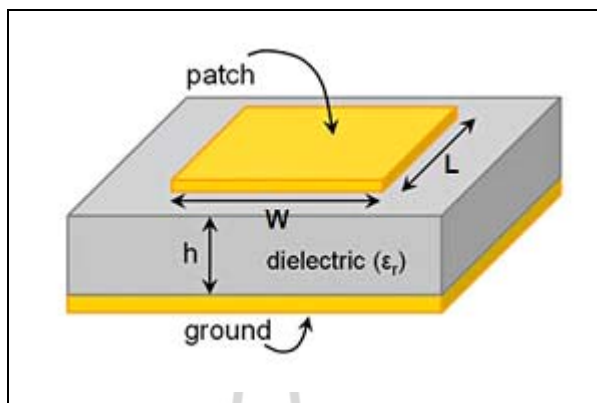
การออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็ก ประดิษฐ์ สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศสองความถี่โดยใช้แพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์ โดยออกแบบที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ตามลำดับ ในขั้นตอนแรกได้ทำการออกแบบและจำลองผลสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป เพื่อให้ได้สายอากาศสองความถี่ จากนั้นนำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านที่ทำหน้าที่เป็นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ เพื่อให้ได้อัตราขยายของสายอากาศเพิ่มขึ้น สุดท้ายนำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านเป็นชั้นวางซ้อน เพื่อเพิ่มความกว้างแถบความถี่ที่สามารถรองรับระบบการสื่อสารแบบไร้สายตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g ย่านความถี่ 2.40-2.485 GHz และ IEEE 802.16j ย่านความถี่ 3.40-3.60 GHz ได้สายอากาศที่ออกแบบแล้วจะถูกจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อพิจารณาค่าการสูญเสียย้อนกลับ รูปแบบการแผ่พลังงานและอัตราขยาย

4.1 การศึกษาสายอากาศไมโครสตริป

ปัจจุบันสายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย โดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟ เนื่องจากมีคุณสมบัติเด่นบางประการ คือ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และต้นทุนต่ำ ดังนั้นจึงได้มีการทำวิจัยและพัฒนา รูปแบบของสายอากาศไมโครสตริปมาอย่างต่อเนื่อง หนึ่งในรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริป คือ สายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ข้อดีของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปคือ สามารถทำให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานได้ทั้งแบบทิศทางเดียว (unidirectional) และแบบสองทิศทาง (bidirectional) สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีรูปร่างเป็นแถบโลหะแคบ ๆ อยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับระนาบกราวด์ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของสตริปนั้น จะขึ้นอยู่กับค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance) ที่ต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้งานทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน และคุณสมบัติที่สำคัญของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้ คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ซึ่งจะเป็นค่าที่บอกถึงคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริก

โดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปมีการเปลี่ยนแปลง ค่าสูญเสียแทนเจนต์ ($\tan \delta$) ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่มีค่ายิ่งต่ำก็ยิ่งดี



รูปที่ 4.1 โครงสร้างการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

4.1.1 การคำนวณหาความกว้าง ความยาว และจุดป้อนสัญญาณ

โดยการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปได้เลือกใช้แผ่น PCB ชนิด FR-4 เนื่องจากเป็นวัสดุฐานรองที่สามารถใช้ได้ในช่วงความถี่สูง และหาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาด ซึ่งมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 ค่าสูญเสียแทนเจนต์ δ เท่ากับ 0.02 และความสูงของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความถี่ใช้งานกำหนดไว้ที่ความถี่กลางคือ $f_r = 2.45$ GHz ซึ่งการออกแบบสายอากาศมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยการป้อนสัญญาณโดยสายโคแอกเซียลซึ่งสามารถคำนวณหาจุดป้อนสัญญาณในสมการจากบทที่ 3 โดยเริ่มต้นออกแบบสายอากาศที่มีรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้าด้วยการใช้การคำนวณจากสมการ (4.1) และ (4.2) เพื่อคำนวณหาความกว้างและความยาวของแพทช์ไมโครสตริป

- สมการการคำนวณความกว้าง (W)

$$W = \frac{c}{2f_r \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (4.1)$$

ทำการคำนวณ $f_r = 2.45$ GHz

โดยที่ $\epsilon_r = 4.4$
 $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$

แทนค่า ϵ_r และ c ลงในสมการ (4.1) จะได้ว่า

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.45 \times 10^9 \sqrt{\frac{(4.4+1)}{2}}}$$

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.45 \times 10^9 \sqrt{\frac{(5.4)}{2}}}$$

$$W = 37.26 \text{ mm}$$

- สมการการคำนวณความยาว (L)

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L$$

(4.2)

ทำการคำนวณที่ $f_r = 2.45 \text{ GHz}$

โดยที่ $\epsilon_r = 4.4$

$$h = 1.6 \text{ mm}$$

$$W = 37.26 \text{ mm}$$

หาค่า
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}$$

(4.3)

แทนค่า h และ W ลงในสมการ (4.3) จะได้

$$\varepsilon_{eff} = \frac{4.4+1}{2} + \frac{4.4-1}{2} \left[1 + 12 \frac{0.12}{37.26} \right]^{-1/2}$$

$$\varepsilon_{eff} = 2.7 + 1.7 [1 + 0.515]^{-1/2}$$

$$\varepsilon_{eff} = 4.081$$

ต้องการทราบค่า

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

เพราะฉะนั้น

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.4)$$

ทำการแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการ (4.4) จะได้

$$\Delta L = (0.412)(0.016) \frac{(4.081 - 0.3) \left(\frac{37.26}{0.016} + 0.264 \right)}{(4.081 - 0.258) \left(\frac{37.26}{0.016} + 0.8 \right)}$$

$$\Delta L = (0.0659) \frac{(4.381)(23.552)}{(3.823)(24.088)}$$

$$\Delta L = 0.0738$$

$$L = \frac{30}{2(2.45)\sqrt{4.081}} - 2(0.0738)$$

$$L = 28.83 \text{ mm}$$

- การคำนวณจุดป้อนสัญญาณบนสายอากาศแบบแพทช์ไมโครสตริป จากบทที่ 3

$$Y_1 = G_1 + jB_1$$

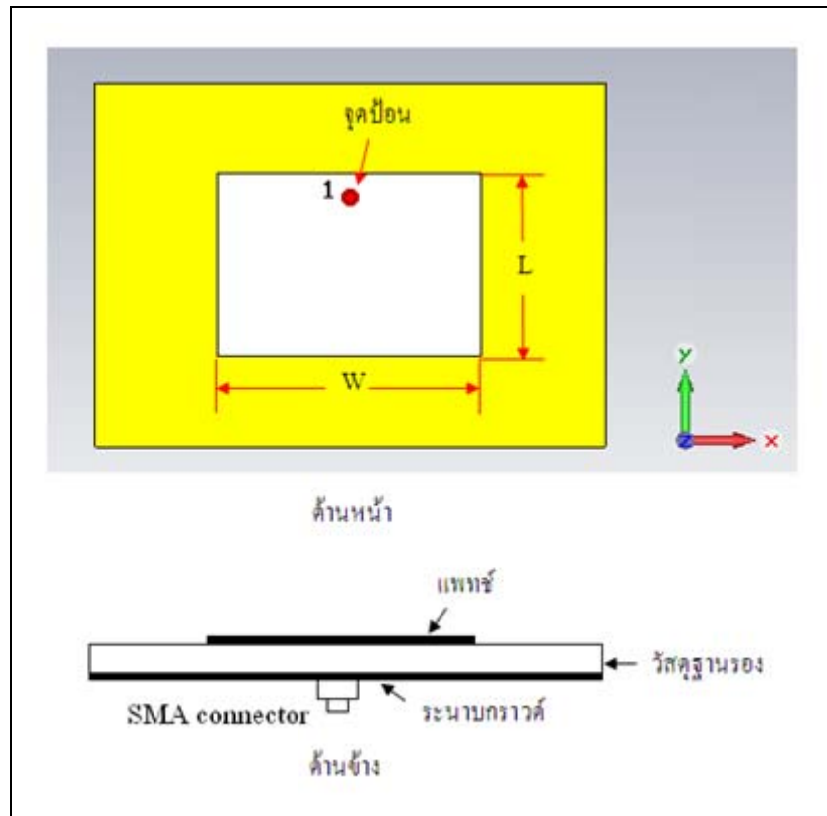
$$\text{เมื่อ } G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right] : \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636(k_0h)^2] : \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}$$

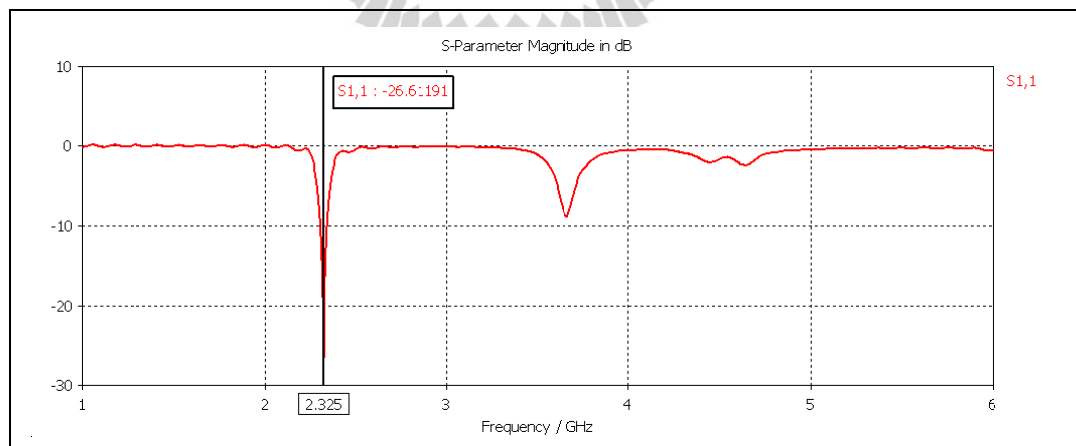
โดยจากสมการข้างต้นได้ทำการแสดงผลในโปรแกรม MATLAB (ภาคผนวก) ซึ่งจะได้จุดป้อนสัญญาณของสายอากาศแบบแพทช์ไมโครสตริป 10.694-12.607 มิลลิเมตร

4.1.2 การจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

จากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆในการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ซึ่งเป็นค่าอ้างอิงในการออกแบบ จะได้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศเริ่มต้นที่ $W = 37.26$ มิลลิเมตร $L = 28.83$ มิลลิเมตร และจุดป้อนสัญญาณเท่ากับ 10.694 มิลลิเมตร โดยจุดป้อนสัญญาณที่คำนวณได้จะอยู่บนแกน y ห่างจากจุดกึ่งกลางแพทช์ไมโครสตริป ซึ่งเป็นกำหนดแบบรูปการแผ่พลังงานให้มีทิศทางพุ่งไปด้านหน้าสูงสุดบนตำแหน่งกึ่งกลางของสายอากาศและมีการแมตซ์ที่ 50 โอห์ม จะได้ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เป็นแบบจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปและค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) ดังรูปที่ 4.2(ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่ามีการสูญเสียย้อนกลับไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ดังนั้นจึงได้ทำการปรับค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่ 2.4-2.485 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับค่าที่เหมาะสม ได้แก่ ความยาวของแพทช์ไมโครสตริปและความกว้างแพทช์ไมโครสตริป ซึ่งจะพิจารณาการปรับค่าที่เหมาะสมจากค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ



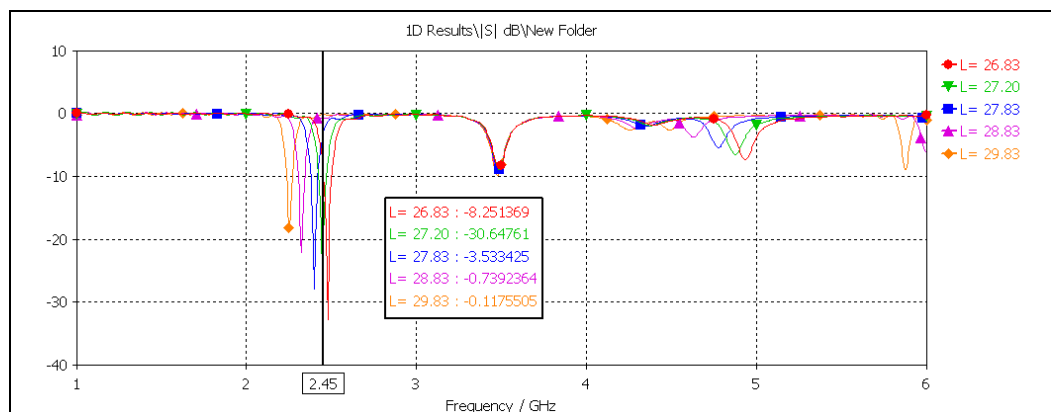
(ก) โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศ

(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11})

รูปที่ 4.2 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

4.1.3 ความยาวของแพทช์ไมโครสตริป

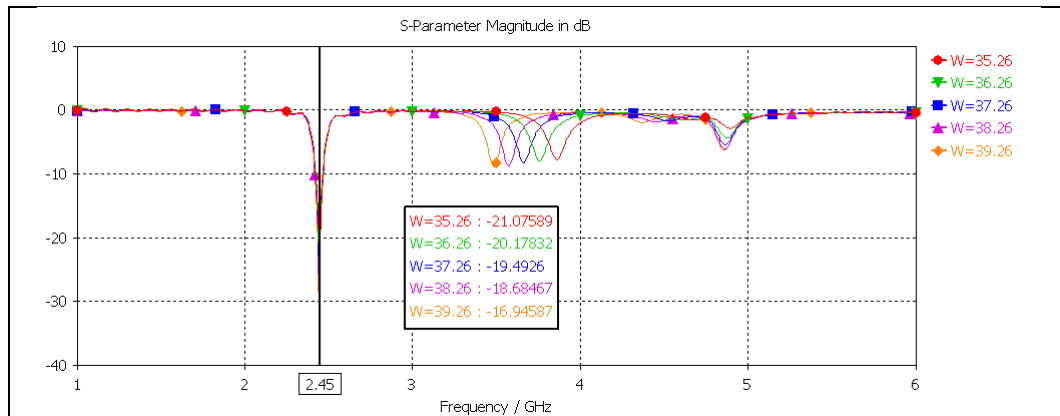
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของแพทช์ไมโครสตริป หรือ L คือให้ L เท่ากับ 26.83 มิลลิเมตร 27.20 มิลลิเมตร 27.83 มิลลิเมตร 28.83 มิลลิเมตรและ 29.83 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่าเมื่อสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปมีความยาวเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ลดลง ดังนั้นเลือก L ขนาด 27.20 มิลลิเมตร เนื่องจากมีความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับ 2.45 GHz แสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า L

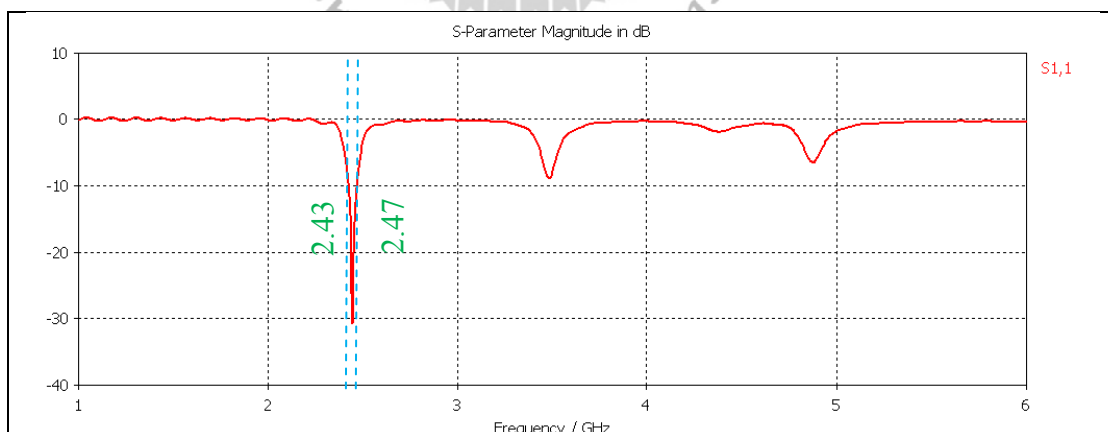
4.1.4 ความกว้างของแพทช์ไมโครสตริป

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของแพทช์ไมโครสตริป หรือ W คือให้ W เท่ากับ 35.26 มิลลิเมตร 36.26 มิลลิเมตร 37.26 มิลลิเมตร 38.26 มิลลิเมตร และ 39.26 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่าเมื่อค่า W เพิ่มขึ้น ไม่ส่งผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ แต่ทำให้ความถี่ที่สองลดลง แสดงดังรูปที่ 4.4 ดังนั้นจึงเลือก $W = 38.26$ มิลลิเมตร เนื่องจากมีค่า S_{11} ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ 3.5 GHz ที่สุด

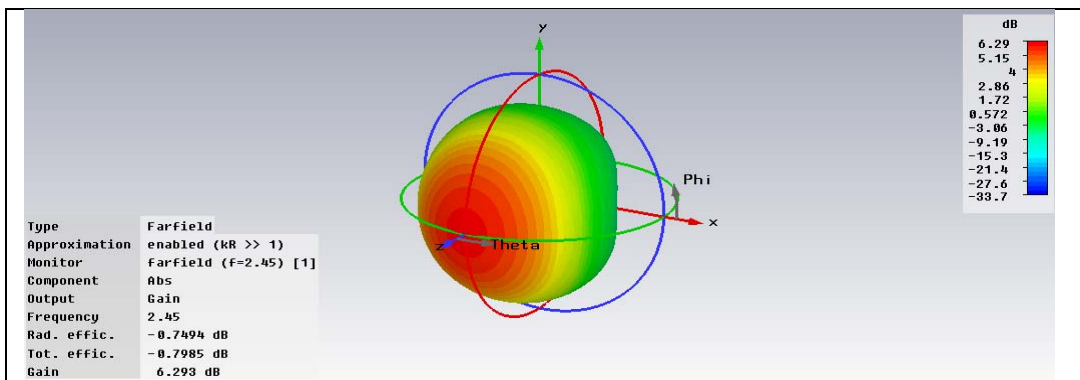


รูปที่ 4.4 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า W

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานที่เหมาะสม โดยทำการเลือกความยาวของแพทช์ไมโครสตริปที่ 27.20 มิลลิเมตร และเลือกความกว้างของแพทช์ไมโครสตริปที่ 38.26 มิลลิเมตร ซึ่งมีค่าที่ใกล้เคียงจากการคำนวณ จะเห็นว่าค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.43 GHz ถึง 2.47 GHz ซึ่งไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ในการนำไปใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 2.45 GHz และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.4 GHz ถึง 2.485 GHz แสดงดังรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 แสดงผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ซึ่งจะเห็นว่าม้อัตรายขยายเท่ากับ 6.293 dB



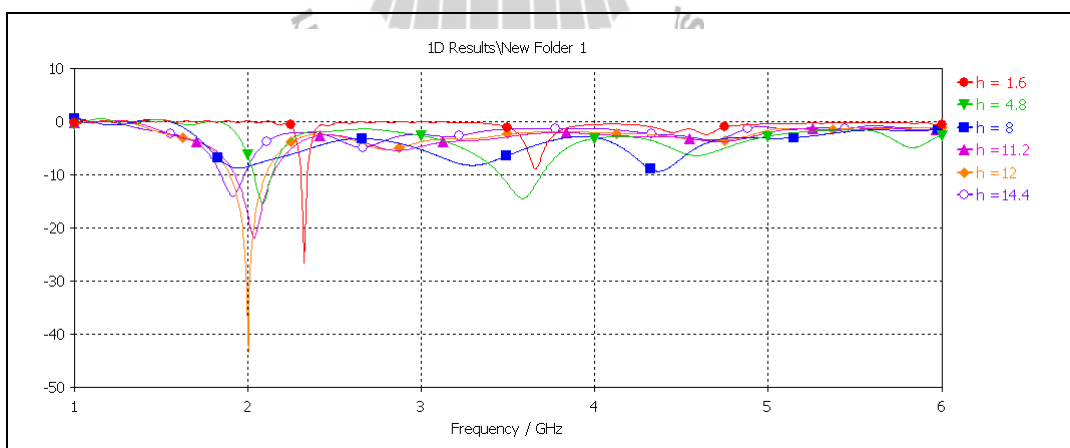
รูปที่ 4.5 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป



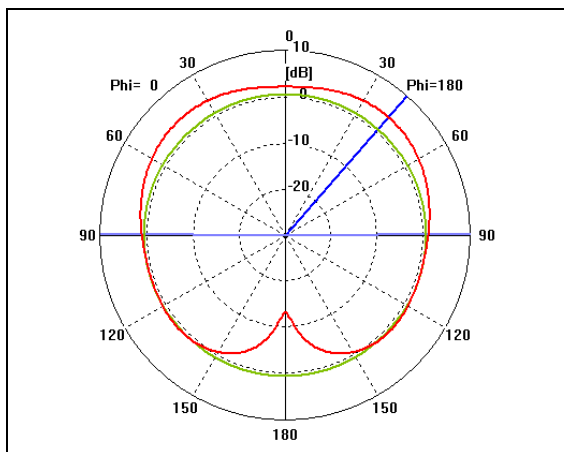
รูปที่ 4.6 แบบรูปการแผ่พลังงานแบบ 3 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz

4.1.5 ความหนาของวัสดุฉนวนรอง

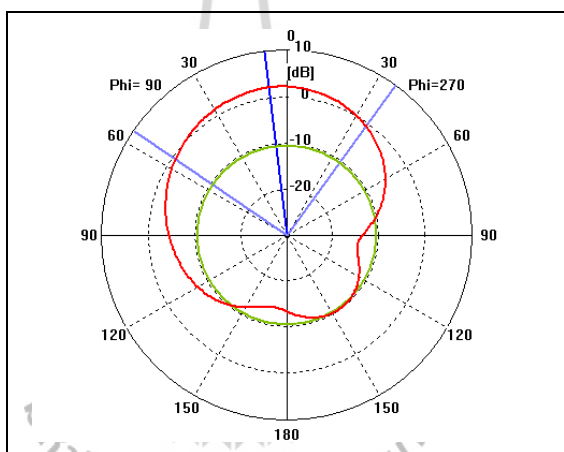
ต่อมาได้ทำการเพิ่มความหนาของวัสดุฉนวนรองเพื่อดูแนวโน้มการเปลี่ยนแปลง โดยให้วัสดุฉนวนรองมีความสูงตั้งแต่ 1.6 มิลลิเมตร ถึง 14.4 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.7 พบว่า เมื่อความสูงเพิ่มขึ้นส่งผลให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้นและความถี่เรโซแนนซ์ลดลง ที่ความสูง 4.8 มิลลิเมตร พบว่า เกิดความถี่เรโซแนนซ์ที่สองขึ้นและที่ความสูง 12 มิลลิเมตร ส่งผลให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์กว้างที่สุดและแอมพลิจูดมากที่สุด ดังนั้น จึงเลือกความสูง 12 มิลลิเมตร ซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้างถึง 0.2 GHz จากเดิม 0.04 GHz



รูปที่ 4.7 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h



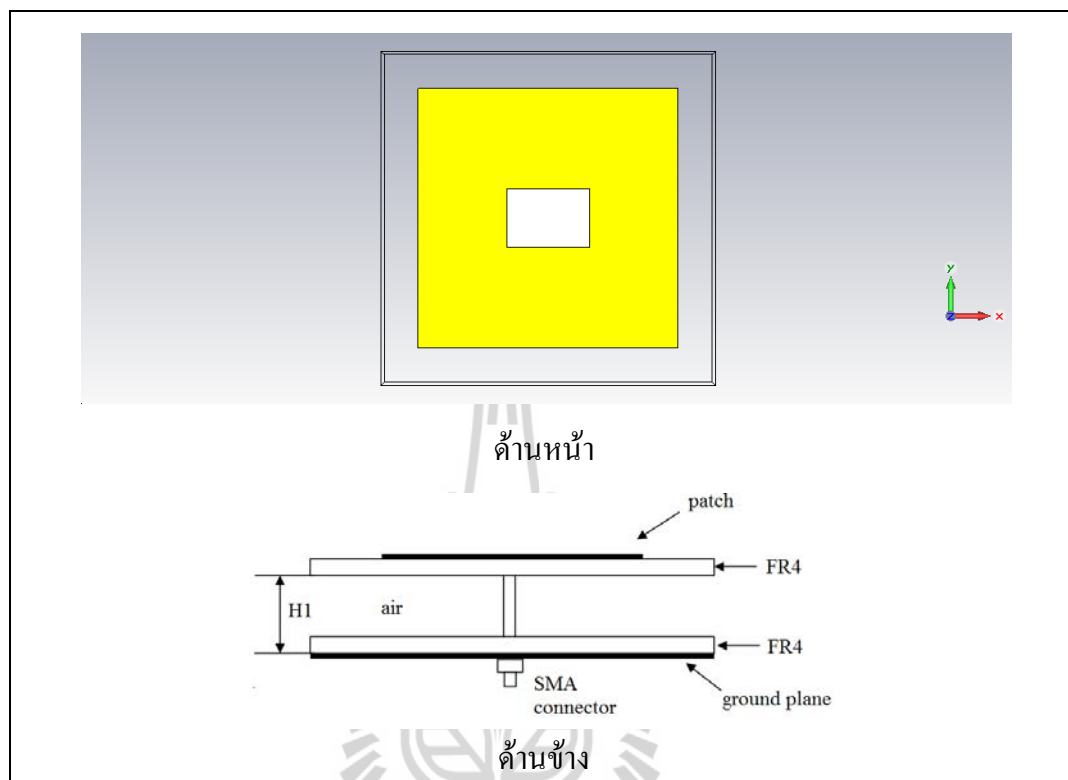
(ก) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 2.45 GHz



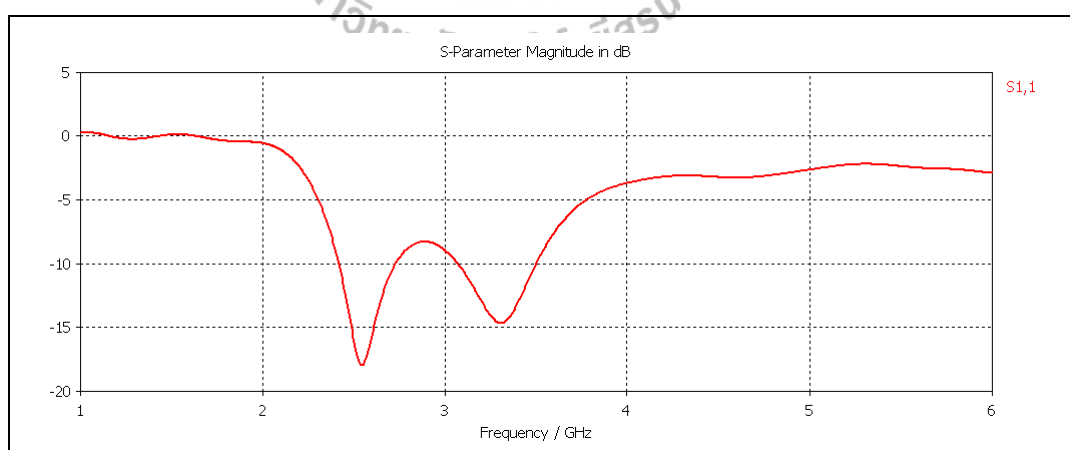
(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

จากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานจะเห็นได้ว่าการเพิ่มความสูงวัสดุฐานรองของสายอากาศสามารถแก้ปัญหาข้อเสียในเรื่องของแบนด์วิดท์แคบและทำงานความถี่เดียวได้ แต่สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพื้นฐานมีแผ่นกราวด์ขนาดเล็ก จากรูปที่ 4.8 แสดงผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ที่ความสูง 12 มิลลิเมตร พบว่าเกิดพูหลัง (back lobe) ขึ้น เพื่อแก้ปัญหาจะทำการเพิ่มขนาดของวัสดุฐานรองและกราวด์ โดยคำนึงถึงการสร้างชิ้นงานจริงจะใช้วัสดุฐานรองชนิด FR4 และอากาศ ดังรูปที่ 4.9(ก) แสดงโครงสร้างของสายอากาศ โดยที่วัสดุฐานรองแผ่นที่ติดสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปมีความหนา 1.6 มิลลิเมตรและส่วนวัสดุฐานรองแผ่นที่ติดกับกราวด์มีความหนา 3.2 มิลลิเมตร

ซึ่งค่าพารามิเตอร์ของความยาวตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป 37.26 มิลลิเมตร และความกว้างตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป 27.2 มิลลิเมตร

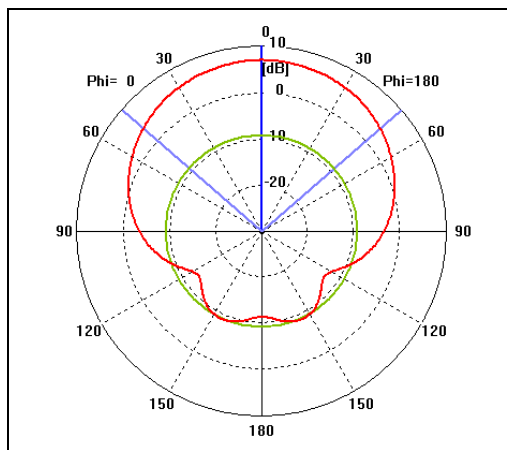


(ก) โครงสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเมื่อเพิ่มขนาดวัสดุฐานรอง

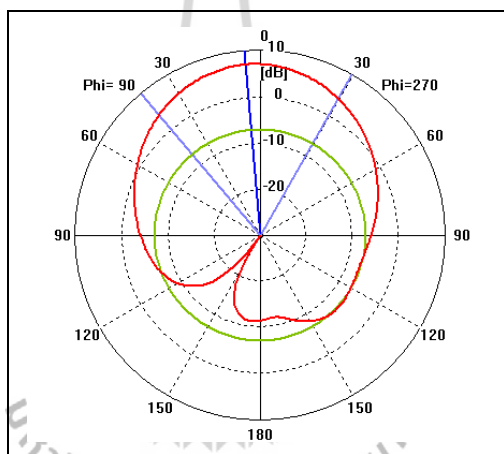


(ข) ค่า S_{11}

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเมื่อเพิ่มขนาดวัสดุฐานรอง



(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 2.45 GHz

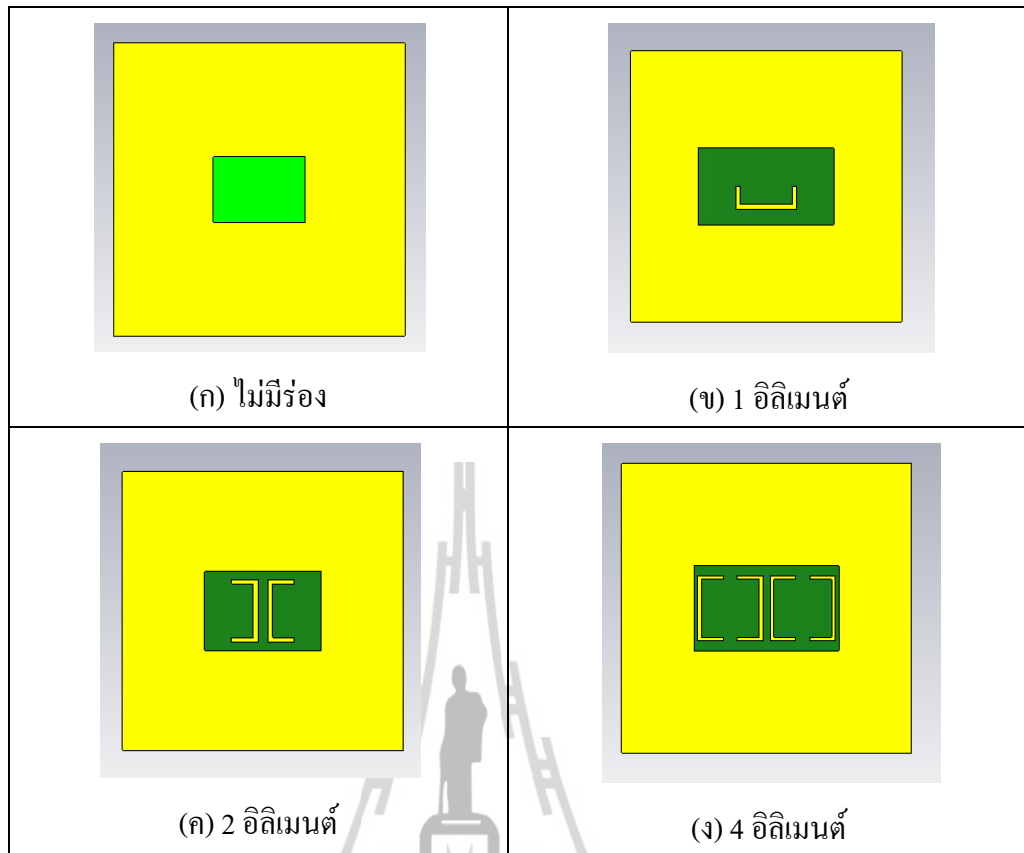


(ง) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเมื่อเพิ่มขนาดวัสดุฐานรอง (ต่อ)

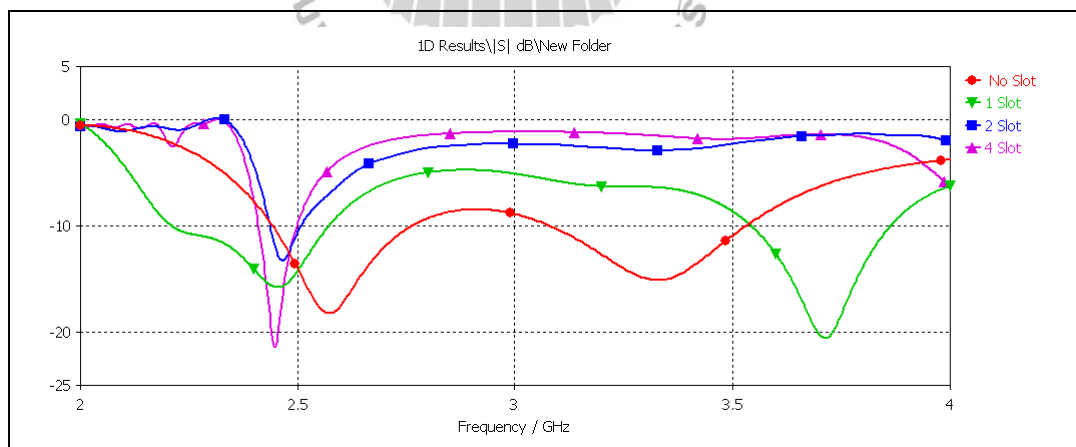
จากการจำลองผลของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปเมื่อเพิ่มขนาดของวัสดุฐานรองและกราวด์ ส่งผลให้สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสามารถทำงานได้สองความถี่ มีอัตราสูงขึ้นและแบนด์วิดท์กว้างขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.9(ข) และรูปที่ 4.9(ค) และ (ง) แสดงรูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ามีอัตราขยายเพิ่มขึ้นและพูลังลดลง

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)			
	ไม่มีร่อง	1 อิลิเมนต์	2 อิลิเมนต์	4 อิลิเมนต์
P_{gw} : ความยาวของวัสดุฐานรองและกราวด์	120	120	120	120
P_{gl} : ความกว้างของวัสดุฐานรองและกราวด์	120	120	120	120
P : ความยาวของร่องตัวยู	-	20	28.83	28.83
P_t : ความยาวตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	27.2	27	37.26	37.26
P_w : ความกว้างตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	37.26	60	60	60
P_g : ความกว้างของร่องตัวยู	-	1.5	1.3	1.3
P_f : ระยะห่างจุดป้อนสัญญาณ	10	10	12	12
a : ระยะห่างระหว่างร่องตัวยู	-	-	-	3
b : ระยะห่างร่องตัวยู	-	-	15	15
H_1 : ระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์	12	12	12	10

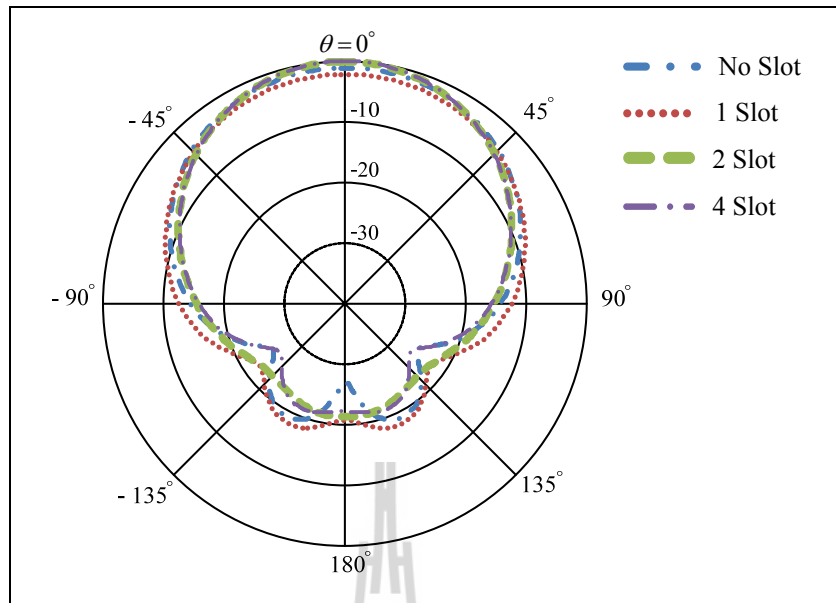


รูปที่ 4.11 โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพร้อมร่องตัวยู

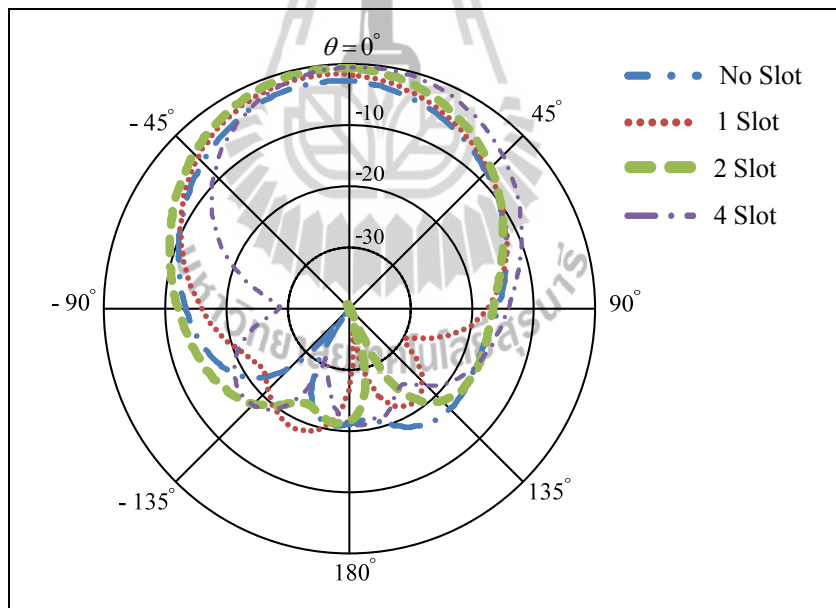


(ก) ค่า S_{11}

รูปที่ 4.12 ผลการจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพร้อมร่องตัวยู



(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 2.45 GHz



(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับร่องตัวยู (ต่อ)

ตารางที่ 4.2 อัตราขยายของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่เปรียบเทียบร่อง

ขนาด	ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dB)
ไม่มีร่อง	2.44-2.76	6.932
1 อิลิเมนต์	2.21-2.56	8.108
2 อิลิเมนต์	2.44-2.50	8.979
4 อิลิเมนต์	2.41-2.50	9.296

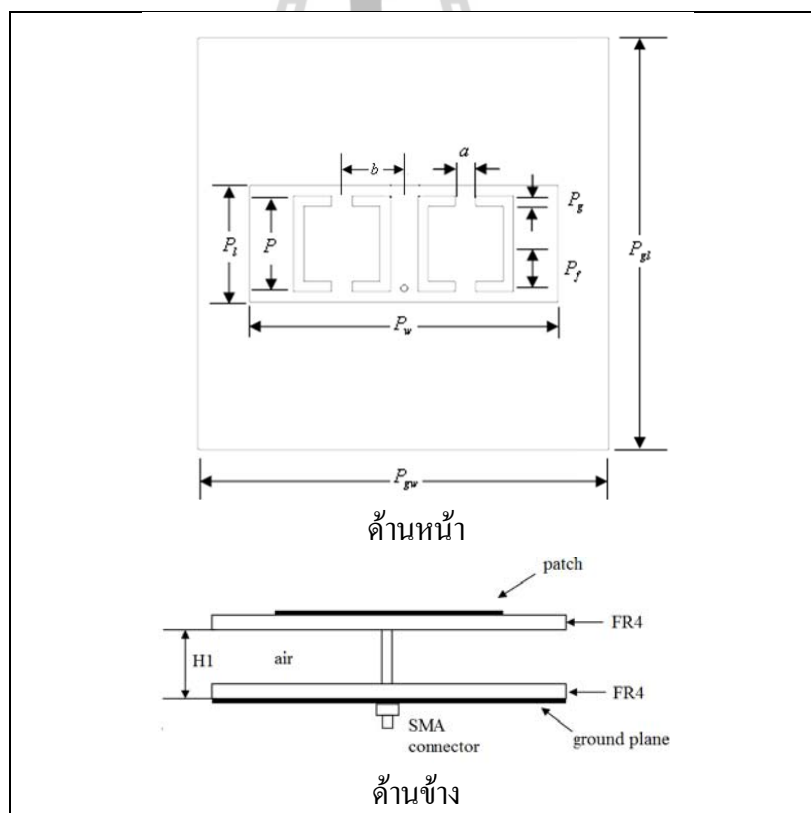
จากการจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกรณีมีและไม่มีร่อง พบว่าสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีแถวลำดับร่อง 4 อิลิเมนต์ ส่งผลให้มีอัตราขยายสูง เนื่องจากการเพิ่มจำนวนร่องเปรียบเสมือนการนำสายอากาศมาเรียงแถวลำดับกัน ซึ่งการเรียงแถวลำดับจะขึ้นอยู่กับลักษณะของสายอากาศและการจัดวาง ดังนั้นในหัวข้อถัดไปจะทำการศึกษาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ส่งผลกระทบต่อสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ในลำดับต่อไป

4.2 การศึกษาผลกระทบของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่

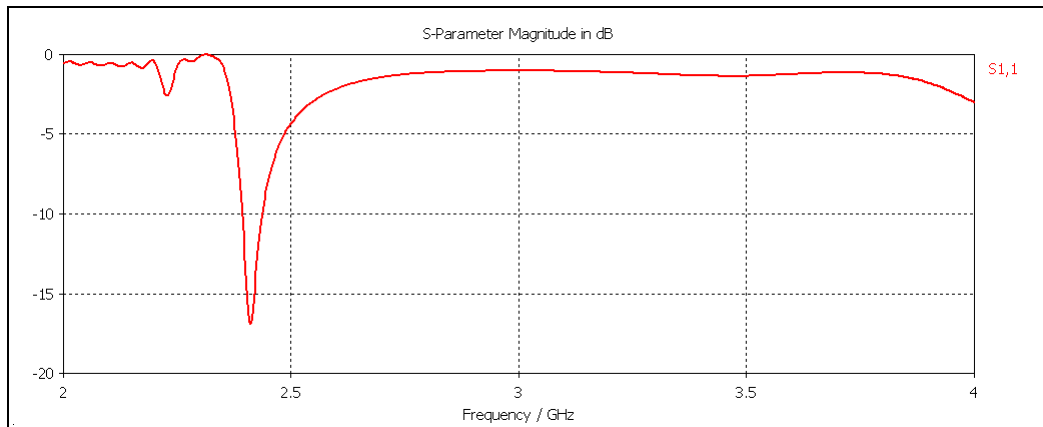
การจำลองแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่จะใช้ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นในตารางที่ 4.3 และได้ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio 2009 เป็นค่า S_{11} แสดงดังรูปที่ 4.13(ข) จะเห็นได้ว่าสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสามารถทำงานได้เพียงความถี่เดียว จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานที่วิจัยเกี่ยวข้องกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่โดยการเพิ่มร่องรูปตัวยู (U-Slot) (Kai Fong Lee, Shing Lung Steven Yang, Ahmed Kishk, 2009) (Xiaoang Li and Chao Li, 2010) พบว่าสามารถปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้สายอากาศเรโซแนนซ์สองความถี่ได้

ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่

พารามิเตอร์	ขนาด (mm)
P_{gw} : ความยาวของวัสดุฐานรองและกราวด์	120
P_{gl} : ความกว้างของวัสดุฐานรองและกราวด์	120
P : ความยาวของร่องตัวยู	28.83
P_l : ความยาวตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	37.26
P_w : ความกว้างตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	60
P_g : ความกว้างของร่องตัวยู	1.3
P_f : ระยะห่างจุดป้อนสัญญาณ	12
a : ระยะห่างระหว่างร่องตัวยู	3
b : ระยะห่างร่องตัวยู	15
H_1 : ระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์	12.5



(ก) โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่
รูปที่ 4.13 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่

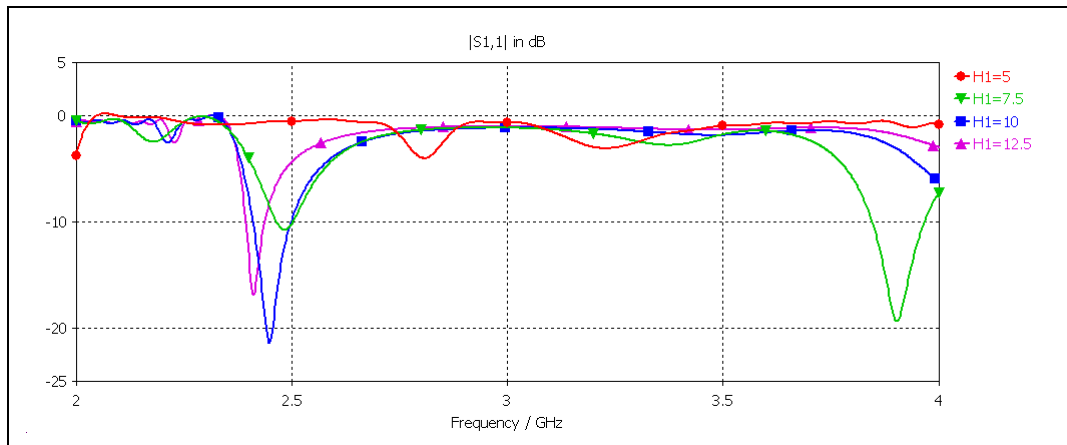


(จ) ค่า S_{11}

รูปที่ 4.13 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ (ต่อ)

4.2.1 ระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์ (H_1)

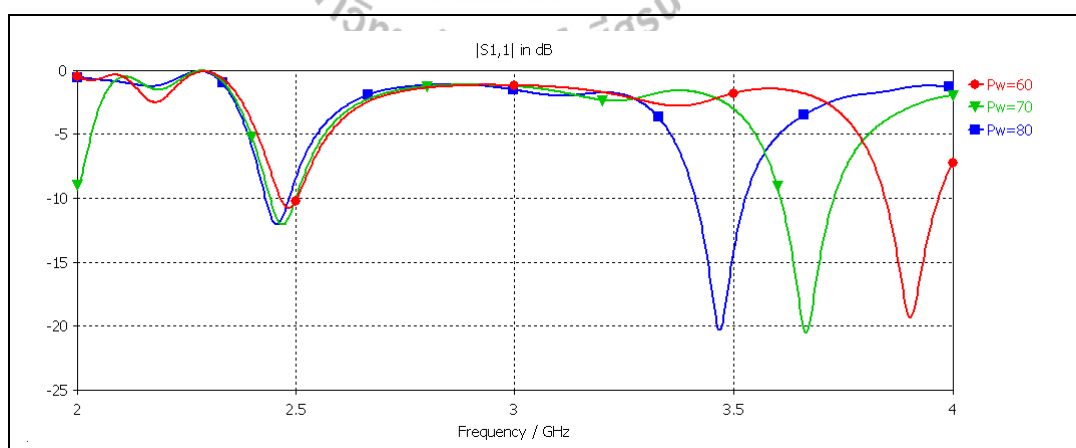
ระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์ประกอบด้วย ไดอิเล็กทริก FR4 และอากาศ โดยเลือกไดอิเล็กทริก FR4 แผ่นที่ติดสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปมีความหนา 1.6 มิลลิเมตรและส่วนแผ่นที่ติดกับกราวด์มีความหนา 3.2 มิลลิเมตร เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์หรือ H_1 จะมีการเปลี่ยนแปลงส่วนที่เป็นอากาศเท่านั้น คือให้ H_1 เท่ากับ 5 มิลลิเมตร 7.5 มิลลิเมตร 10 มิลลิเมตร และ 12.5 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองพบว่า เมื่อค่า H_1 ลดลง ทำให้เกิดความถี่ปฏิบัติการสองช่วงความถี่กลาง โดยที่ความถี่กลางที่สองเลื่อนไปยังความถี่ต่ำและมีการแมตซ์ไม่ดี จากรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่า เมื่อ H_1 เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร จะมีค่า S_{11} ดีที่สุด ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 2.45 GHz แต่ยังไม่ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 3.5 GHz ดังนั้นเลือกค่า H_1 เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.14 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า H_1

4.2.2 ความยาวตัวของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป (P_w)

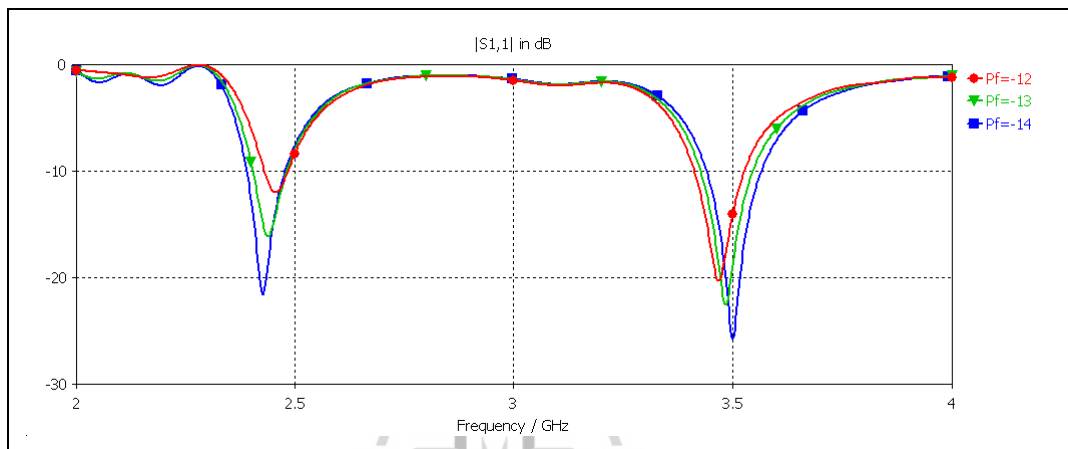
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวตัวของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป หรือ P_w คือ ให้ P_w เท่ากับ 60 มิลลิเมตร 70 มิลลิเมตร และ 80 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่น มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า P_w เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการในช่วงความถี่กลางทั้งสองเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลงและมีการแมตซ์ดีขึ้น เนื่องจากการเพิ่มพื้นที่ในการแผ่กระจายพลังงาน จากรูปที่ 4.15 เมื่อ P_w เท่ากับ 80 มิลลิเมตร จะพบว่า มีการแมตซ์ดีที่สุดและมีค่า S_{11} ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการทั้งสองความถี่ ดังนั้นเลือกค่า P_w เท่ากับ 80 มิลลิเมตร



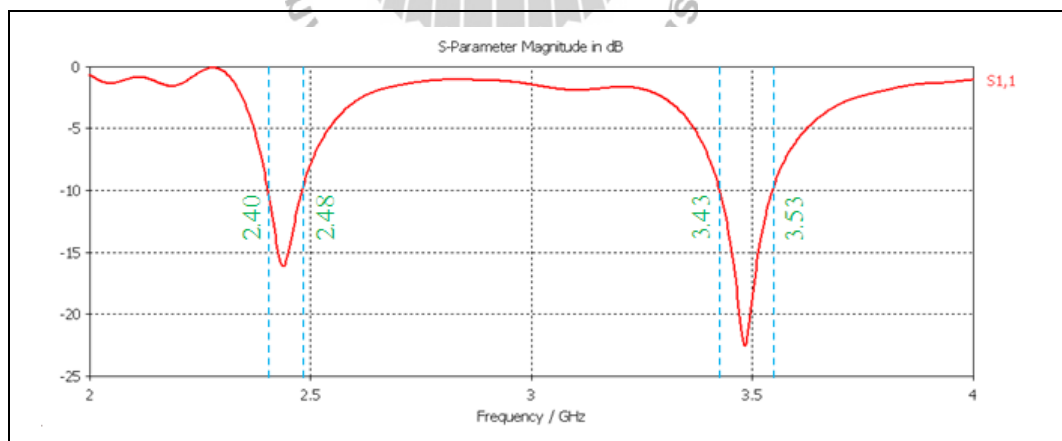
รูปที่ 4.15 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_w

4.2.3 ระยะห่างจุดป้อนสัญญาณ (P_f)

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างจุดป้อนสัญญาณหรือ P_f คือ ให้ P_f เท่ากับ 12 มิลลิเมตร 13 มิลลิเมตร และ 14 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลอง พบว่า เมื่อค่า P_f เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการในช่วงความถี่กลางมีการแมตซ์ที่ดี จากรูปที่ 4.16 เมื่อ P_f เท่ากับ 13 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีและใกล้เคียงช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งสอง ดังนั้นเลือกค่า P_f เท่ากับ 13 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.16 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_f



รูปที่ 4.17 ค่า S_{11} ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่

จากการปรับหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปดังตารางที่ 4.3 (ปรับครั้ง

ที่ 1) และรูปที่ 4.17 แสดงค่า S_{11} จากผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป จะเห็นว่าค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.40 GHz ถึง 2.48 GHz และ 3.43 GHz ถึง 3.53 GHz ซึ่งยังไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ในการนำไปใช้งานในระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 3.5 GHz ซึ่งครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.40 GHz ถึง 3.60 GHz ดังนั้นจึงได้ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สายอากาศสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปทำงานในย่านความถี่ 3.5 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการปรับค่าที่เหมาะสมแสดงดังตารางที่ 4.3 (ปรับครั้งที่ 2) และศึกษาพารามิเตอร์ จากตารางที่มีการปรับครั้งที่ 2 พบว่าพารามิเตอร์ที่มีผลกระทบให้เกิดเรโซแนนซ์สองความถี่คือ ความกว้างตัวของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป (P_w) ระยะห่างร่องตัว (b) และระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์ (H_1)

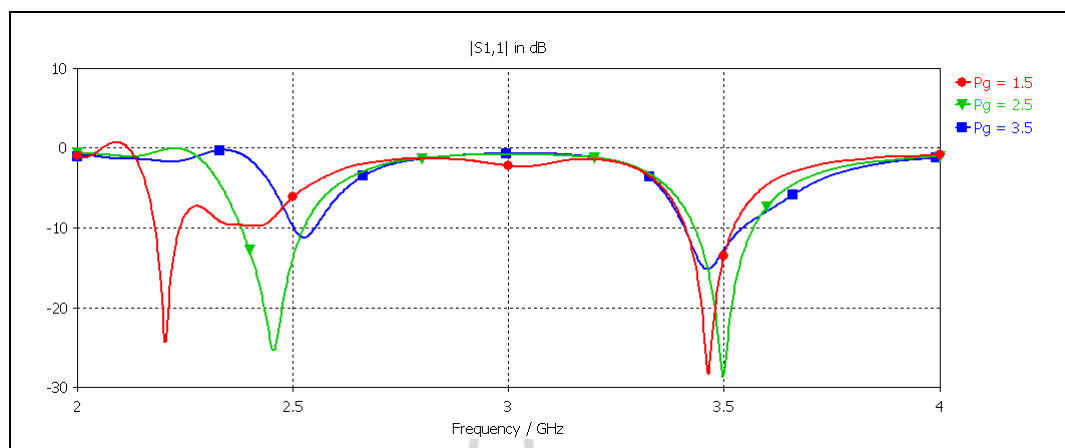
ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ ปรับครั้งที่ 2

พารามิเตอร์	ปรับครั้งที่ 1 ขนาด (mm)	ปรับครั้งที่ 2 ขนาด (mm)
P_{gw} : ความยาวของวัสดุฐานรองและกราวด์	120	120
P_{gl} : ความกว้างของวัสดุฐานรองและกราวด์	120	120
P : ความยาวของร่องตัว	27	28
P_l : ความยาวตัวของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	35	34
P_w : ความกว้างตัวของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	60	80
P_g : ความกว้างของร่องตัว	1.5	2.5
P_f : ระยะห่างจุดป้อนสัญญาณ	12	13
a : ระยะห่างระหว่างร่องตัว	3	3
b : ระยะห่างร่องตัว	15	18
H_1 : ระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์	12	7.5

4.2.4 ความกว้างของร่องตัว (P_g)

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของร่องตัวหรือ P_g คือ ให้ P_g เท่ากับ 1.5 มิลลิเมตร 2.5 มิลลิเมตร และ 3.5 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผล

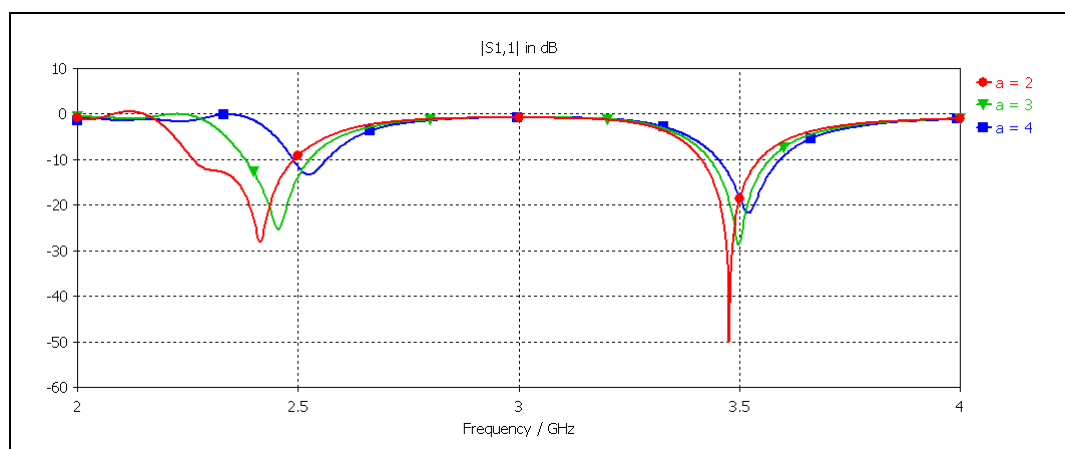
พบว่า เมื่อ P_g เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งสอง จากรูปที่ 4.18 ดังนั้นเลือกค่า P_g เท่ากับ 13 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.18 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_g

4.2.5 ระยะห่างระหว่างร่องตัวยู (a)

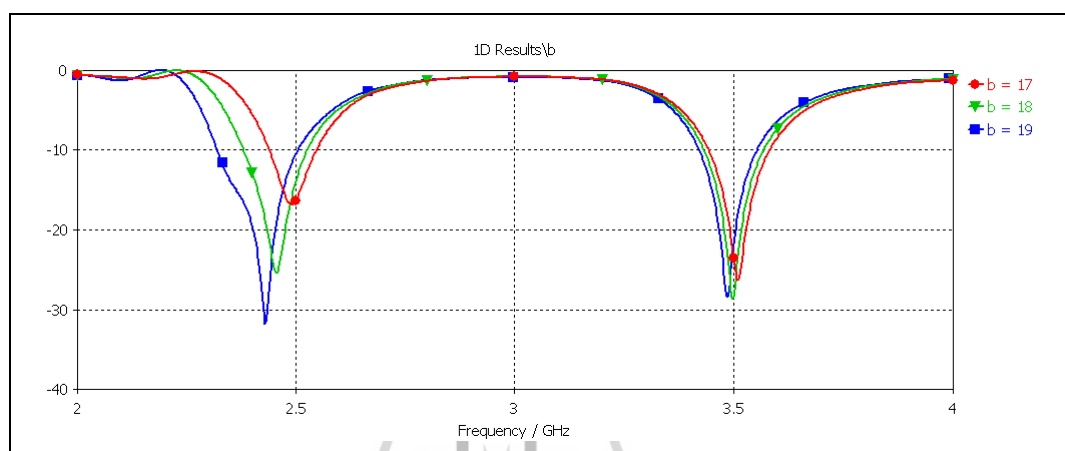
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างร่องตัวยูหรือ a คือ ให้ a เท่ากับ 2 มิลลิเมตร 3 มิลลิเมตร และ 4 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า a เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการในช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่สูงขึ้น จากรูปที่ 4.19 เมื่อ a เท่ากับ 3 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งสอง ดังนั้นเลือกค่า a เท่ากับ 3 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.19 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a

4.2.6 ระยะห่างร่องตัวยู (b)

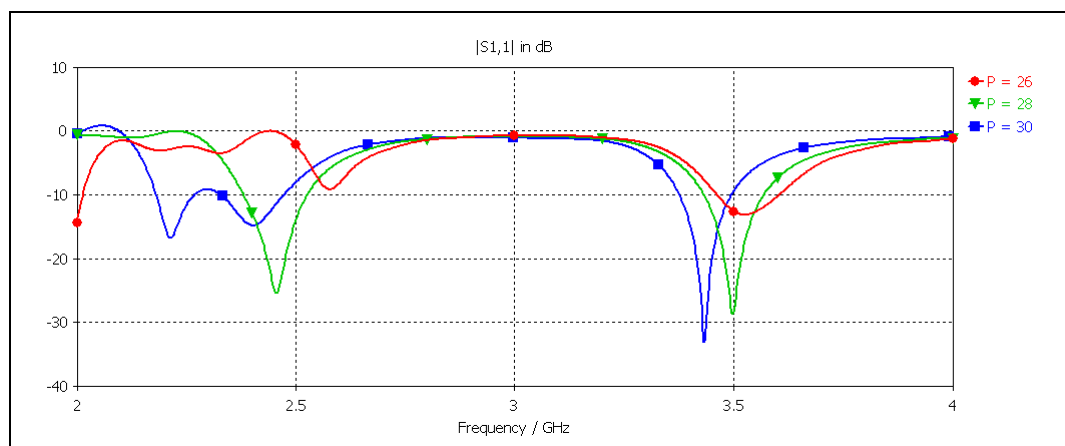
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างร่องตัวยูหรือ b คือ ให้ b เท่ากับ 17 มิลลิเมตร 18 มิลลิเมตร และ 19 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผล พบว่า เมื่อค่า b เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลง จากรูปที่ 4.20 เมื่อ b เท่ากับ 18 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งสอง ดังนั้นเลือกค่า b เท่ากับ 18 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.20 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า b

4.2.7 ความยาวของร่องตัวยู (P)

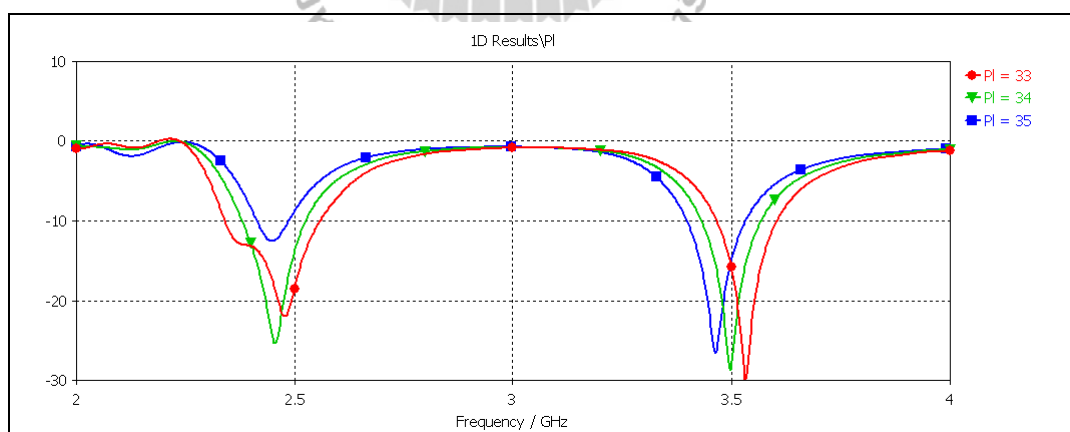
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของร่องตัวยูหรือ P คือ ให้ P เท่ากับ 26 มิลลิเมตร 28 มิลลิเมตร และ 30 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผล พบว่า เมื่อค่า P เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลง จากรูปที่ 4.21 เมื่อ P เท่ากับ 28 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งสอง ดังนั้นเลือกค่า P เท่ากับ 28 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.21 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P

4.2.8 ความยาวตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป (P_l)

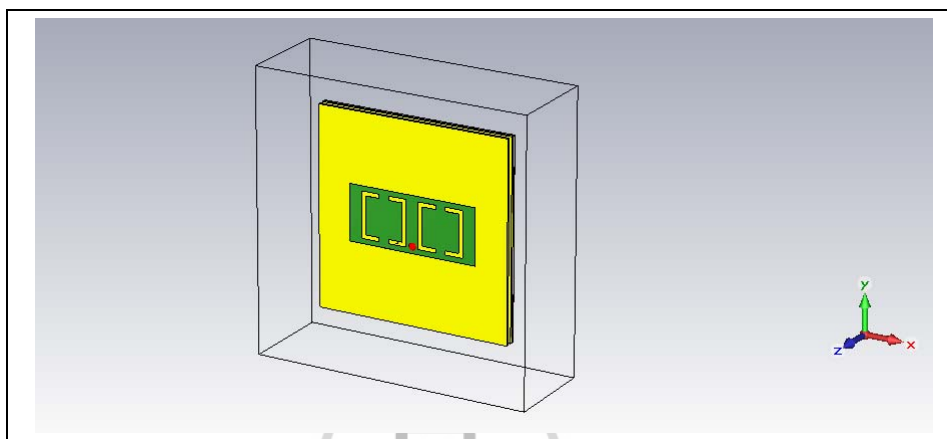
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป หรือ P_l คือ ให้ P_l เท่ากับ 33 มิลลิเมตร 34 มิลลิเมตร และ 35 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า P_l เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการในช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลง จากรูปที่ 4.22 เมื่อ P_l เท่ากับ 34 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตช์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งสอง ดังนั้นเลือกค่า P_l เท่ากับ 34 มิลลิเมตร



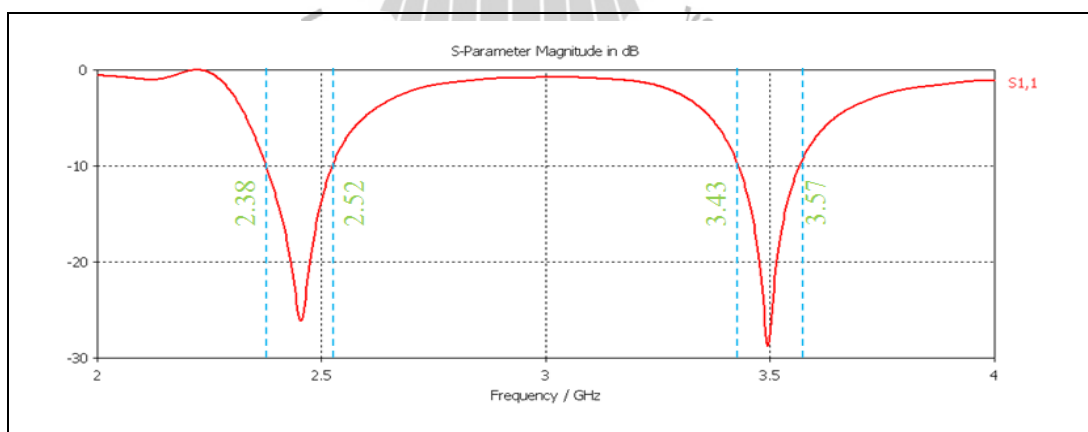
รูปที่ 4.22 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า P_l

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบแสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบดังตารางที่ 4.3 (ปรับ

ครั้งที่ 2) และรูปที่ 4.23 (ข) แสดงค่า S_{11} จากผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบ จะเห็นว่าค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.38 GHz ถึง 2.52 GHz ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 2.45 GHz และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.43 GHz ถึง 3.57 GHz ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 3.5 GHz ซึ่งยังไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ในการนำไปใช้งานในระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 3.5 GHz และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.40 GHz ถึง 3.60 GHz

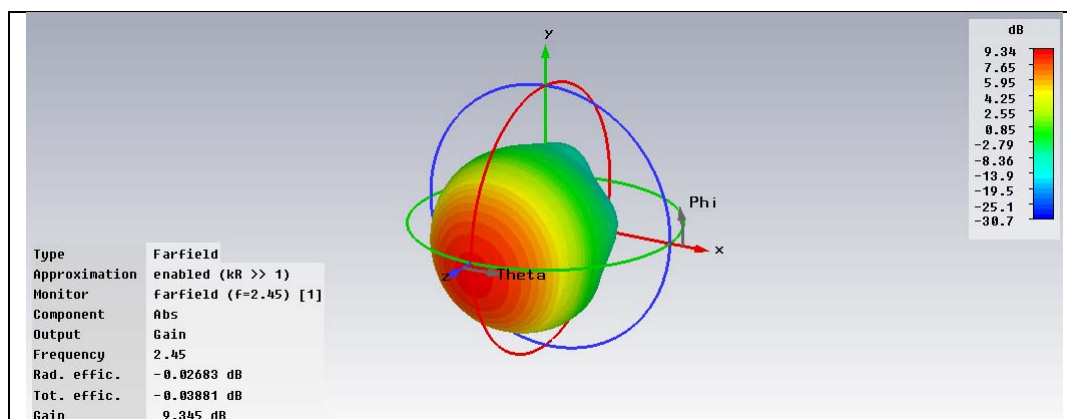


(ก) แบบจำลองสายอากาศ

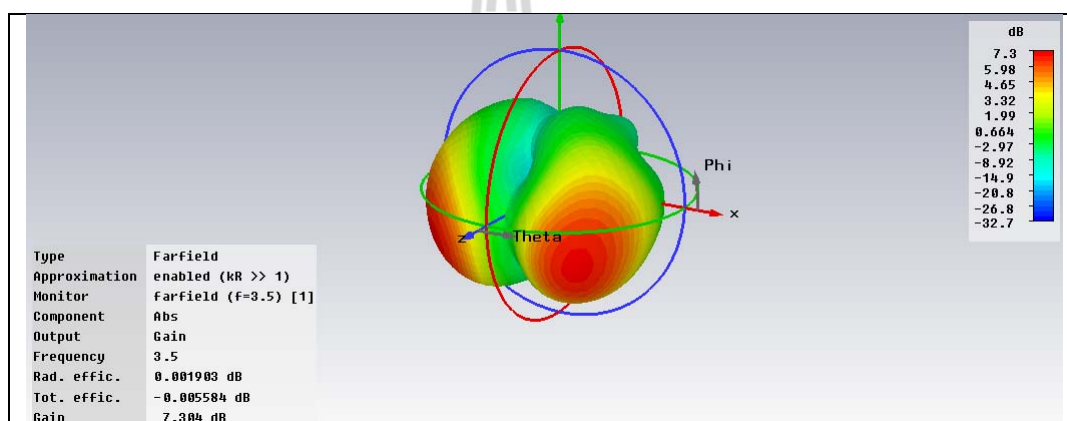


(ข) ค่า S_{11}

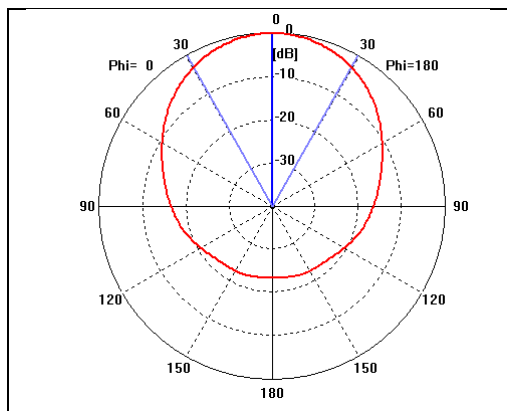
รูปที่ 4.23 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่



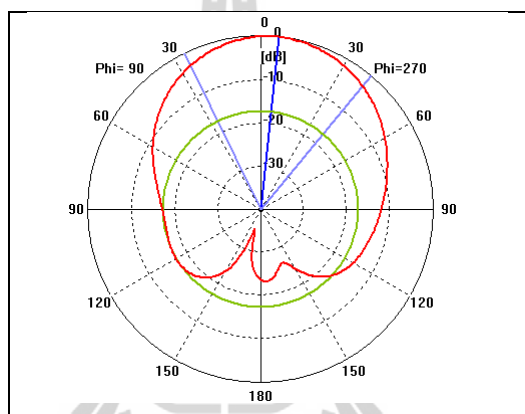
(ค) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ความถี่ 2.45 GHz



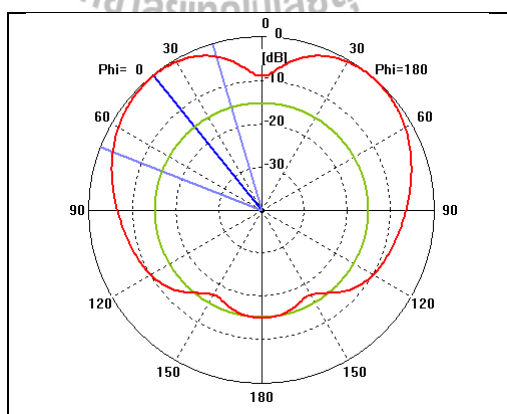
(ง) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ความถี่ 3.5 GHz
รูปที่ 4.23 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ (ต่อ)



(ก) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 2.45 GHz

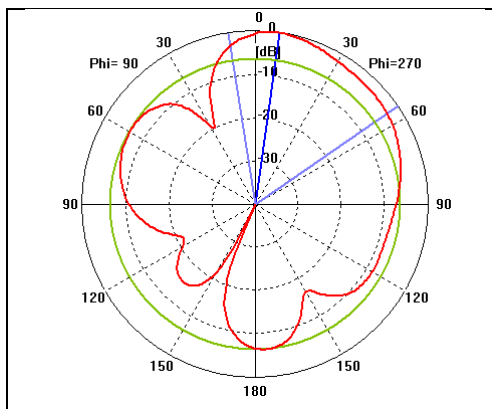


(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz

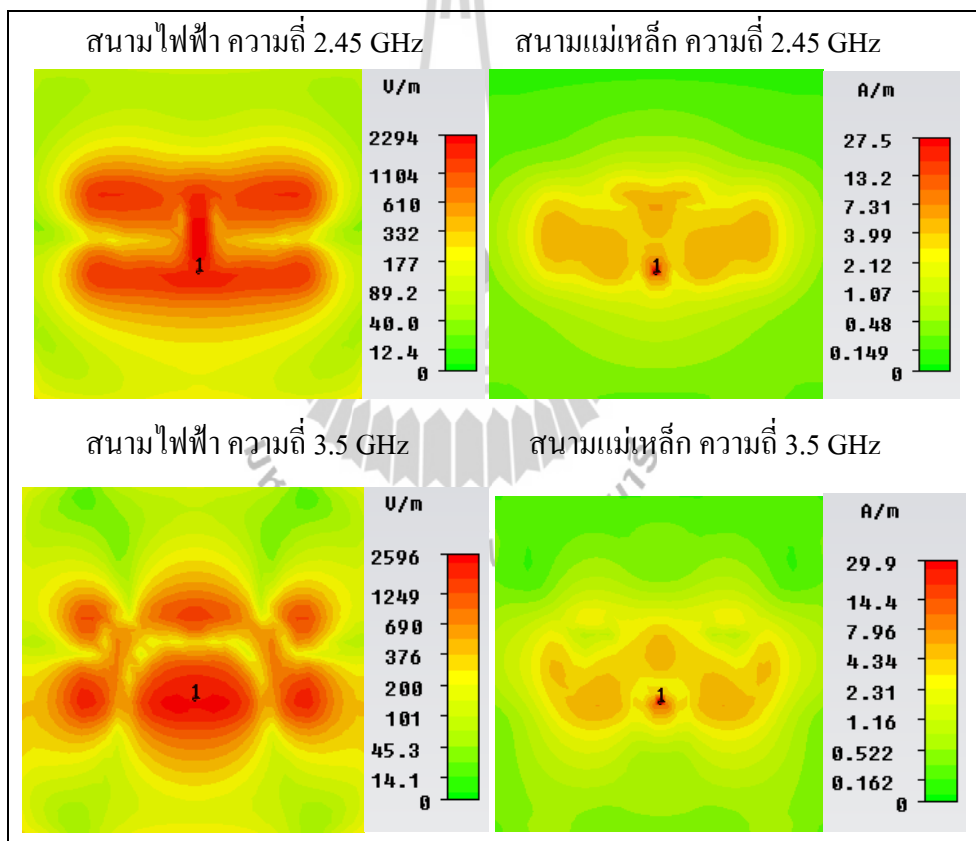


(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 4.24 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงานและสนามระยะใกล้ของสายอากาศแพทช์ ไมโครสตริปสองความถี่



(ง) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 3.5 GHz

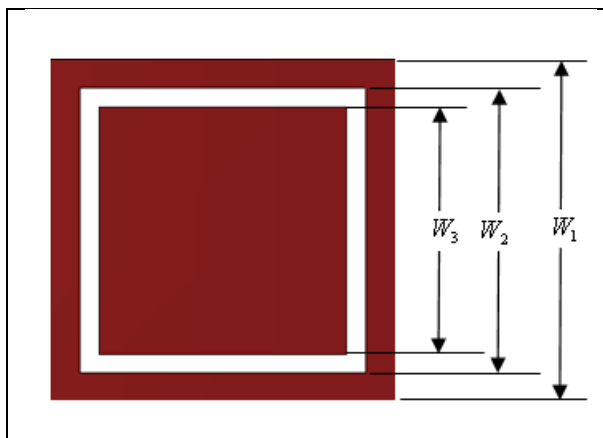


(จ) สนามระยะใกล้บนแผ่นวัสดุฐานรอง เมื่อ H_1 เท่ากับ 3.2 มิลลิเมตร
รูปที่ 4.24 ผลการจำลองรูปแบบการแผ่พลังงานและสนามระยะใกล้ของสายอากาศแพทช์
ไมโครสตริปสองความถี่ (ต่อ)

สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานแสดงดังรูปที่ 4.23(ค) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ที่ความถี่ 2.45 GHz และรูปที่ 4.23(ง) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ที่ความถี่ 3.5 GHz ซึ่งมีอัตราขยาย 9.3 dB และ 7.3 dB ตามลำดับ สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz แสดงดังรูปที่ 4.24(ก) และ (ข) ตามลำดับ และรูปที่ 4.24(ค) และ (ง) แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.5 GHz จากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่สามารถนำมาพิจารณาสนามระยะใกล้ (near-field) ที่เกิดบริเวณผิวด้านบนของวัสดุฐานรอง ในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz เมื่อระยะ H_1 เท่ากับ 3.2 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.24(จ) พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุดคือ 2294 V/m และ 27.5 A/m ตามลำดับ และที่ความถี่ 3.5 GHz ค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุดคือ 2596 V/m และ 29.9 A/m ตามลำดับ เนื่องจากแผ่นวัสดุฐานรองไม่สามารถระงับคลื่นผิวได้ ค่าสนามระยะใกล้จึงมีค่าน้อย และส่งผลให้ที่ความถี่ 3.5 GHz คลื่นที่เกิดบริเวณขอบของแผ่นกราวด์ก่อให้เกิดเป็นพู่หลัง(back lobe) เมื่อพิจารณาความเข้มของสนามระยะใกล้ที่จุดต่าง ๆ บนแผ่นกราวด์พบว่าระดับความเข้มของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่บริเวณขอบของแผ่นกราวด์ที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุดประมาณ 676 V/m และ 8.43 A/m ตามลำดับ และที่ความถี่ 3.5 GHz มีค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุดประมาณ 885 V/m และ 10.7 A/m ตามลำดับ เพื่อแก้ไขปัญหาระเบิดการเกิดพู่หลังจะทำการการศึกษากราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ในลำดับต่อไป

4.3 การศึกษากราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์

กราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์จะใช้โครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านในการกรองความถี่ ซึ่งออกแบบตามการตอบสนองความถี่ด้วยแถบความถี่ผ่าน (band pass) โดยให้ช่วงความถี่ 2.4 GHz ถึง 2.485 GHz ผ่านไปได้เท่านั้น และความถี่ช่วงความถี่ 3.5 GHz สะท้อนที่แผ่นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ ในการออกแบบหาความยาวจะคำนวณได้จากครึ่งคลื่นของความยาวคลื่นสัมพันธ์ โดยใช้ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 2.45 GHz ในการคำนวณ



รูปที่ 4.25 โครงสร้างของกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์หนึ่งหน่วย

พื้นฐานการออกแบบและการคำนวณพารามิเตอร์กราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์

$$L = \frac{\lambda_g}{2} \approx \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

ใช้สมการที่ (4-5) เพื่อหาความกว้างของ W_1 โดยที่ $f = 2.45 \text{ GHz}$ $\epsilon_r = 4.4$

$$W_1 = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.45 \times 10^9 \times \sqrt{4.4}} = 29.18 \text{ mm}$$

เมื่อ f คือ ความถี่ที่ต้องการใช้งาน

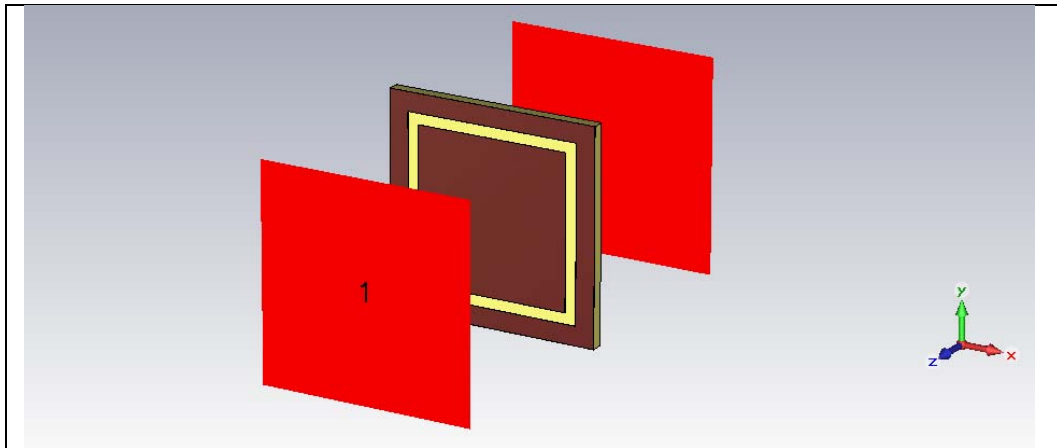
W_1 คือ ความกว้างของกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์

ϵ_r คือ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

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

4.3.1 การจำลองกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์

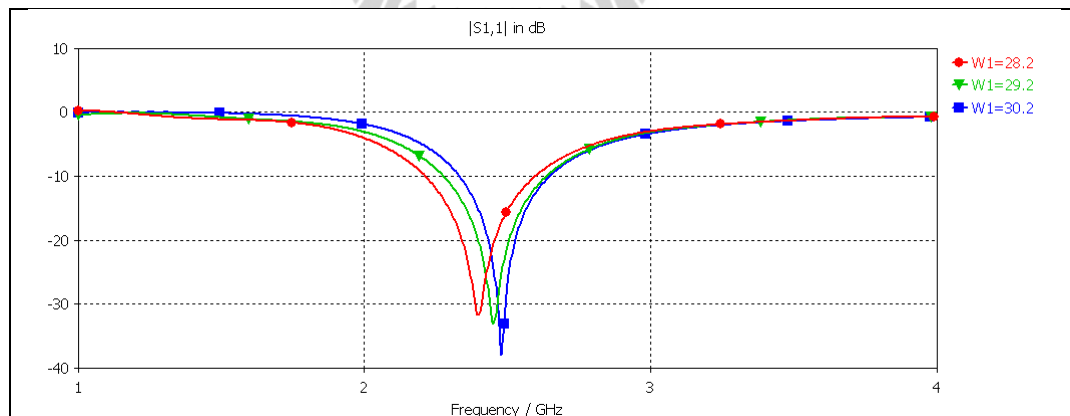
จากสมการ (4-5) คำนวณค่าความกว้าง (W_1) ของกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ โดย W_1 มีค่าเท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร โดยที่ไดอิเล็กตริกเป็นแผ่น FR4 มีค่าเท่ากับ 4.4 ดังแสดงในรูปที่ 4.18 และทำการจำลองแบบโดยใช้ Transient Solver Parameter จากนั้นทำการพิจารณาค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S-parameter magnitude in dB : S_{11}) โดยที่พิจารณาที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่าหรือใกล้เคียง -10 dB เนื่องจากต้องการให้คลื่นสามารถส่งผ่านได้หมด ดังแสดงในรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.26 การจำลองแบบกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์โดยค่าพารามิเตอร์จากการคำนวณ

4.3.2 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ W_1

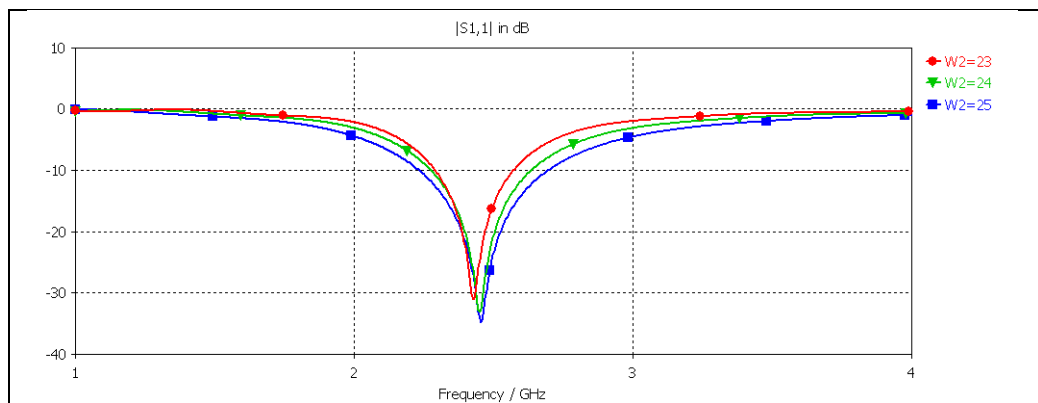
ปรับ W_1 โดยให้ W_2 และ W_3 คงที่ จะได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับดังรูปที่ 4.27 จะพบว่าค่าที่จำเป็นต้องปรับคือ ขนาดของ W_2 และ W_3 เพราะตัวแปรดังกล่าวเกี่ยวข้องกับช่องที่ทำหน้าที่ให้ช่วงความถี่ที่ต้องการใช้งานผ่านไปได้นั้น จึงกำหนดให้ W_1 คงที่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งจากกราฟพบว่าช่วงที่ค่าเข้าใกล้ความถี่ 2.45 GHz คือช่วงที่ W_1 เท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.27 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ W_1

4.3.3 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ W_2

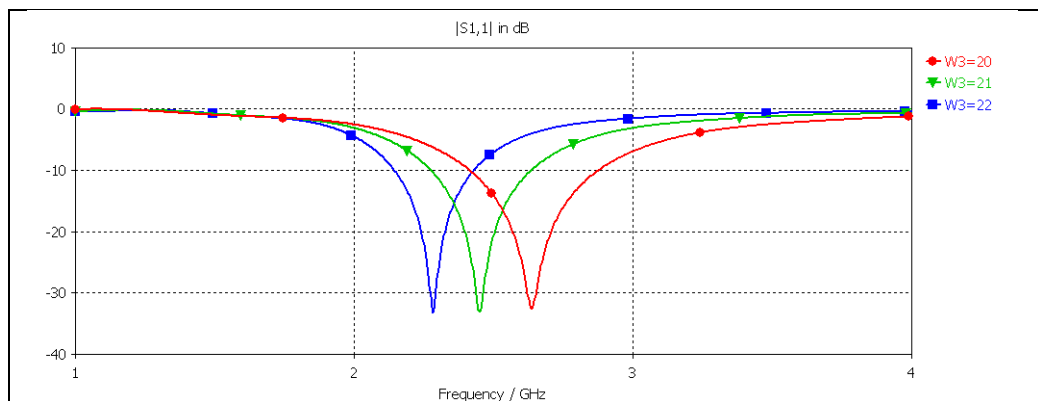
ทำการ ปรับ W_2 จะได้ผลดังรูปที่ 4.28 จากการปรับความยาวของ W_2 พบว่าค่าที่จำเป็นต้องปรับคือ ขนาดของ W_3 เพราะตัวแปรดังกล่าวเกี่ยวข้องกับช่องที่ทำหน้าที่ให้ช่วงความถี่ที่ต้องการใช้งานผ่านไปได้ ดังนั้น จึงกำหนดให้ W_2 คงที่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งจากกราฟที่ออกมาพบว่า ช่วงที่ค่าเข้าใกล้ความถี่ 2.45 GHz คือช่วงที่ W_2 เท่ากับ 24 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.28 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ W_2

4.3.4 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ W_3

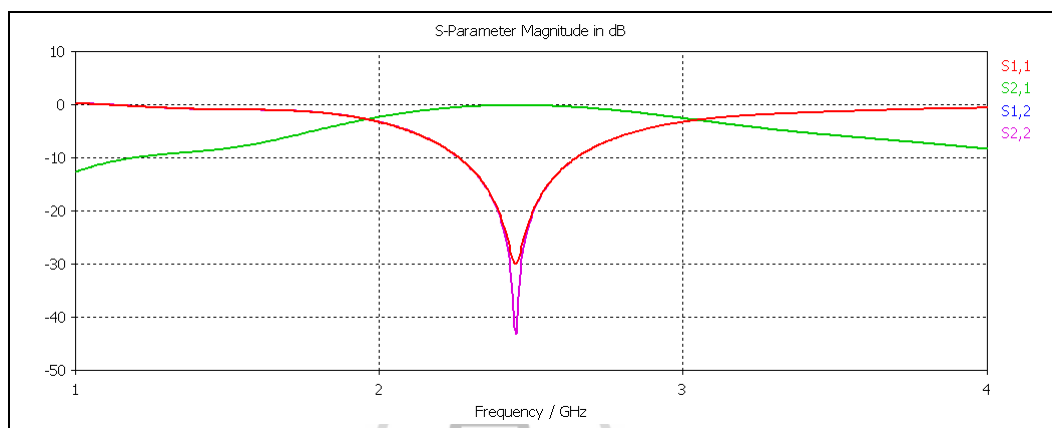
ทำการปรับความยาวของ W_3 โดยให้ความยาวของ W_1 และ W_2 คงที่ โดย $W_2 = 24$ มิลลิเมตร และ $W_1 = 29.2$ มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.29 พบว่าค่า W_3 ลดลง ทำให้ความถี่กลางลดลง เนื่องจากช่องว่างระหว่าง W_2 และ W_3 ส่งผลให้ความถี่ส่งผ่านไปได้ W_3 ที่ทำให้ความถี่กลางเข้าใกล้ 2.45 GHz คือ W_3 เท่ากับ 21 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.29 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ W_3

4.3.5 การเลือกขนาดของกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์

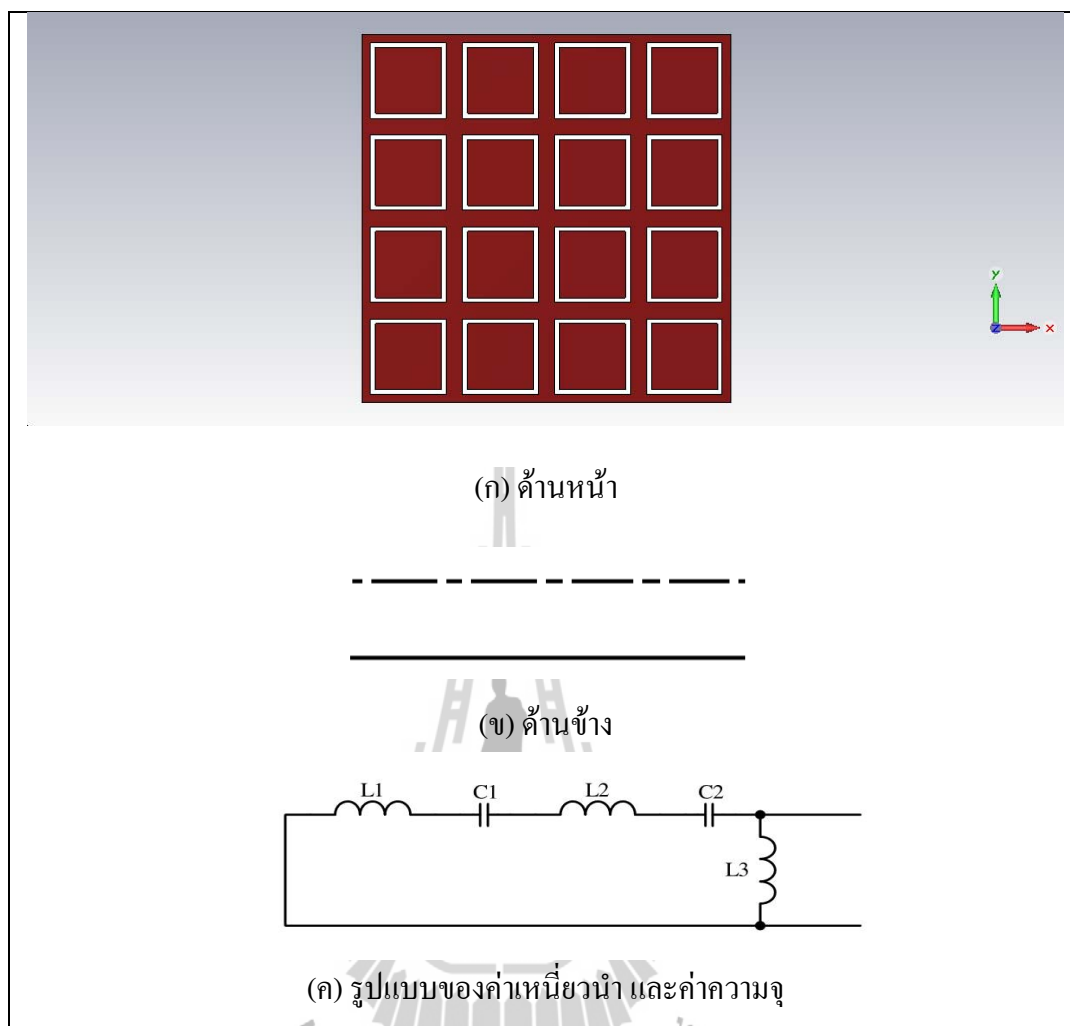
หลังจากที่ทำการจำลองแบบกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ขนาด 1 หน่วยแล้ว โดยเลือก W_1 เท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร W_2 เท่ากับ 24 มิลลิเมตร และ W_3 มีค่าเท่ากับ 21 มิลลิเมตร ต่อไปจะเป็นการเพิ่มขนาดของกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์เพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน ต้องมีขนาดใกล้เคียงของกราวด์มากที่สุด คือ 4x4 มีขนาด 116.8 มิลลิเมตร ซึ่งกราวด์มีขนาด 120 มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 4.31(ก)



รูปที่ 4.30 ค่า S_{11} ของกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ ขนาด 4x4

จากรูปที่ 4.31(ข) สามารถอธิบายรูปแบบสี่เหลี่ยมของโครงสร้างตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์แบบช่วงความถี่ผ่านได้ด้วยวงจรสมมูลของวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นเป็นผลจากช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำด้านบน และค่าเหนี่ยวนำเกิดจากกระแสที่ไหลไปตามตัวนำที่อยู่ใกล้กันเป็นวงจร LC ต่อแบบอนุกรม ดังแสดงในรูปที่ 4.31(ค) ซึ่งสามารถคำนวณค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรได้จาก

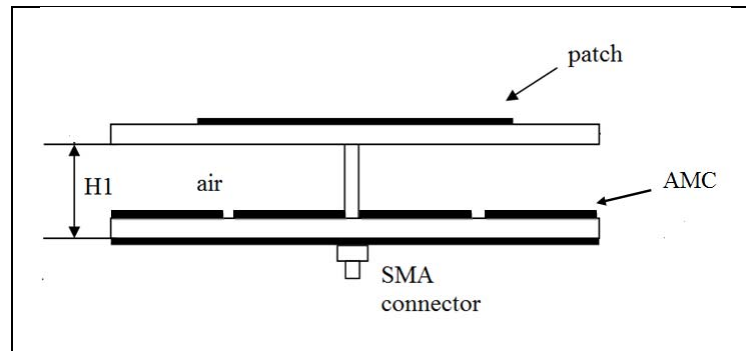
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + L_3)(C_1 + C_2)}} \quad (4.6)$$



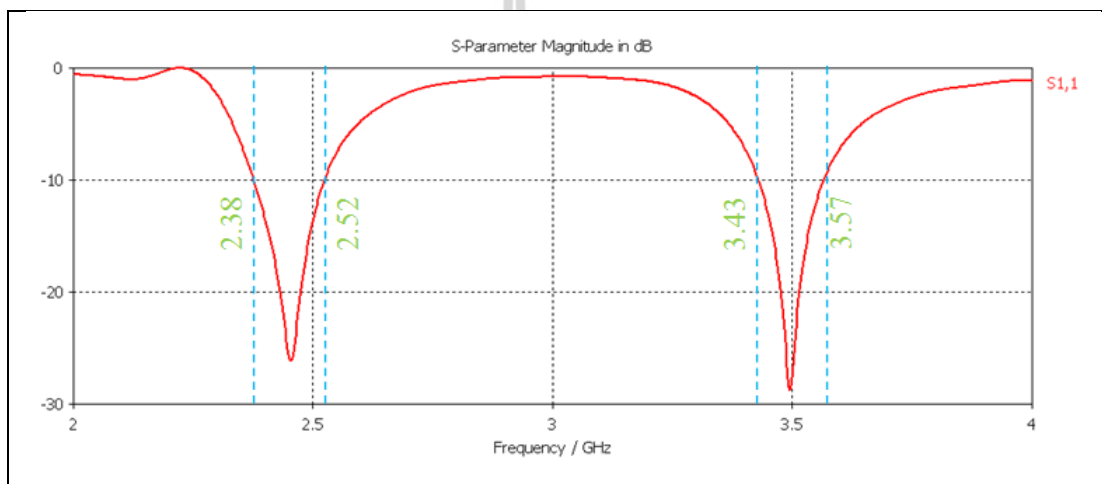
รูปที่ 4.31 โครงสร้างตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์แบบช่วงความถี่ผ่าน

4.4 การจำลองกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

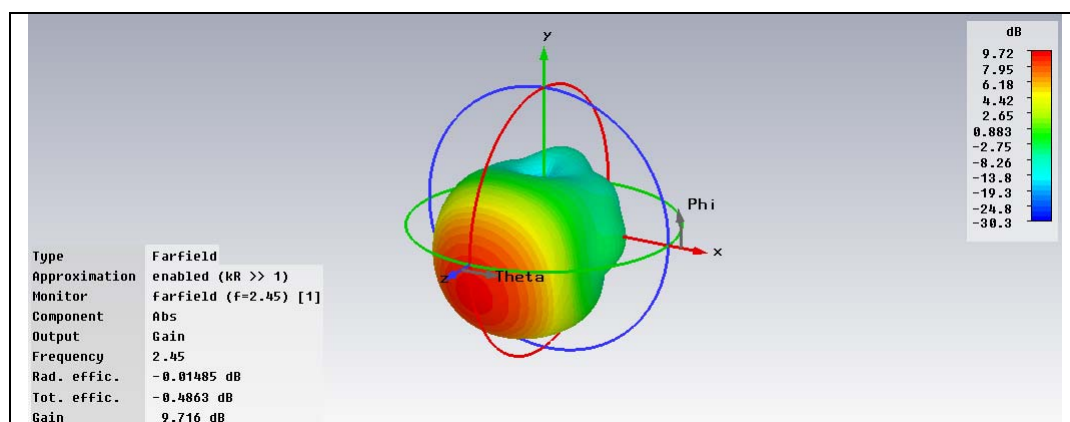
เมื่อวางกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปตามรูปที่ 4.32 (ก) พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่า -26.465 dB และ -28.378 dB และมีผลให้สายอากาศทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4.32(ข) โดยผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ขนาด ดังแสดงในรูปที่ 4.32(ค) และ 4.32(ง) และพบว่าที่ความถี่กลาง 2.45 GHz มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจาก 9.3 dB เป็น 9.7 dB และความถี่กลาง 3.5 GHz มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจาก 7.3 dB เป็น 11.4 dB และมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ดีขึ้น แต่ยังไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ในการนำไปใช้งานในระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 3.5 GHz และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 3.40 GHz ถึง 3.60 GHz



(ก) โครงสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกรวดโลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ ด้านข้าง

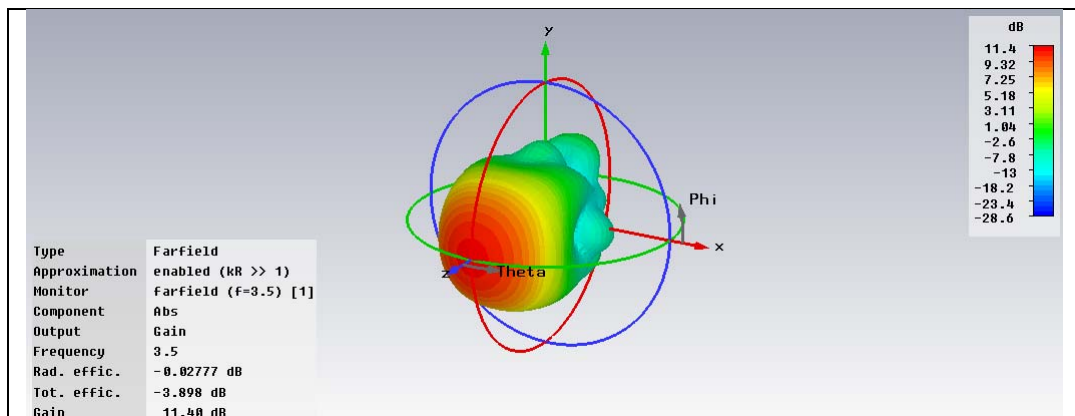


(ข) ค่า S_{11}

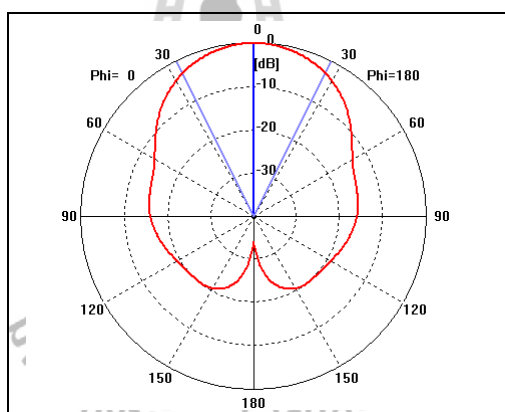


(ค) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ความถี่ 2.45 GHz

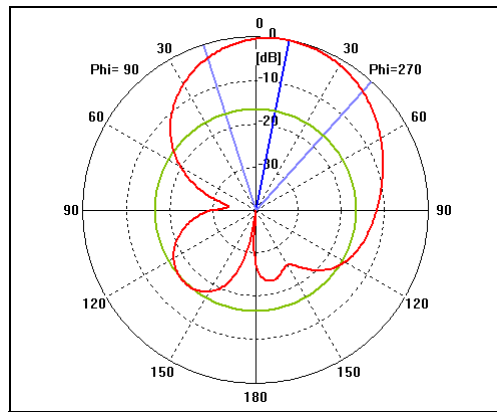
รูปที่ 4.32 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกรวดโลหะแม่เหล็กประดิษฐ์



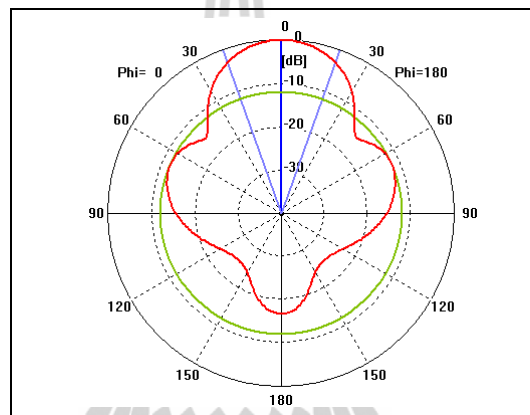
(ง) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ความถี่ 3.5 GHz
รูปที่ 4.32 ผลจากการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์
(ต่อ)



(ก) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 2.45 GHz
รูปที่ 4.33 รูปแบบการแผ่พลังงานของสนามระยะใกล้สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์

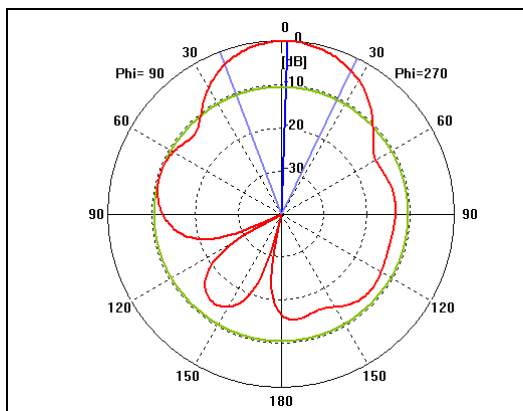


(จ) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz

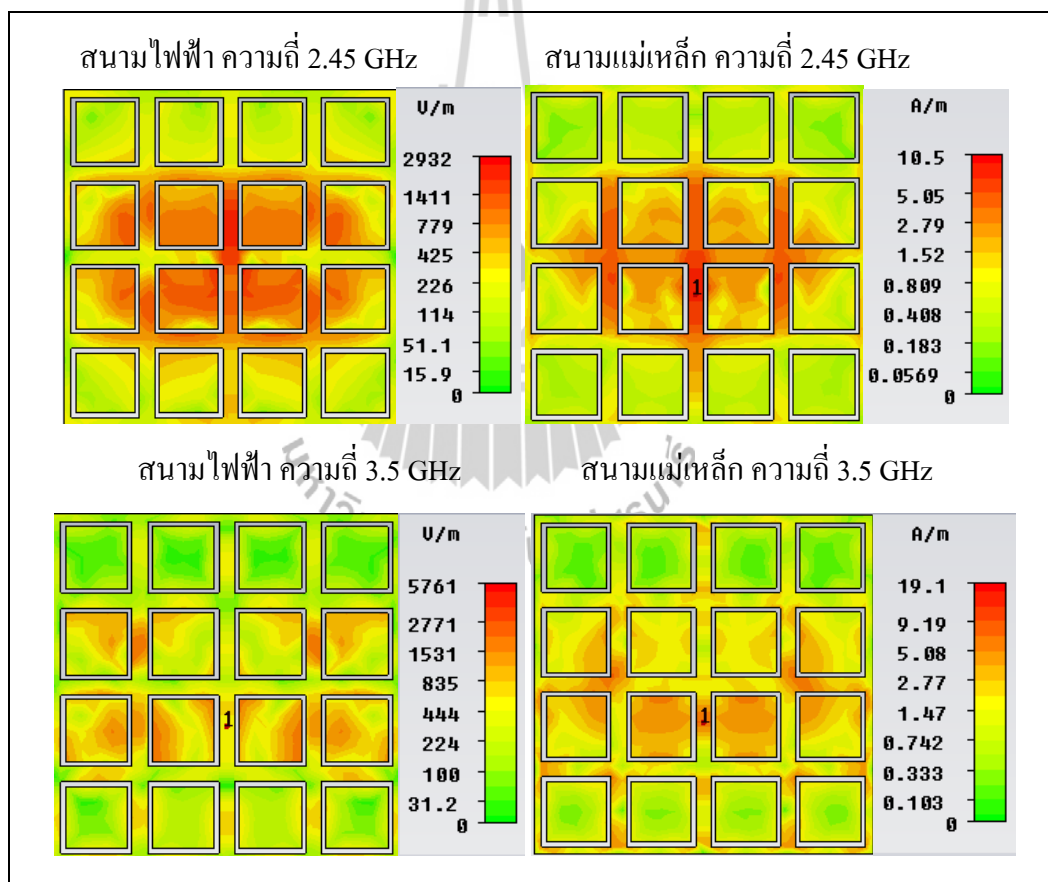


(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 4.33 รูปแบบการแผ่พลังงานของสนามระยะใกล้สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ (ต่อ)



(ง) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 3.5 GHz

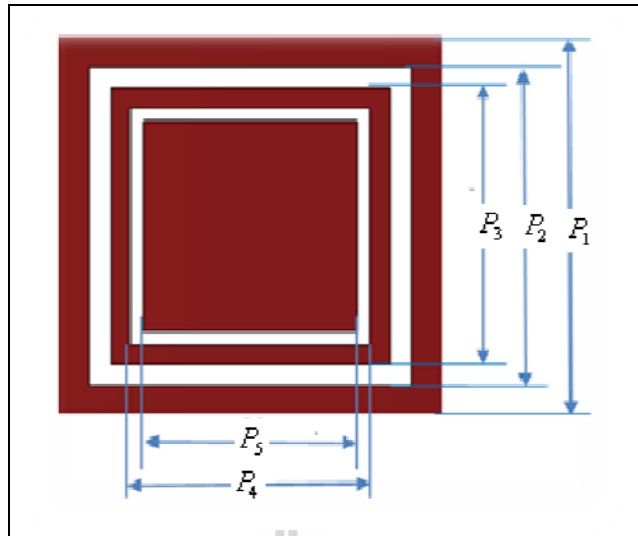


(จ) สนามระยะใกล้บนแผ่นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ เมื่อ H_1 เท่ากับ 3.235 มิลลิเมตร รูปที่ 4.33 รูปแบบการแผ่พลังงานของสนามระยะใกล้สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ (ต่อ)

สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz แสดงดังรูปที่ 4.33(ก) และ (ข) ตามลำดับ และรูปที่ 4.33(ค) และ (ง) แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.5 GHz จากกรจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ สามารถอธิบายสนามระยะใกล้ (near-field) ที่เกิดบริเวณผิวของแผ่นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz เมื่อระยะ H_1 เท่ากับ 3.235 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.33(จ) พบว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุดคือ 2932 V/m และ 10.5 A/m ตามลำดับ และที่ความถี่ 3.5 GHz มีค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุดคือ 5761 V/m และ 19.1 A/m ตามลำดับ เนื่องจากกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์มีความสามารถในระบับคลื่นผิวได้และค่าสนามระยะใกล้ที่ซึ่งมีค่ามากขึ้นกว่ากรณีที่ใช้แผ่นกราวด์เพียงแผ่นเดียว ส่วนสนามที่เกิดบริเวณขอบของแผ่นกราวด์นั้นก่อให้เกิดเป็นพูหลังและพูข้าง (side lobe) ซึ่งเกิดจากลักษณะของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปในแต่ละอิลิเมนต์ที่มีเฟสไม่เป็นศูนย์ เมื่อพิจารณาระดับความเข้มของสนามระยะใกล้ที่จุดต่าง ๆ บนแผ่นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ พบว่าระดับความเข้มของสนามระยะใกล้สามารถกักเก็บสนามได้ดี ส่งผลให้มีพลังงานเพิ่มขึ้นและทำให้มีอัตราขยายเพิ่มขึ้น แต่เบนด์วิธยังไม่ครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการของไวแมกซ์ ดังนั้นจะทำการศึกษาชั้นวางซ้อนเพื่อเพิ่มเบนด์วิธในลำดับต่อไป

4.5 การศึกษาชั้นวางซ้อน

ชั้นวางซ้อนจะใช้โครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านในการกรองความถี่ ซึ่งออกแบบตามการตอบสนองความถี่ด้วยแถบความถี่ผ่าน (band pass) โดยให้ช่วงความถี่ 2.4 GHz ถึง 2.485 GHz และช่วงความถี่ 3.40 GHz ถึง 3.60 GHz ผ่านไปได้เท่านั้น ในการออกแบบหาความยาวจะคำนวณได้จากครึ่งคลื่นของความยาวคลื่นสัมพัทธ์ โดยใช้ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 2.45 GHz ในการคำนวณ โดยใช้ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 2.45 GHz และ 3.5 GHz ในการคำนวณ



รูปที่ 4.34 โครงสร้างของชั้นวางซ้อนหนึ่งหน่วย

$$L = \frac{\lambda_g}{2} \approx \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

ใช้สมการที่ (4-5) เพื่อหาความกว้างของ P_1 โดยที่ $f = 2.45$ GHz $\epsilon_r = 4.4$

$$P_1 = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 2.45 \times 10^9 \times \sqrt{4.4}} = 29.18 \text{ mm}$$

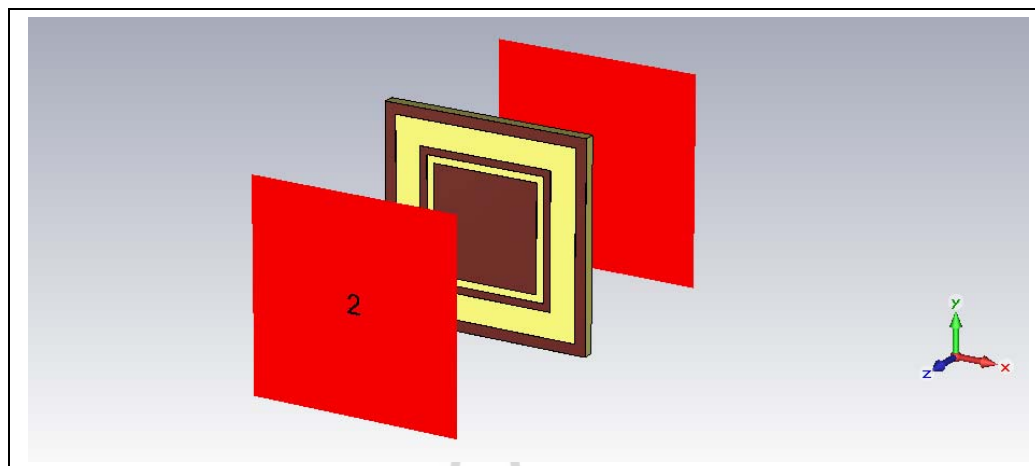
ใช้สมการที่ (4-5) เพื่อหาความยาว P_3 โดยที่ $f = 3.5$ GHz และ $\epsilon_r = 4.4$

$$P_3 = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 3.5 \times 10^9 \times \sqrt{4.4}} = 20.43 \text{ mm}$$

4.5.1 การจำลองแบบชั้นวางซ้อน

จากสมการ (4-5) คำนวณค่าความกว้าง (P_1) ของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน โดย P_1 มีค่าเท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร และ P_3 มีค่าเท่ากับ 20 มิลลิเมตร โดยที่ไดอิเล็กทริกเป็นแผ่น FR4 มีค่าเท่ากับ 4.4 และความถี่ที่ต้องการใช้งานคือ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ดังแสดงในรูปที่ 4.35 และทำการจำลองแบบโดยใช้ Transient Solver Parameter จากนั้นทำการพิจารณาค่าการสูญเสีย

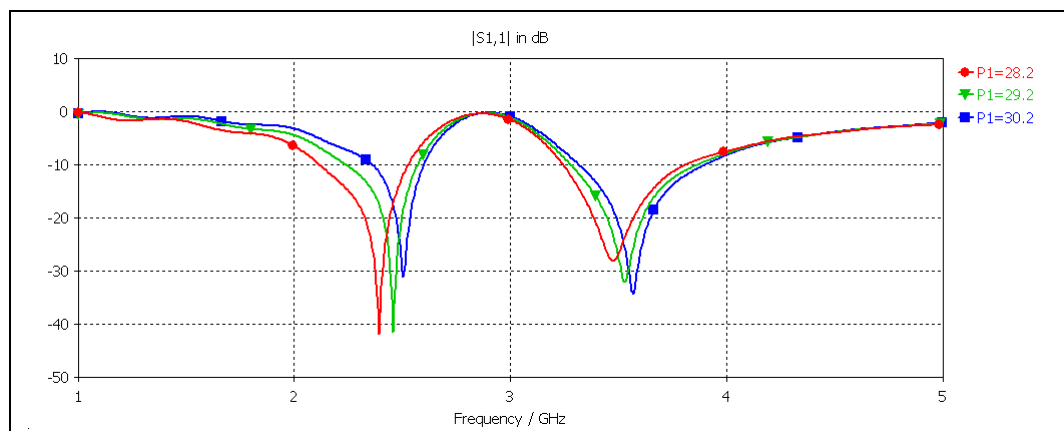
ย้อนกลับ (S-parameter Magnitude in dB: S_{11}) โดยที่พิจารณาที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าต่ำกว่า หรือใกล้เคียง -10 dB เนื่องจากต้องการให้คลื่นสามารถส่งผ่านได้หมด



รูปที่ 4.35 การจำลองแบบชั้นวางซ้อน โดยค่าพารามิเตอร์จากการคำนวณ

4.5.2 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_1

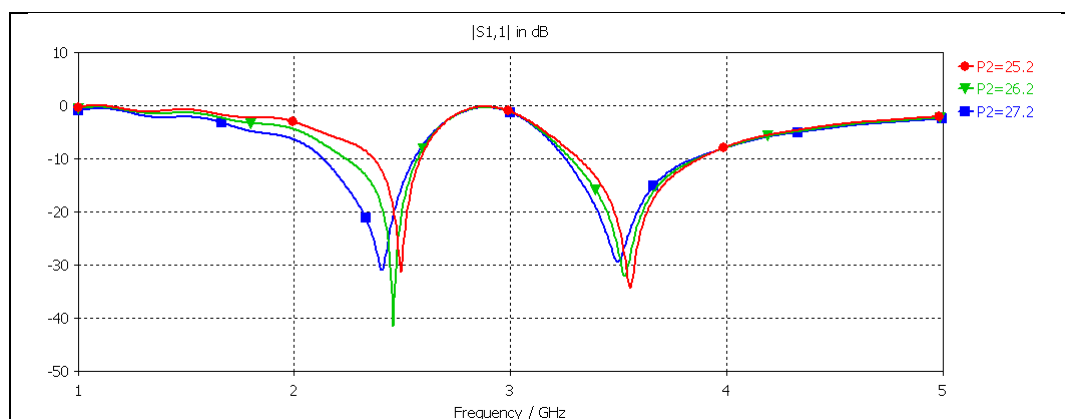
ปรับ P_1 โดยให้ P_2 P_3 P_4 และ P_5 คงที่ จะได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับดังรูปที่ 4.36 จะพบว่าเมื่อขนาดเพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่เพิ่มขึ้นด้วย ตัวแปรดังกล่าวเกี่ยวข้องกับช่องที่ทำหน้าที่ให้ช่วงความถี่ที่ต้องการใช้งานผ่านไปได้ ซึ่งจากกราฟที่ออกมาพบว่าช่วงที่ค่าเข้าใกล้ความถี่ 2.45 GHz คือช่วงที่ P_1 เท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.36 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_1

4.5.3 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_2

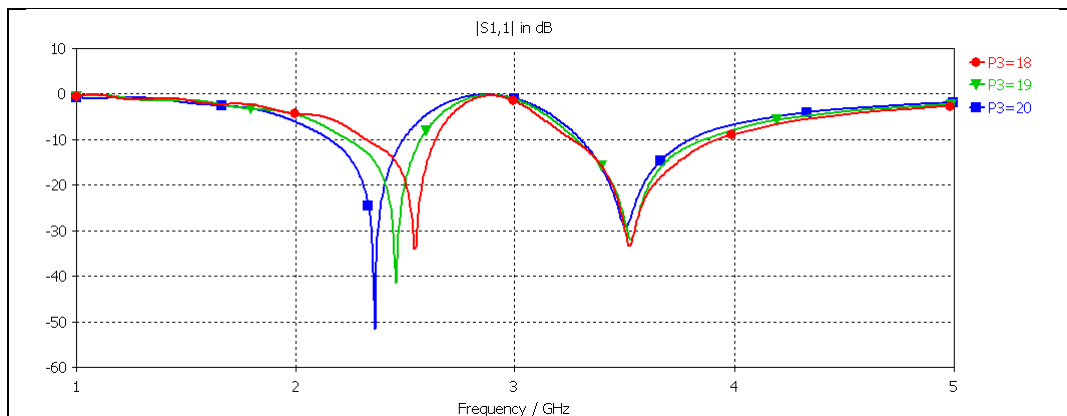
ทำการ ปรับ P_2 โดยให้ P_1 P_3 P_4 และ P_5 คงที่ จะได้ผลดังรูปที่ 4.37 จากการปรับความยาวของ P_2 พบว่าค่าที่จำเป็นต้องปรับคือ ขนาดของ P_3 P_4 และ P_5 เพราะตัวแปรดังกล่าวเกี่ยวข้องกับช่องที่ทำหน้าที่ให้ช่วงความถี่ที่ต้องการใช้งานผ่านไปได้ ดังนั้น จึงกำหนดให้ P_2 คงที่ที่ค่าใดค่าหนึ่ง ซึ่งจากกราฟที่ออกมาพบว่าช่วงที่ค่าเข้าใกล้ความถี่ 2.45 GHz คือช่วงที่ P_2 เท่ากับ 26.2 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.37 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_2

4.5.4 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_3

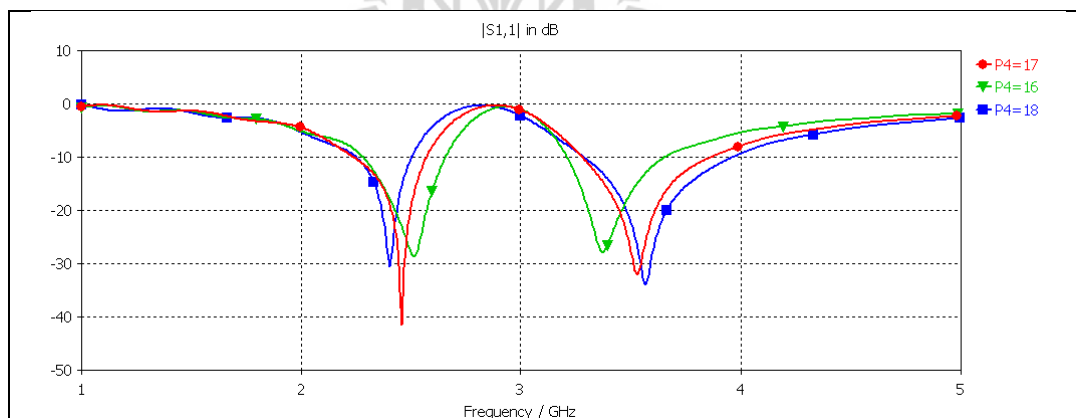
ทำการปรับความยาวของ P_3 โดยให้ความยาวของ P_2 และ P_5 คงที่ โดย P_1 เท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร และ P_2 เท่ากับ 26.2 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.38 พบว่าค่า P_3 ที่ทำให้ความถี่เข้าใกล้ 2.45 GHz คือ P_3 เท่ากับ 19 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.38 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_3

4.5.5 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_4

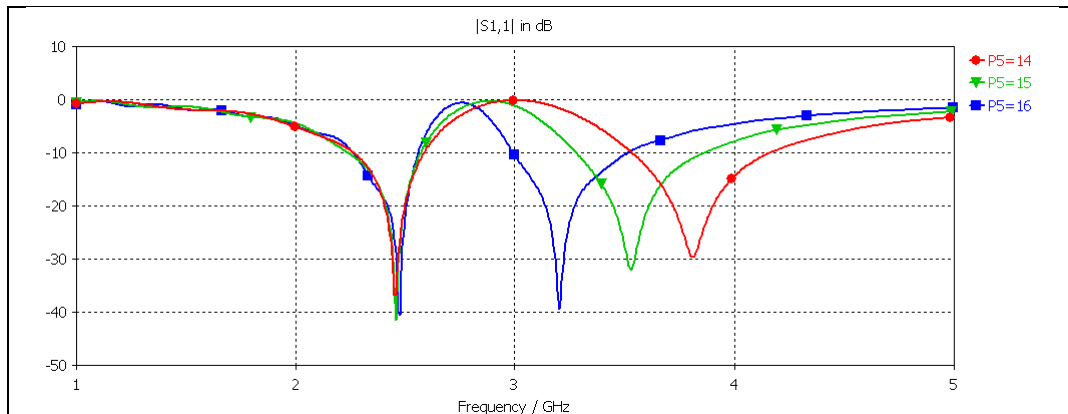
ทำการปรับความยาวของ P_4 โดยให้ความยาวของ P_1 P_2 และ P_3 คงที่ โดย P_1 เท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร P_2 เท่ากับ 26.2 มิลลิเมตร และ P_3 เท่ากับ 19 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.39 พบว่าค่า P_4 ที่ทำให้ความถี่เข้าใกล้ 3.5 GHz คือ P_4 เท่ากับ 17 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.39 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_4

4.5.6 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ P_5

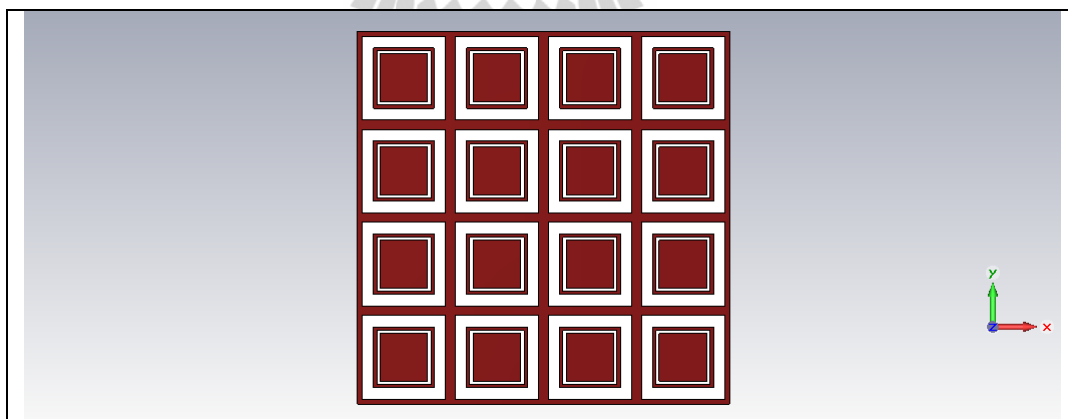
ทำการปรับความยาวของ P_5 โดยให้ความยาวของ P_2 และ P_3 คงที่ โดย P_1 เท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร P_2 เท่ากับ 26.2 มิลลิเมตร และ P_3 เท่ากับ 19 มิลลิเมตรและ P_4 เท่ากับ 17 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.40 พบว่าค่า P_5 ที่ทำให้ความถี่เข้าใกล้ 2.45 GHz คือ P_5 เท่ากับ 15 มิลลิเมตร



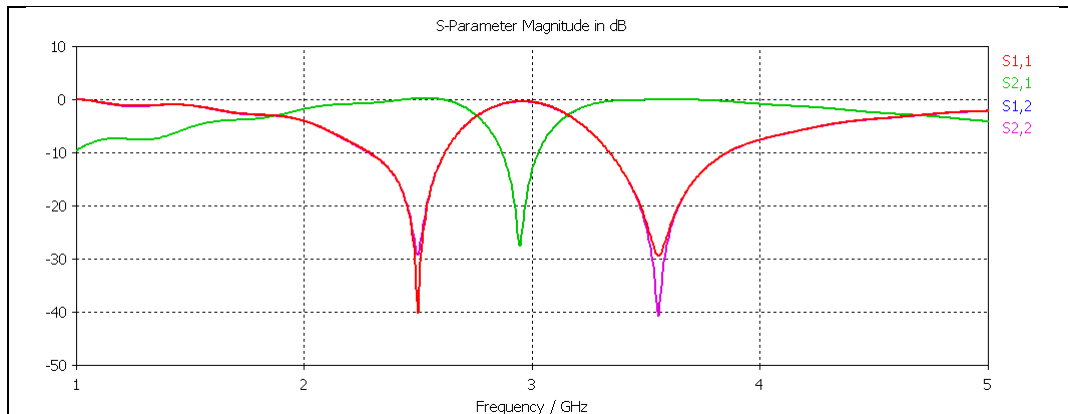
รูปที่ 4.40 ค่า S_{11} เมื่อปรับความยาวของ P_5

4.5.7 การเลือกขนาดของชั้นวางซ้อน

หลังจากที่ทำการจำลองแบบชั้นวางซ้อนขนาด 1 หน่วยแล้ว โดยเลือก P_1 เท่ากับ 29.2 มิลลิเมตร P_2 เท่ากับ 26.2 มิลลิเมตร และ P_3 เท่ากับ 19 มิลลิเมตร P_4 เท่ากับ 17 มิลลิเมตร และ P_5 เท่ากับ 15 มิลลิเมตร ต่อไปจะเป็นการเพิ่มขนาดของชั้นวางซ้อนเพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน ต้องมีขนาดใกล้เคียงของกราวด์มากที่สุด คือ 4x4 มีขนาด 116.8 มิลลิเมตร ซึ่งกราวด์มีขนาด 120 มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 4.41 และค่า S_{11} แสดงในรูปที่ 4.42

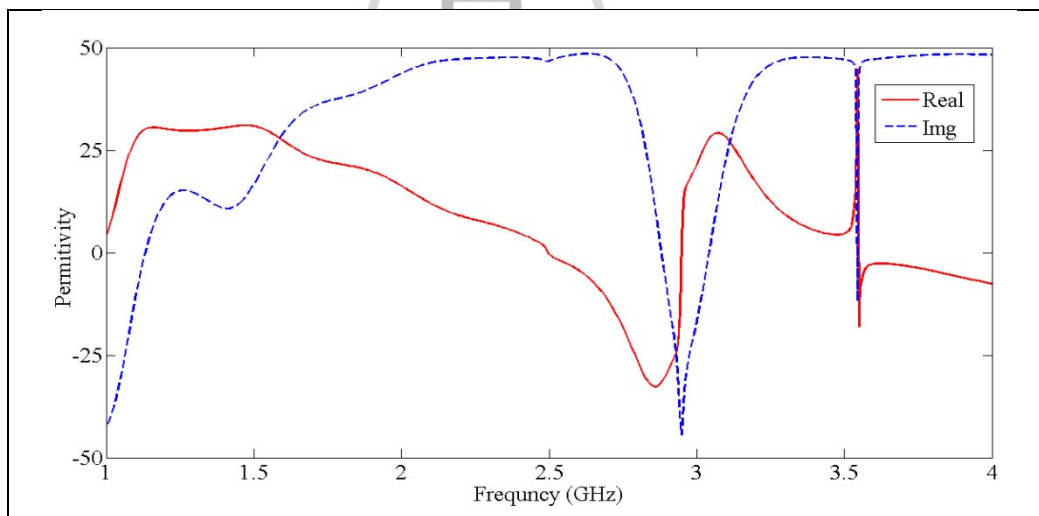


รูปที่ 4.41 การจำลองขนาดชั้นวางซ้อน ขนาด 4x4



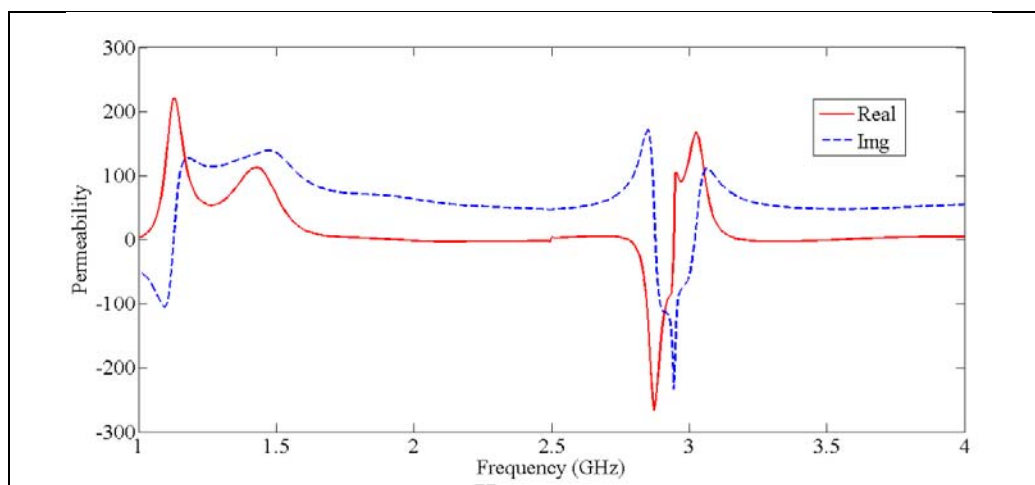
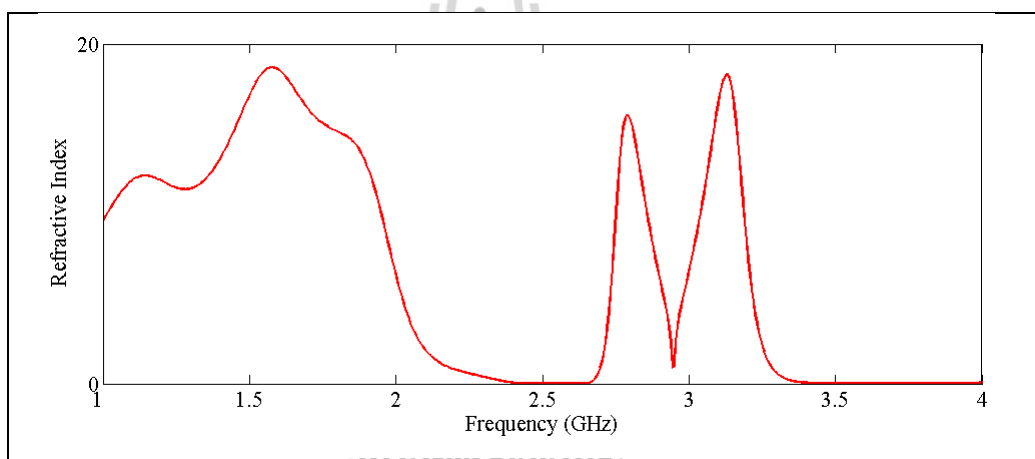
รูปที่ 4.42 ค่า S_{11} ของชั้นวางซ้อนขนาด 4x4

จากการได้เลือกขนาดของชั้นวางซ้อนที่เหมาะสมแล้ว จะนำค่า S_{11} S_{12} S_{21} S_{22} และเฟส มาคำนวณหาค่า $n = \sqrt{\epsilon\mu}$ ซึ่งสมการข้างต้นได้แสดงในบทที่ 3 ส่งผลให้ได้กราฟดังรูปที่ 4.43 จะเห็นได้ค่า n มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz



(ก) ค่า ϵ

รูปที่ 4.43 ค่าดัชนีหักเหของชั้นวางซ้อนขนาด 4x4

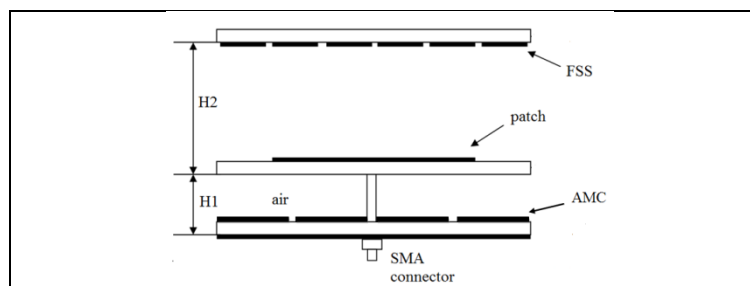
(ข) ค่า μ (ค) ค่า n

รูปที่ 4.43 ค่าดัชนีหักเหของชั้นวางซ้อนขนาด 4x4 (ต่อ)

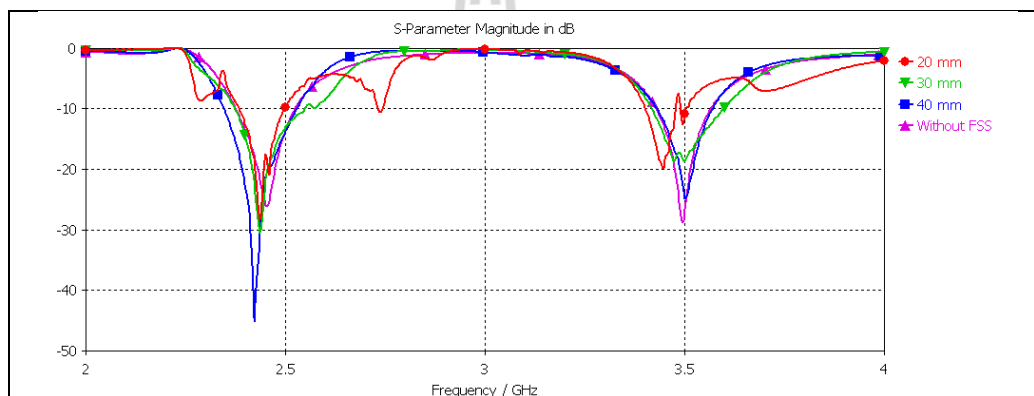
4.6 การจำลองชั้นวางซ้อนร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป

เมื่อวางพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปตามรูปที่ 4.44(ก) พบว่าเมื่อความสูงของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน 30 มิลลิเมตร ส่งผลให้มีแบนด์วิดท์เพิ่มมากขึ้น เนื่องจากคลื่นที่ออกจากสายอากาศไปกระทบกับส่วนที่เป็นโลหะและสะท้อนกลับป้อนกลับมาสามารถครอบคลุมได้ทั้งสองย่านความถี่ ซึ่งมีค่าการสูญเสียย้อนกลับ -30.85 dB และ -18.25 dB และมีอัตราขยายลดลง 9.65 dB และ 11.24 dB ที่ทำให้สายอากาศทำงานความถี่ 2.45 GHz และ 3.5

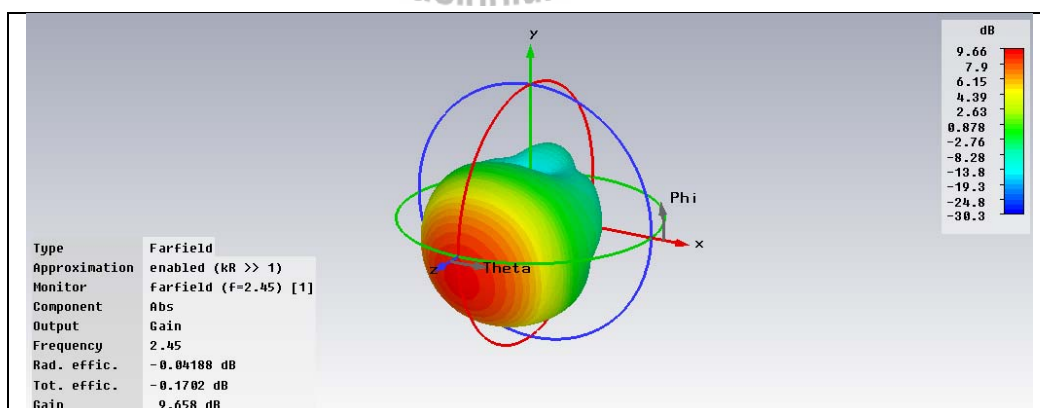
GHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 4.44(ข) โดยผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ดังแสดง
 ในรูปที่ 4.44(ค) และ 4.44(ง)



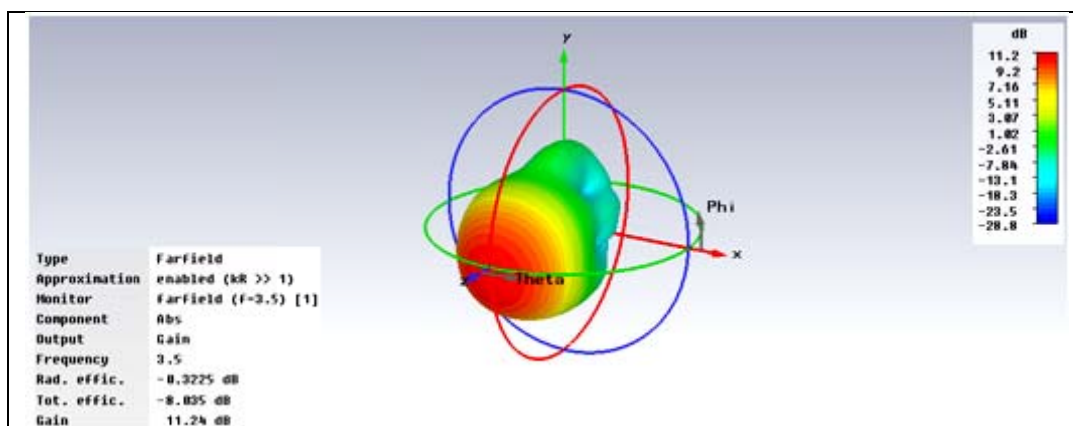
(ก) โครงสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพร้อมกับชั้นวางซ้อน ด้านข้าง



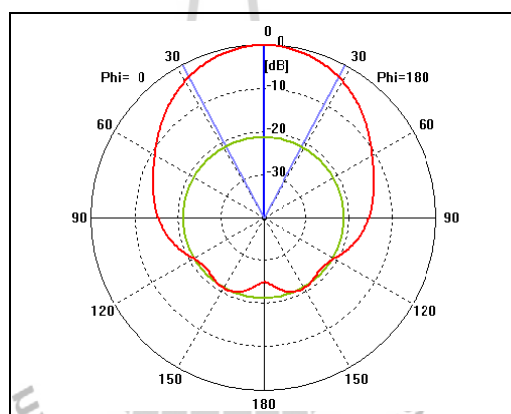
(ข) ค่า S_{11}



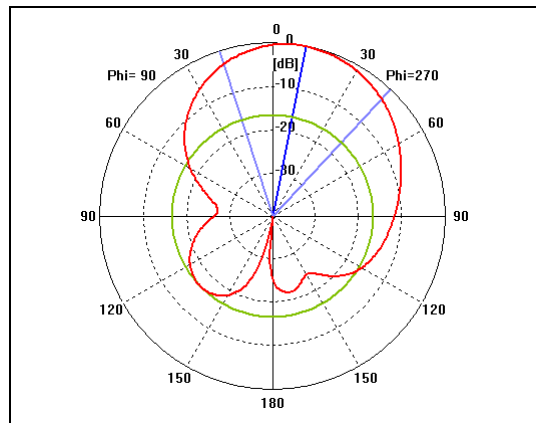
(ค) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ความถี่ 2.45 GHz
 รูปที่ 4.44 ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปพร้อมกับชั้นวางซ้อน



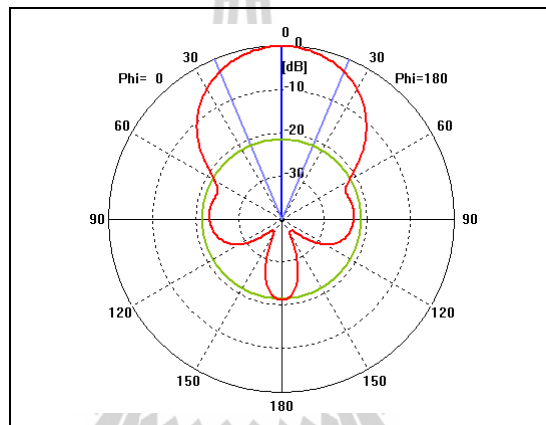
(ง) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ ความถี่ 3.5 GHz
รูปที่ 4.44 ผลการจำลองสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับชั้นวางซ้อน (ต่อ)



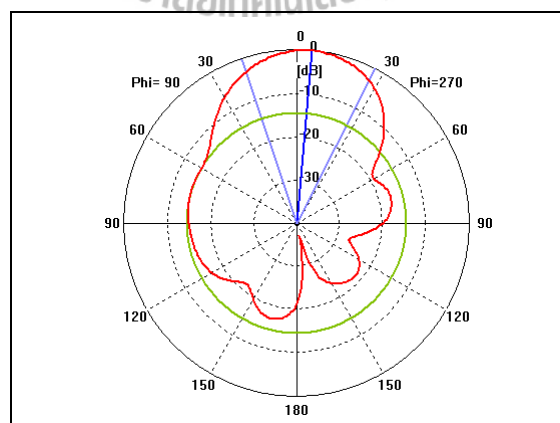
(ก) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 2.45 GHz
รูปที่ 4.45 รูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับชั้นวางซ้อน



(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz



(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 3.5 GHz



(ง) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 4.45 รูปแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับชั้นวางซ้อน (ต่อ)

สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz แสดงดังรูปที่ 4.45(ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 56.0 องศา และ 61.0 องศา ตามลำดับและรูปที่ 4.45(ค) และ (ง) แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 3.5 GHz ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 46.0 องศา และ 45.6 องศา ตามลำดับ

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป กราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ ชั้นวางซ้อน สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ และสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับชั้นวางซ้อนด้วยการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 พบว่าสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปมีแบนด์วิดท์แคบและอัตราขยายต่ำ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการออกแบบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านแบบใหม่ขึ้นเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยได้นำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านให้ทำหน้าที่เป็นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ส่งผลให้มีอัตราขยายสูงถึง 9.7 dB และ 11.4 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ตามลำดับ แต่แบนด์วิดท์ยังไม่เพียงพอ จึงนำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านให้ทำหน้าที่เป็นชั้นวางซ้อนร่วมกับสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป ส่งผลให้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นทำให้เพียงพอสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์ แต่อัตราขยายลดลง 9.65 dB และถึง 11.24 dB ที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz ตามลำดับ

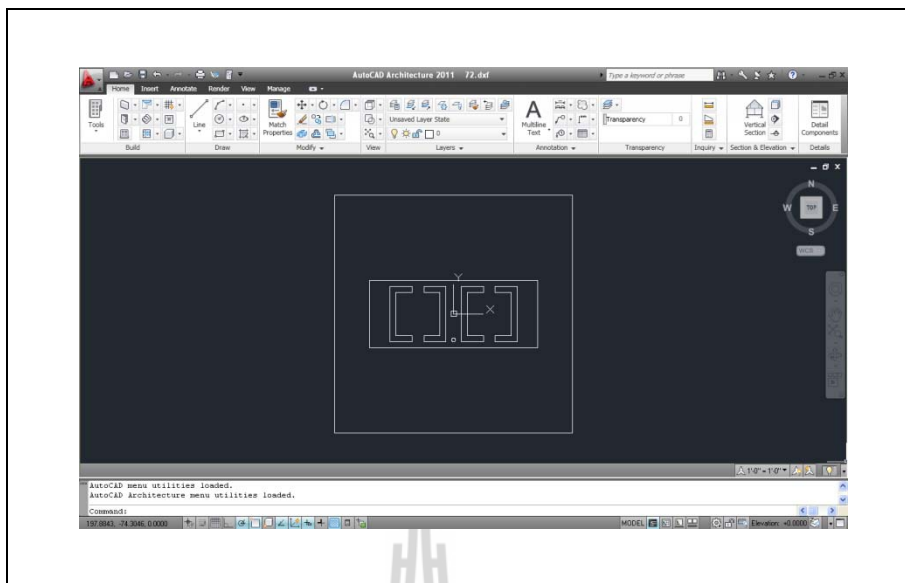
บทที่ 5

การทดสอบและวิเคราะห์ผล

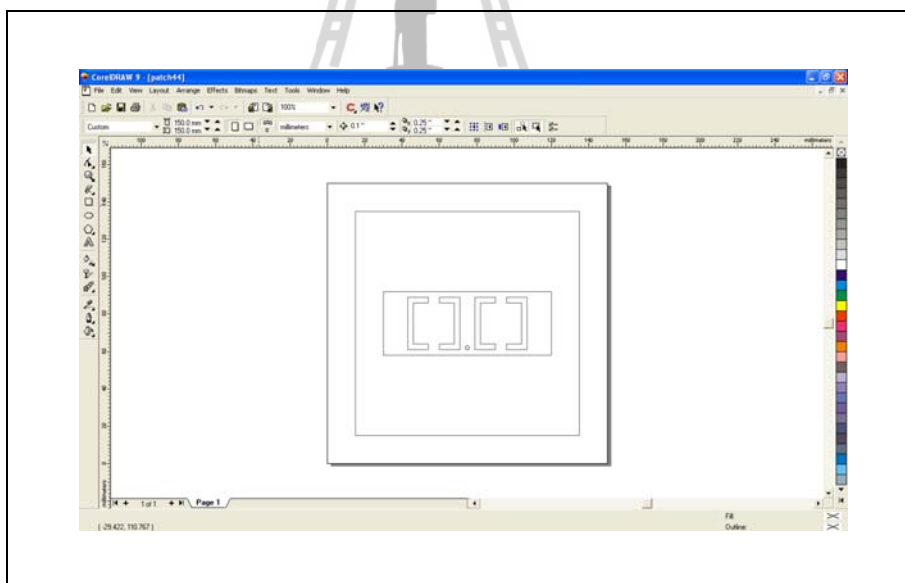
จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดตลอดจนการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของแพชชีไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์และชั้นวางซ้อน ดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 และ 4 ดังนั้นในบทที่ 5 นี้จะกล่าวถึงการสร้างแพชชีไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประคิษฐ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบจากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ได้แก่ พารามิเตอร์ S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย โดยในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้นจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบ และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

5.1 วิธีการสร้างและวัดทดสอบสายอากาศแพชชีไมโครสตริปต้นแบบ

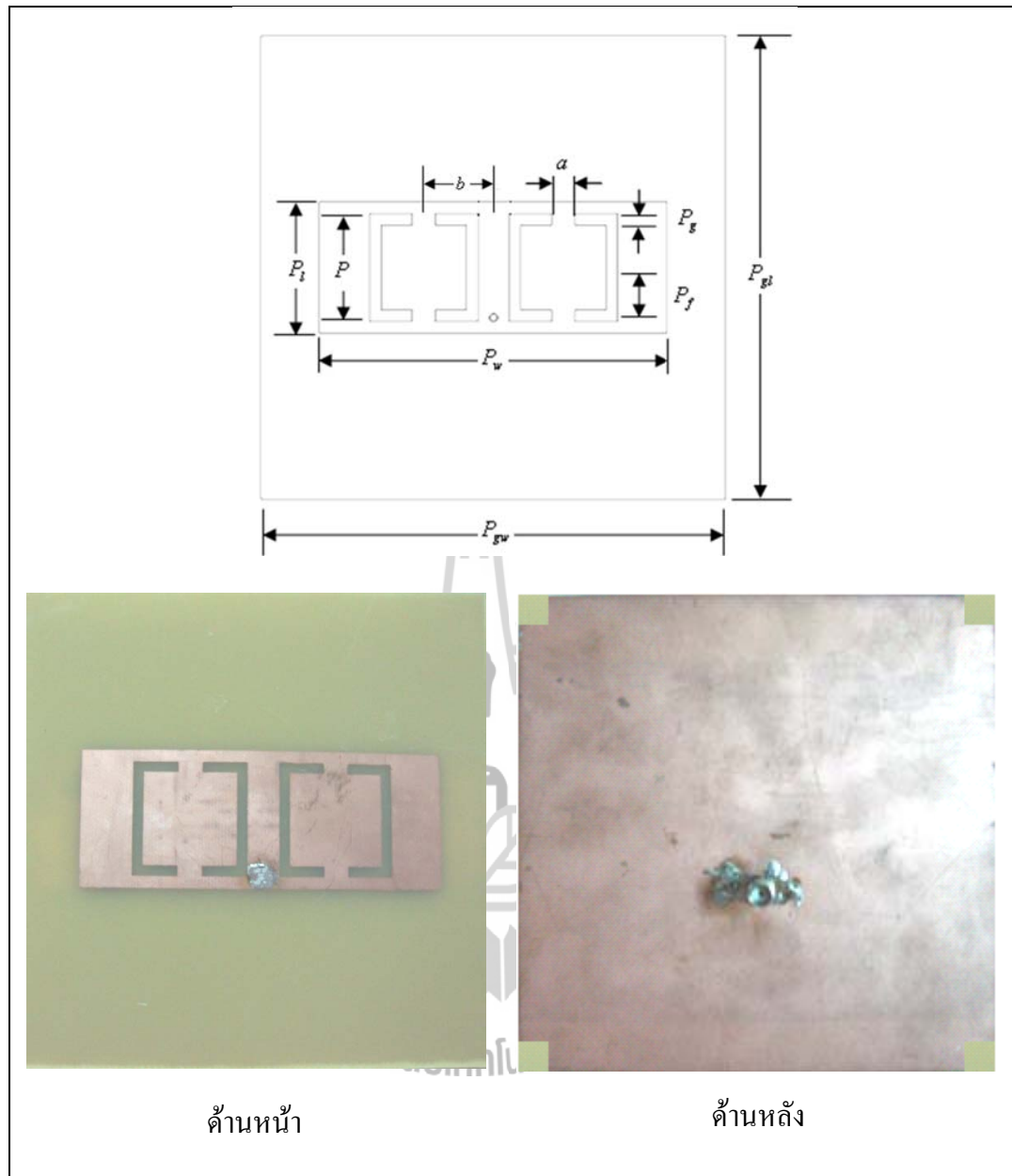
สายอากาศแพชชีไมโครสตริปสร้างจากการนำโครงสร้างสายอากาศแพชชีไมโครสตริปจากผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 จนได้ขนาดของสายอากาศตามที่ต้องการ โดยผลจากการจำลองจะมีนามสกุลเพิ่มข้อมูลคือ MOD ซึ่งจะต้องนำไปส่งออก (export file) จากโปรแกรมสำเร็จรูป CST และบันทึกข้อมูลนามสกุลเพิ่มข้อมูลที่ได้อีกคือ ชื่อเพิ่มข้อมูลนามสกุล DXF เมื่อได้เพิ่มข้อมูลแล้ว ได้นำไปจัดแต่งรูปร่างของสายอากาศด้วยโปรแกรม Auto CAD 2011 แสดงดังรูปที่ 5.1 ก่อนนำไปตัดสติกเกอร์โดยใช้โปรแกรม CoreIDRAW 9 ดังรูปที่ 5.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างสายอากาศแพชชีไมโครสตริปโดยสร้างจากแผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 จากนั้นนำสายอากาศแพชชีไมโครสตริปต้นแบบต่อเข้ากับหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์ม แสดงดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.1 โปรแกรม AutoCAD 2011 แปลงไฟล์



รูปที่ 5.2 โปรแกรม CoreIDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB



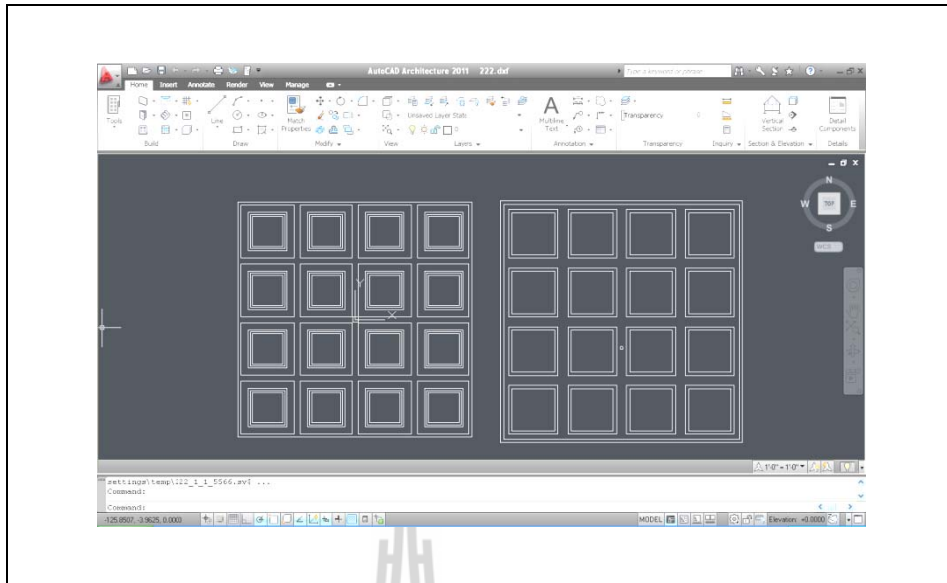
รูปที่ 5.3 สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบ

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปต้นแบบ

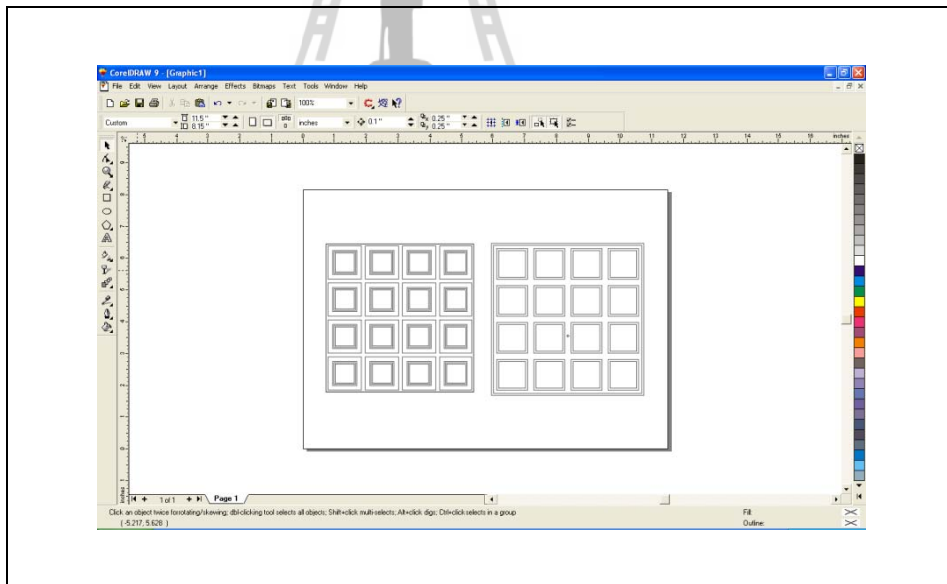
พารามิเตอร์	ขนาด (mm)
P_{gw} : ความยาวของวัสดุฐานรองและกราวด์	120
P_{gl} : ความกว้างของวัสดุฐานรองและกราวด์	120
P : ความยาวของสล็อตตัวยู	28
P_l : ความยาวตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	80
P_w : ความกว้างตัวนำของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป	34
P_g : ความกว้างของสล็อตตัวยู	2.5
P_f : ระยะห่างจุดป้อนสัญญาณ	13
a : ระยะห่างระหว่างสล็อตตัวยู	3
b : ระยะห่างสล็อตตัวยู	18
H_1 : ระยะห่างระหว่างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปกับระนาบกราวด์	7.5

5.2 วิธีการสร้างกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบ

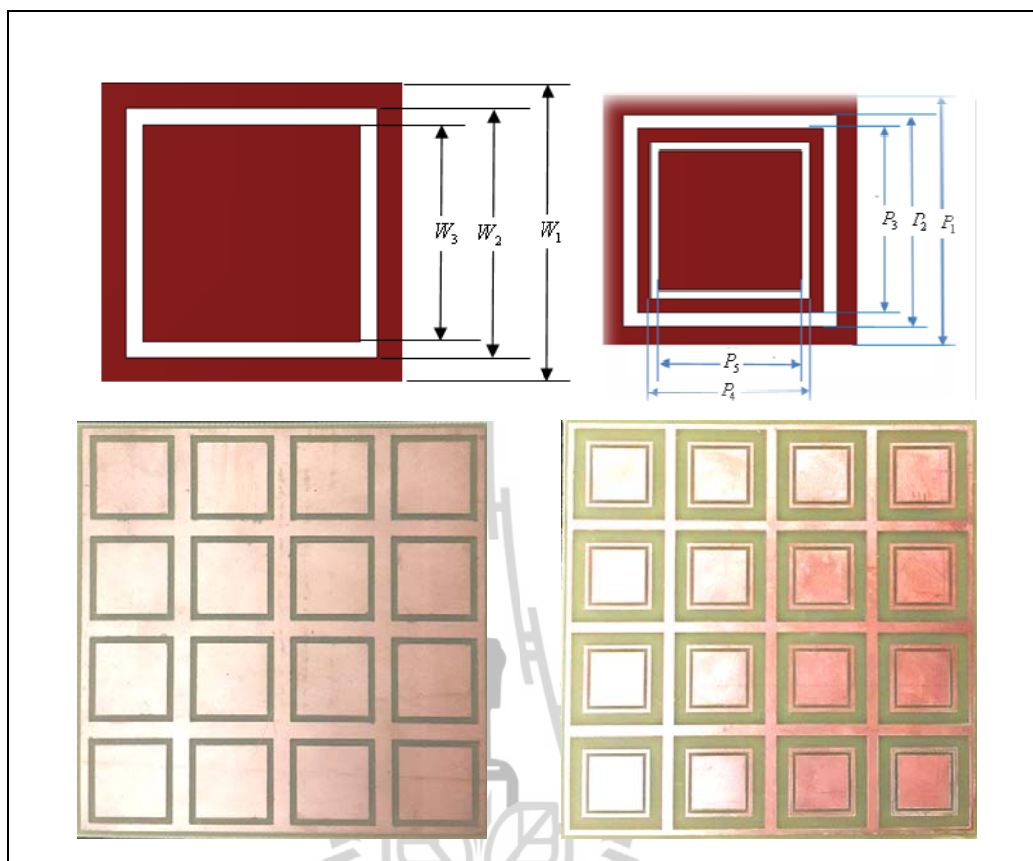
กราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์และชั้นวางซ้อนสร้างจากการนำโครงสร้างของกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์และชั้นวางซ้อนที่ได้จำลองผลด้วย โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ตามที่ต้องการนำไปตัดสต็อกเกอร์ โดยใช้โปรแกรม Auto CAD 2011 และ CorelDRAW 9 ทำการแปลงไฟล์เช่นเดียวกับวิธีการสร้างสายอากาศแพทช์ไมโครสตริป แสดงดังรูปที่ 5.4 และรูปที่ 5.5 ตามลำดับ ด้วยขนาดที่แสดงในตารางที่ 5.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างแผ่นกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์และชั้นวางซ้อนซึ่งได้ใช้แผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 ดังรูปที่ 5.6 แสดงแผ่นพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านที่สร้างเสร็จแล้ว



รูปที่ 5.4 โปรแกรม AutoCAD 2011 แปลงไฟล์



รูปที่ 5.5 โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB



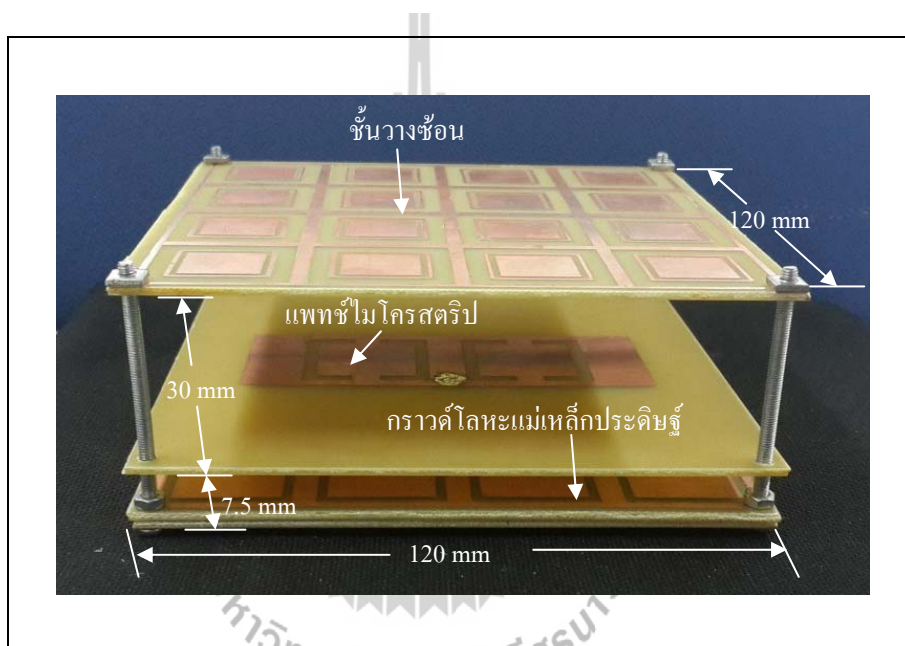
รูปที่ 5.6 แผ่นกรวดโลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อนแบบที่สร้างขึ้น

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างกรวดโลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
W_1	29.2
W_2	24
W_3	21
P_1	29.2
P_2	26.2
P_3	19
P_4	17
P_5	15

5.3 วิธีการสร้างสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขันธ์และชั้นวางซ้อน

เมื่อสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขันธ์และชั้นวางซ้อน สามารถทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการคือ 2.45 GHz และ 3.5 GHz โดยที่ด้านบนเป็นชั้นวางซ้อนและด้านล่างเป็นกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขันธ์ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปด้วยระยะห่าง H_1 เท่ากับ 30 มิลลิเมตร และ H_2 เท่ากับ 7.5 มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 5.7 ซึ่งเป็นสายอากาศที่สามารถสะท้อนคลื่นให้ไปยังทิศทางที่ให้บริการซึ่งจะมีผลทำให้อัตราขยาย (Gain) เพิ่มสูงขึ้น

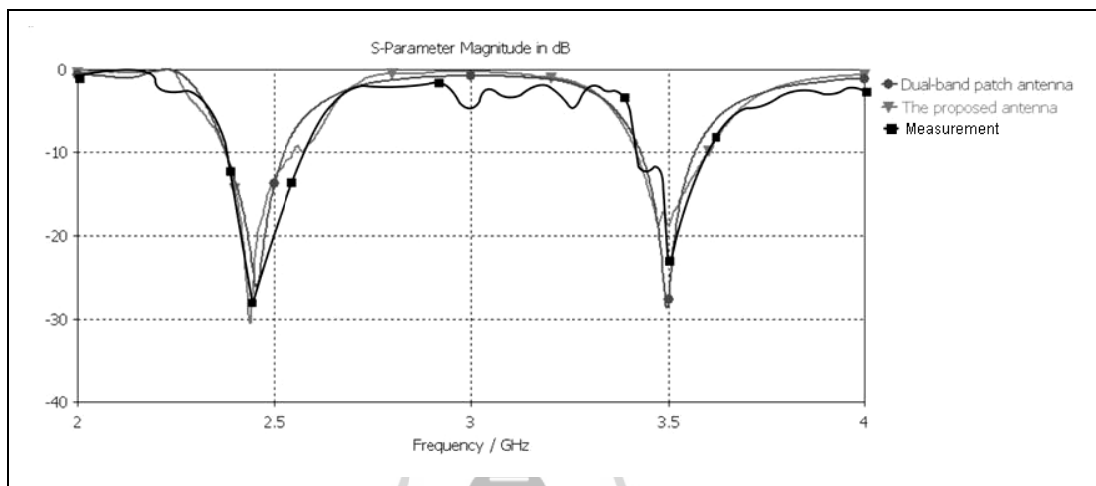


รูปที่ 5.7 สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขันธ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบที่สร้างขึ้น

5.4 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติขันธ์และชั้นวางซ้อน

สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าคือ ค่าพารามิเตอร์ S_{11} ในการพิจารณาพารามิเตอร์ S_{11} จะนิยมออกแบบให้ ณ ความถี่ใช้งานมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB หมายความว่า พลังงานที่ส่งผ่านไปยังสายอากาศมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ 10 % ในงานประยุกต์ต่างๆ ค่าของ S_{11} จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่าสายอากาศมีการแมตซ์ที่ดี

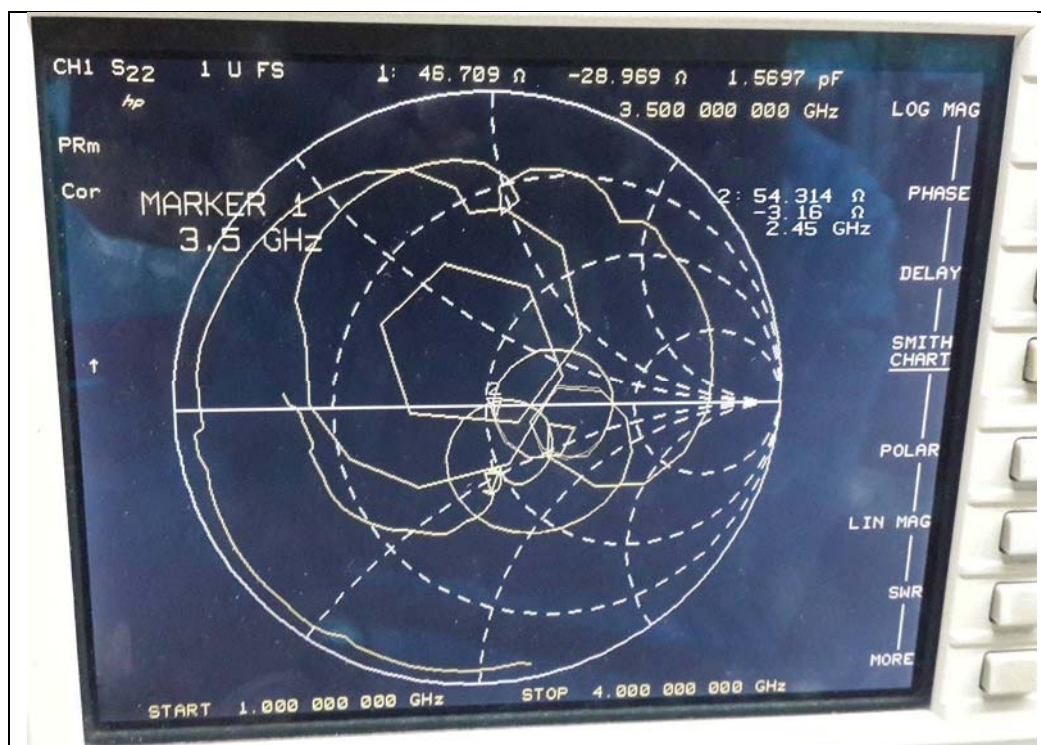
จากรูปที่ 5.8 แสดงผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ต้นแบบในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} จะสังเกตได้ว่า สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้น มีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.40 GHz ถึง 2.54 GHz สำหรับย่านความถี่ 2.45 GHz และความถี่ตั้งแต่ 3.40 GHz ถึง 3.60 GHz สำหรับย่านความถี่ 3.5 GHz



รูปที่ 5.8 ผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ต้นแบบ

5.5 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

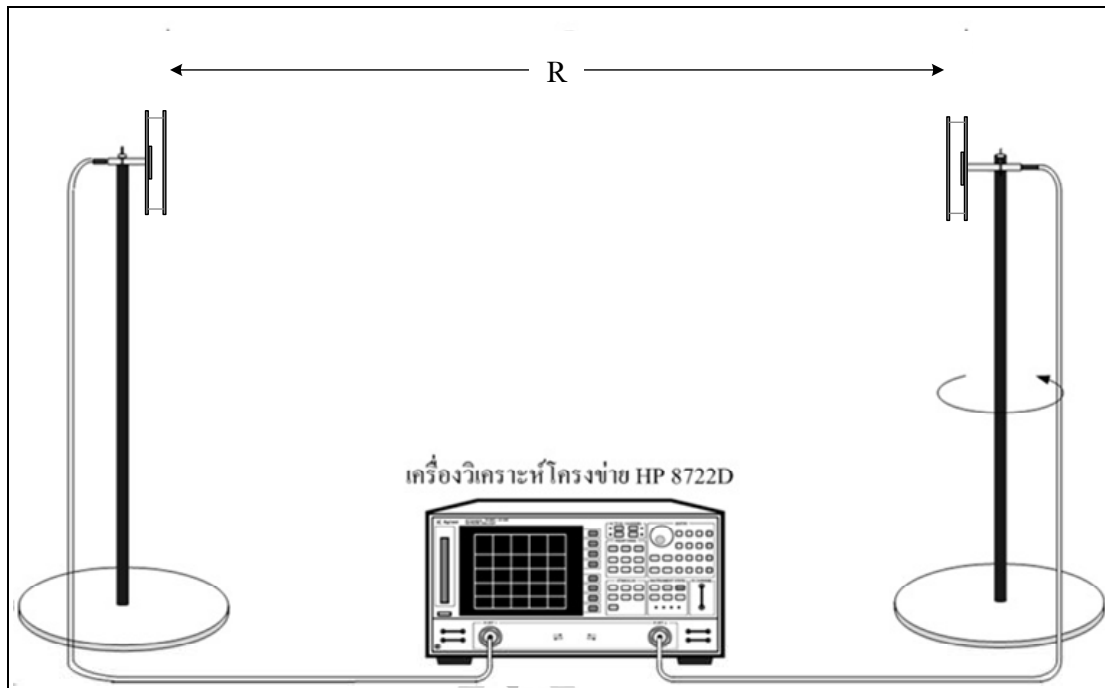
จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ต้นแบบ ดังรูปที่ 5.9 แสดงผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $54.314 - j3.16$ โอห์ม และความถี่ 3.5 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $46.709 - j28.969$ โอห์ม



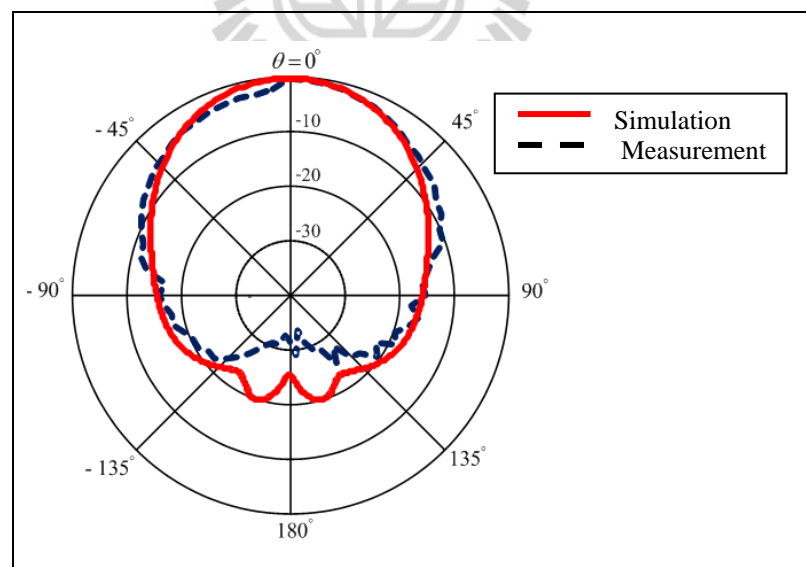
รูปที่ 5.9 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็ก ประดิษฐ์ต้นแบบ

5.6 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ ซึ่ง R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิง โดยการทดสอบนี้กำหนดให้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่ 2.45 GHz ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 40 เซนติเมตร และ D คือ ขนาดความกว้างของกราวด์ซึ่งมีค่าเท่ากับ 120 มิลลิเมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ โดยมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 2.4 GHz ถึง 2.485 GHz และที่ 3.4 GHz ถึง 3.6 GHz มาเป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง โดยที่สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ นำมาทดสอบทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ และสายอากาศภาคส่งแสดงดังรูปที่ 5.10 ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจากมุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา

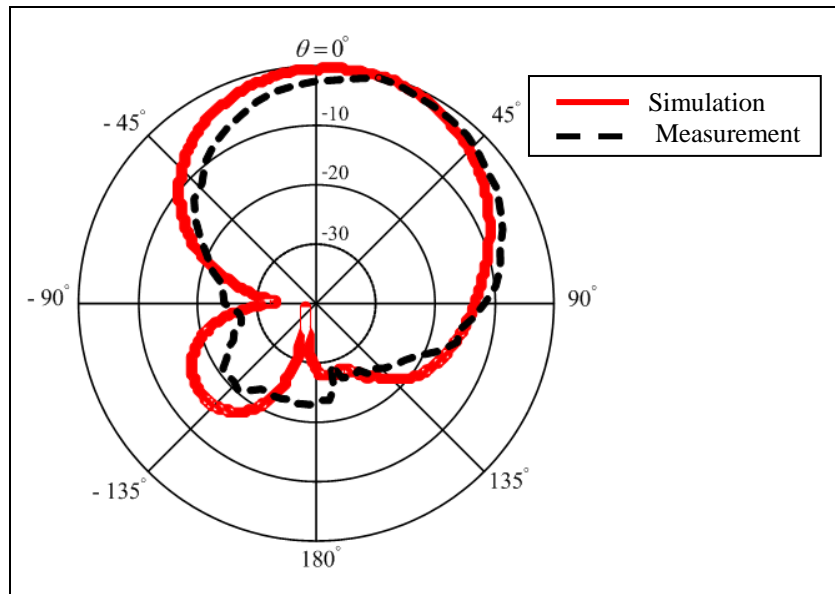


รูปที่ 5.10 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประคอง

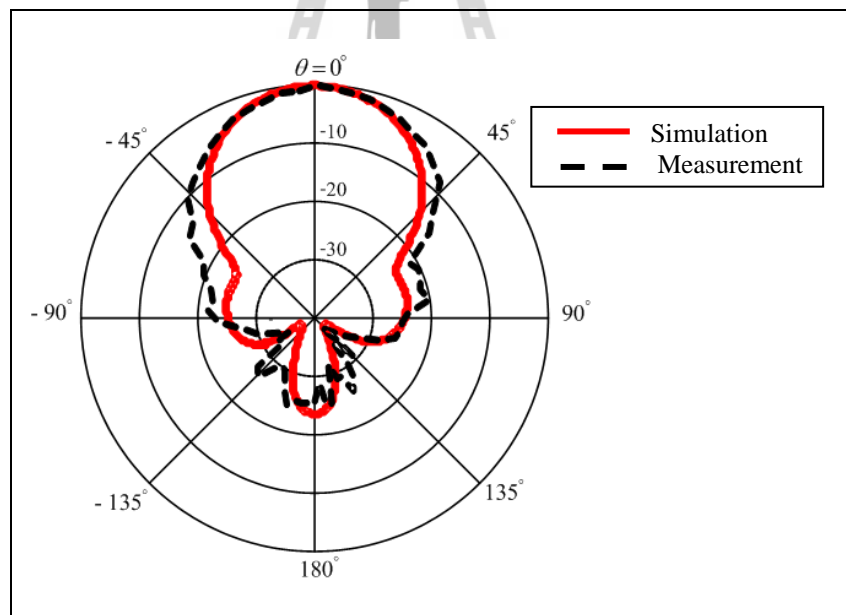


(ก) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 2.45 GHz

รูปที่ 5.11 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดทดสอบ

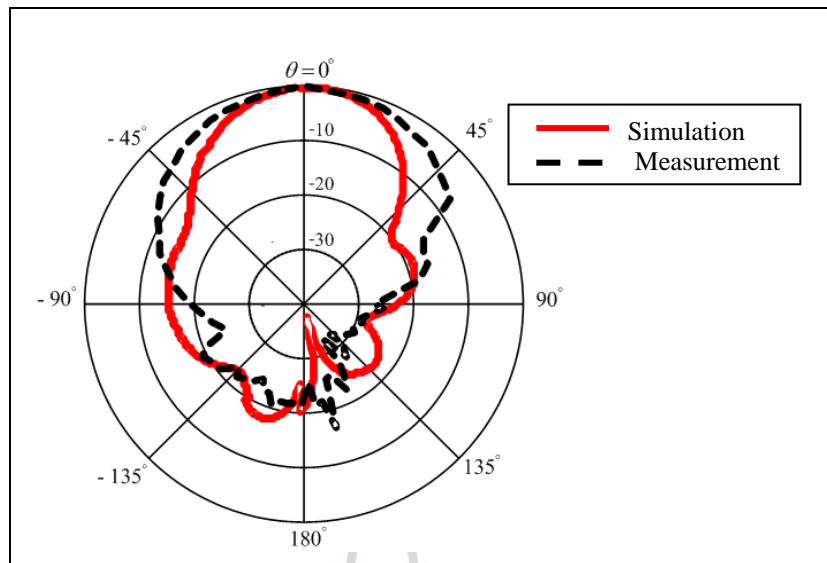


(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz



(ค) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 5.11 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดทดสอบ (ต่อ)



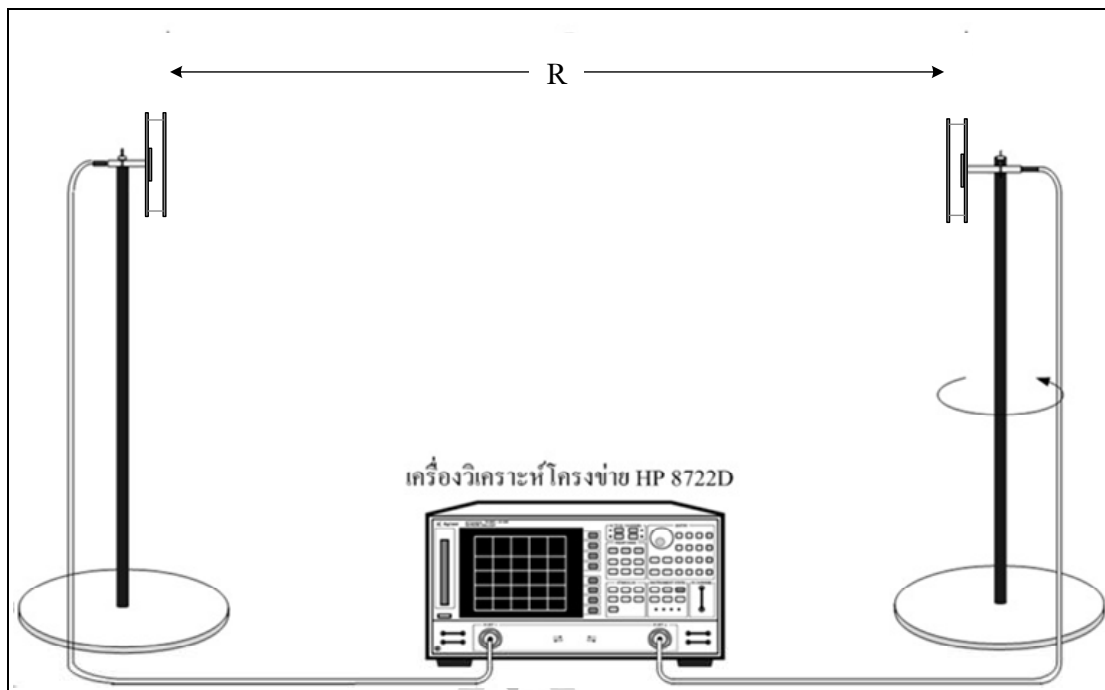
(ง) ระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 3.5 GHz

รูปที่ 5.11 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการวัดทดสอบ (ต่อ)

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ขนาด 16 มิลลิเมตร ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ 3.5 GHz แสดงดังรูปที่ 5.11

5.7 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย (Gain)

สำหรับการวัดอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ ได้ทำการวัดอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ แสดงดังรูปที่ 5.12 โดยกำหนดให้สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์เป็นทั้งสายอากาศภาคส่ง และสายอากาศภาครับ ซึ่งได้กำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่ง และสายอากาศภาครับที่ใช้ในการทดสอบเท่ากับ 40 เซนติเมตร



รูปที่ 5.12 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์

จากนั้นใช้สมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ โดยสมการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้เท่ากับ

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (5.1)$$

$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (5.2)$$

โดยที่ P_t คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง (วัตต์)

P_r คือ กำลังที่รับได้ของสายอากาศภาครับ (วัตต์)

G_{dB} คือ อัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับเมื่อสายอากาศตัวทั้งสองตัวมีลักษณะเหมือนกัน

G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง

G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ

R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ (เมตร)

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์

จากสมการ (5.2) เราสามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ได้ โดยอัตราขยายของสายอากาศแพทช์กราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์นี้มีค่าเท่ากับ 9.1 dB และ 10.5 dB ทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz และ 3.5 GHz

จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่าอัตราขยายของสายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์

สายอากาศ	อัตราขยาย (dB)	
	การจำลองผล	การวัดทดสอบ
สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ ที่ความถี่ 2.45 GHz	9.65	9.1
สายอากาศแพทช์ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ ที่ความถี่ 3.5 GHz	11.24	10.5

5.8 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า ระนาบสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย พบว่าค่า S_{11} และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประติษฐ์ต้นแบบในสนามระยะไกลรวมถึงอัตราขยาย ผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลการวัดทดสอบมีค่าใกล้เคียงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้จำลองผลตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง

บทที่ 6

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ที่มีร่องรูปตัวยู (U-slot) หลาย ๆ ตัวร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อนที่ออกแบบตามโครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เพื่อเพิ่มอัตราขยายและแบนวิดธ์ของสายอากาศ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาขนาด และ โครงสร้างของแพทช์ที่มีร่องรูปตัวยูและพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน จากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของแพทช์ไมโครสตริปที่มีร่องรูปตัวยูและพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน โดยที่ทั้งสององค์ประกอบมีความถี่ปฏิบัติการที่ตรงกันคือ 2.45 GHz และ 3.5 GHz สำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและระบบไวแมกซ์ตามลำดับ

สำหรับการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ในวิทยานิพนธ์นี้เบื้องต้นได้ออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีร่องรูปตัวยูหลายๆ ตัว และได้ทำการปรับความสูงของวัสดุฐานรองที่เป็นอากาศเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ จากนั้นทำการปรับพารามิเตอร์ของแพทช์ที่มีร่องรูปตัวยูให้ทำงานได้ทั้งสองย่านความถี่ แต่พบว่าแบนวิดธ์แคบและมีอัตราขยายต่ำ จึงได้นำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านมาออกแบบเป็นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์ (Artificial Magnetic Conductor Ground Plane) ส่งผลให้มีอัตราขยายสูงขึ้นแต่แบนวิดธ์ยังไม่ครอบคลุม จากนั้นนำชั้นวางซ้อนบนสายอากาศ ส่งผลให้มีความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 2.40 GHz ถึง 2.485 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย และความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมย่านความถี่ตั้งแต่ 3.40 GHz ถึง 3.60 GHz ซึ่งเป็นย่านความถี่สำหรับระบบไวแมกซ์ โดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ในการจำลองแบบเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน สำหรับรายละเอียดในการออกแบบ และการวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 และตารางที่ 6.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน ซึ่งเมื่อพิจารณาอัตราขยายที่ได้จากความถี่ที่นำไปใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายของเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายและ

ระบบไวแมกซ์ที่ตั้งเป้าหมายไว้ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองด้วย โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกัน พบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็ก ประดิษฐ์และชั้นวางซ้อนต้นแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	การจำลองผล	วัดทดสอบ
ความถี่ 2.45 GHz มีอัตราขยาย (dB)	9.65	9.1
ความถี่ 3.5 GHz มีอัตราขยาย (dB)	11.24	10.5

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

สำหรับปัญหาที่พบในการดำเนินการจัดทำวิทยานิพนธ์ คือ สายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน ได้ถูกสร้างจากวัสดุฐานรองของ FR-4 ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกค่าต่ำทำให้สายอากาศมีขนาดใหญ่ หากนำไปประยุกต์สร้างบนวัสดุฐานรองอื่นที่มีค่าไดอิเล็กตริกสูงกว่าจะสามารถลดขนาดของสายอากาศลงมาได้ และเพื่อเพิ่มความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน อีกทั้งเป็นการทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศที่มีต่อวัสดุฐานรองอีกด้วย

6.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปสองความถี่ร่วมกับกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน สามารถเพิ่มอัตราขยาย (Gain) และแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของสายอากาศได้ โดยสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีร่องรูปตัวยู (U-Slot) หลากๆตัวและพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านที่เป็นกราวด์โลหะแม่เหล็กประดิษฐ์และชั้นวางซ้อน มีลักษณะรูปร่างสี่เหลี่ยมจัตุรัส สามารถปรับนำไปใช้งานตามความถี่ที่ต้องการได้ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศแพทช์ไมโครสตริปที่มีร่องรูปตัวยู คือ ช่องว่างอากาศ ความกว้าง ความยาวของแพทช์ และความสูงของชั้นวัสดุฐานรอง และค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านคือ ช่องว่างอากาศ ความกว้าง ความยาว และตำแหน่งของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สายและระบบไวแมกซ์ ดังนั้นจะเป็นการดียิ่งหากได้มีการนำโครงสร้างของสายอากาศนี้ไปประยุกต์ใช้งานจริงเพื่อพัฒนาสายอากาศต้นแบบนี้ให้มีความคุณสมบัติเป็นสายอากาศแบบเจาะจงทิศทางมากที่สุด ซึ่งสามารถพัฒนาต่อไปได้ขึ้นอยู่กับความสนใจและการประยุกต์ใช้งานในอนาคต



ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

K. Pengthaisong, P. Krachodnok, and R. Wongsan, **Design of A Dual-band Antenna Using A Patch and Frequency Selective Surface for WLAN and WiMAX**, International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) , Krabi, Thailand, May 15-17, 2013

Kanchanee Pengthaisong, Piyaporn Krachodnok, Rangsana Wongsan, **Design of Dual-band Antenna Using A Patch and Artificial Magnetic Conductor Ground Plane for WLAN and WiMAX Applications**, Antennas and Propagation (APCAP), Chiang Mai, Thailand, August 5-7, 2013.



Design of a Dual-band Antenna using a Patch and Frequency Selective Surface for WLAN and WiMAX

K. Pengthaisong, P. Krachodnok, and R. Wongsan

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, Thailand
e-mail: m5341962@eng.sut.ac.th

Abstract— This paper presents dual-band multiple U-slotted microstrip patch antenna and a design of multiple frequency selective surface (FSS). It is screens with dissimilar periodicities for bandwidth enhancement, which are regulated by IEEE 802.11b/g and IEEE 802.16a for WLAN and WiMAX applications, respectively. The maximum gain at the resonant frequency of 2.45 GHz and 3.5 GHz are 9.3 dB and 7.3 dB, respectively. After implanting the FSS in the U-slot patch antenna it is found that the bandwidths have been improved from 6.12% to 7.35 % and 3.7% to 5.7% at resonant frequencies 2.45 GHz and 3.5 GHz, respectively.

Keywords—Multi-slotted antenna, Microstrip patch antenna, Frequency selective surface (FSS), High gain, Coaxial probe feed.

I. INTRODUCTION

A patch antenna has inherent advantages of small size, low profile, lightweight, cost-effect, and its ease of integration with other circuits. It is very suitable for applications in wireless communication systems. For today's wireless communications, multi-band and wide-band patch antennas will become the requirements for accurately transmitting the voice, data, video, and multimedia information. However, the most serious problem of a patch antenna is its narrow bandwidth because a patch antenna on a dielectric substrate has surface wave losses. Therefore, how to enhance the bandwidth and frequency bands of a patch antenna has become an important issue in the antenna design field. The frequency selective surface (FSS) structure has a phenomenon with high impedance surface that reflects the plane wave in-phase and suppresses surface wave. A patch antenna with one FSS structure can improve its radiation efficiency, bandwidth, and gain, moreover, the FSS reduces the side lobe and back lobe level in its radiation pattern. The FSS has been widely applied in antennas, filters, reflectors, polarizers, absorbers, propagation, metamaterials, and artificial magnetic conductors (AMC) for more than four decades [1]-[7]. Typical

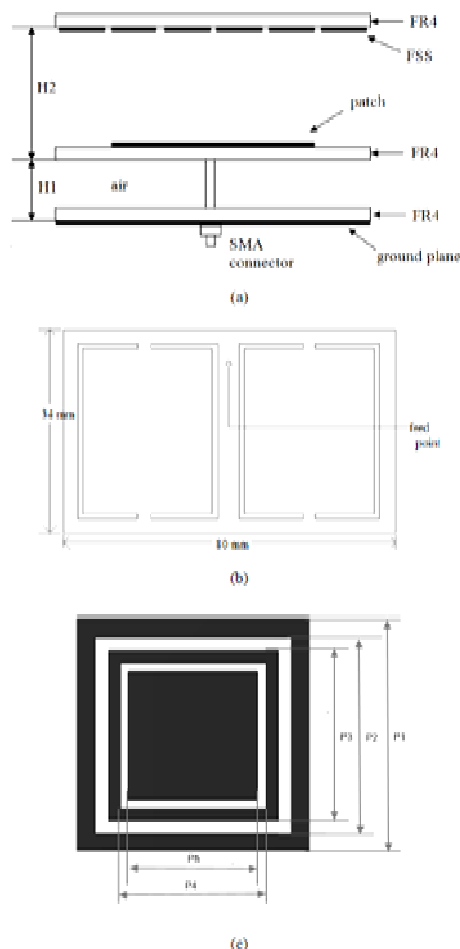


Fig.1. Dual-band antenna (a) antenna geometry (b) patch antenna and (c) FSS

FSS geometries are designed by dipoles, rings, square loops, fractal shapes, etc. The transmission or reflection characteristic of a FSS depends on the shape, size, periodicity, and geometrical structure of FSS elements.

In this paper, the dual-band FSS is used to study its impact on the bandwidths and resonant frequencies of a multiple U-slot patch antenna operating near 2.45 GHz and 3.5 GHz. The frequency bands of 2.4-2.485 GHz and 3.4-3.6 GHz are regulated by IEEE 802.11b/g and IEEE 802.16a for WLAN and WiMAX applications, respectively. In simulations, the characteristics of multiple U-slot patch antennas were obtained by using the Computer simulator Technology (CST). Simulation results of the return loss, radiation pattern, and gain of proposed patch antenna were shown in this paper.

II. THE ANTENNA AND FSS

The proposed multi-slotted patch antenna is composed of a rectangular patch with four identical U-shape slots and two alcove parts, a rectangular ground plane and air substrate, and a vertical probe connected to the patch. The thickness of the air substrate with dielectric permittivity of 1, is $H_1 = 6$ mm. A copper plate with dimensions of $120\text{mm} \times 120\text{mm}$ and thickness of 0.035 mm is used as the ground plane. The patch is symmetrically designed and the feed point lies in the central line of 12 mm. The four identical U-shape slots are placed symmetrically and the width of them is 2.5mm. The patch uses copper as material and the thickness of it is 0.035 mm. The dimensions of a U-slot patch antenna are $120\text{mm} \times 120\text{mm}$ and the thickness of the substrate is 1.6mm. The dimensions of the rectangular multiple U-slot radiator patch are $80\text{mm} \times 34\text{mm}$. The length and width of the U-slot are 28 mm and 11 mm, respectively. In our studies a coaxial line with a characteristic impedance of 50 ohms is used as the feed of the U-slot patch antenna. The inner conductor of the coaxial line is attached on the top patch going through the dielectric substrate, and the outer conductor is shorted to the metallic plate on the other side of the patch antenna. The FR4 material is used for the dielectric substrate with a thickness of 1.6 mm. The

relative dielectric constant and electrical loss tangent of the substrate are adopted to be 4.4 and 0.02 at frequencies 2 to 4 GHz. Fig. 1(a) illustrates the geometry of the proposed patch antenna. The antenna has a very simple structure and thus it is easy to be manufactured. Fig. 1(b) shows the novel shape and four U-shape slots, along with probe feeding, contribute to the enhanced performance of the antenna.

In addition, the FSS constructed with double square loops ring and one square loops elements as shown in Fig. 1(c), which is used to improve the bandwidth and resonant frequency of the U-slot patch antenna. The thickness of the top metallic patch, the FSS, and the bottom metallic plate is 0.035 mm. Detail dimensions of the double square loops ring and one square loops element are $P_1 = 29.2$ mm, $P_2 = 24.2$ mm, $P_3 = 21$ mm, $P_4 = 18$ mm, $P_5 = 16$ mm, and $H_2 = 30$ mm. In optimizing the onsets of two resonant frequencies of 2.45 GHz and 3.5 GHz, the change of geometrical parameters P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , P_5 and H_2 can be used to find the best bandwidth.

III. RESULTS AND DISCUSSION

Simulation results of return losses for the U-slot patch antenna implanted with and without a FSS consisting of double square loops ring and one square loops elements are obtained from the Computer simulator Technology (CST). The resonant frequencies of the U-slot patch antenna implanted with and without a FSS are found to be near 2.45 GHz and 3.5 GHz for the impedance matching with better than -10 dB return loss. Although the bandwidths have been improved near the resonant frequencies of 2.45 GHz and 3.5 GHz for the U-slot patch antenna implanted with a FSS, the resonant frequencies of 2.45 and 3.5 GHz are not in the frequency bands of 2.4-2.485 and 3.4-3.6 GHz regulated by IEEE 802.11b/g and IEEE 802.11a. Fig 2 shows that the U-slot patch antenna implanted with the new FSS produces better gains than the original U-slot patch antenna without using a FSS at resonant frequencies 2.45 GHz and 3.5 GHz, respectively. The higher gains obtained at frequencies 2.45 GHz and 3.5 GHz are 9.3 dB and

7.3 dB, respectively. Fig. 3 shows the simulated gain of the proposed antenna.

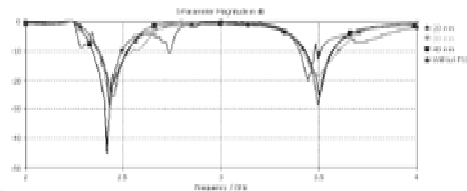
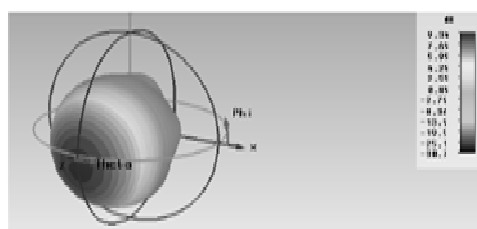
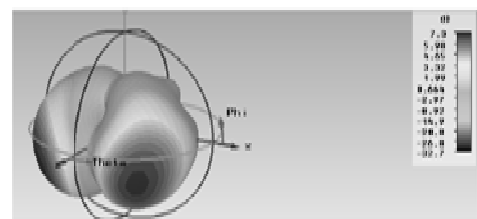


Fig. 2 Return loss.



(a)



(b)

Fig.3 3D Radiation patterns, at (a) 2.45 GHz, and (b) 3.5 GHz.

The return loss of a patch antenna and the FSS antenna composite are shown in Fig. 2. The frequencies of the FSS antenna composite are 2.45 and 3.5 GHz, respectively. From the simulation results, we note that the input impedance does not seriously affect the performance of the FSS antenna at $H_2=30$ mm and only the higher operating frequencies of the patch antenna slightly shift upward. The bandwidths have been improved from 6.12% to 7.35 % and 3.7% to 5.7% at resonant frequencies 2.45 and 3.5 GHz, respectively, when the thin FSS is placed above them.

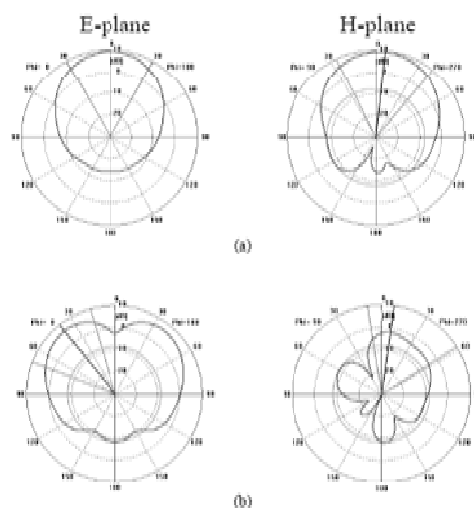


Figure 4. Radiation patterns at (a) 2.45 GHz (b) 3.5 GHz.

Fig. 4 shows the radiation patterns of the FSS antenna composite at two operating frequencies (2.45GHz and 3.5GHz). The maximum gains levels have an obvious enhancement for the two main planes, and the radiation patterns exhibit lower side lobe level, range from -6.2 to -17.3 dB (magnitude) relative to the main lobe, along with an increase in the gains relative to that of the initial patch antenna.

IV. CONCLUSIONS

In this paper, a dual-band FSS consists of double square loops ring and one square loops elements, which is used to improve the bandwidths and gain onsets of operating frequencies for a U-slot patch antenna. From simulation results, it is found that the bandwidths have been improved near the operating frequencies of 2.45 and 3.5 GHz for the U-slot patch antenna implanted with a new FSS, however, the operating frequencies of 2.45 and 3.5 GHz of the U-slot patch antenna implanted without a FSS are not in the frequency bands of 2.4-2.485 and 3.4-

3.6 GHz regulated by IEEE 802.11b/g and 802.11a. For further improvement on the performance of the U-slot patch antenna, a FSS consisting of new parameters in the double square loops ring and one square loops elements was proposed to improve the performance of the U-slot patch antenna. It is demonstrated that the FSS consisting of new parameters of the double square loops ring and one square loops can successfully be used to improve the bandwidths, gains, and onsets of operating frequencies for the U-slot patch antenna, respectively. After implanting the new FSS in the U-slot patch antenna, it is found that the bandwidths have been improved from 6.12% to 7.35 % and 3.7% to 5.7% at resonant frequencies 2.45 and 3.5 GHz, respectively. The higher gains obtained at frequencies 2.45 and 3.5 GHz are 9.3 and 7.3 dB, respectively. The radiation patterns at frequencies 2.45 and 3.5 GHz are acceptable.

REFERENCES

- [1] Dinesh Yadav, "L-Slotted Rectangular Microstrip Patch Antenna," *Communication Systems and Network Technologies (CSNT)*, 3-5 June 2011, pp. 220 - 223
- [2] Hsing-Yi Chen and Yu Tao, "Performance Improvement of a U-Slot Patch Antenna Using a Dual-Band Frequency Selective Surface With Modified Jerusalem Cross Elements," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, Vol. 59, NO. 9, September 2011, pp. 3482-3486
- [3] Yongxing Che, Xinyu Hou, Peng Zhang, "Design of Multiple FSS Screens with Dissimilar Periodicities for Directivity Enhancement of A Dual-band Patch Antenna," *Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE)*, 29 November 2010-2 December 2010, pp. 319-322.
- [4] JC Batchelor, E.A. Parker, B. Sanz-Izquierdo, J.-B. Robertson, I.T. Ekpo and A.G. Williamson, "Designing FSS for Wireless Propagation Control within Buildings," *Antennas & Propagation Conference, LAPC 2009, Loughborough*, Vol. 39, No. 16-17 November 2009, pp. 14-17.
- [5] Xiaogang Li, Chao Li, "Design of High Gain Multiple U-Slot Microstrip Patch Antenna for Wireless System," *Computational Problem-Solving (ICCP)*, 3-5 December. 2010, pp. 256-259
- [6] Y. Ranga , L. Matekovits , Karu P. Esselle and Andrew R. Weily , "Enhanced Gain UWB Slot Antenna with Multilayer Frequency-Selective Surface Reflector," *Antenna Technology (iWAT)*, 7-9 March 2011, pp. 176-179



Design of Dual-band Antenna Using A Patch and Artificial Magnetic Conductor Ground Plane for WLAN and WiMAX Applications

Kanchanee Pengthaisong, Piyaporn Krachodnok, and Rangsan Wongsan
 School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, Thailand
 e-mail: m5341962@eng.sut.ac.th

Abstract—This paper presents the multiple U-slotted microstrip patch antenna on artificial magnetic conductors (AMC) ground plane for gain enhancement. Moreover, the frequency selective surface (FSS) is used for superstrate on dual-band patch antenna, it can be extend the bandwidth for WLAN and WiMAX applications. The maximum gain at the resonant frequency of 2.45 and 3.5 GHz are 9.3 and 11.33 dBi, respectively. Because of the impact of FSS superstrate, it is found that the bandwidths have been improved from 6.12% to 7.35 % and 3.7% to 5.7% at resonant frequencies 2.45 and 3.5 GHz, respectively.

Keywords—Multi-Slotted Antenna, Microstrip Patch Antenna, Frequency Selective Surface, Artificial Magnetic Conduction.

I. INTRODUCTION

The patch antenna has inherent advantages of small size, low profile, lightweight, cost-effect, and its ease of integration with other circuits. It is very suitable for applications in wireless communication systems. However, the most seriously problem of a patch antenna is its narrow bandwidth due to surface wave losses. The enhancement of patch antenna bandwidth has become an important issue in the antenna design field. Therefore, the frequency selective surface (FSS) has been widely applied in antennas, filters, reflectors, polarizers, absorbers, propagation, metamaterials, and artificial magnetic conductors (AMC) for more than four decades [1-4]. Typical FSS geometries are designed by dipoles, rings, square loops, fractal shapes, etc. The transmission or reflection characteristics of the FSS depends on the shape, size, periodicity, and geometrical structure of FSS elements.

In this paper, the multiple U-slotted microstrip patch antenna on AMC is presented for enhancing gain. In addition, a dual-band FSS is used to study its impact on the bandwidths at operating frequency near 2.45 and 3.5 GHz. The frequency bands of 2.4-2.485 GHz and 3.4-3.6 GHz are regulated by IEEE 802.11b/g and 802.16a for WLAN and WiMAX applications, respectively. In simulations, the characteristics of the proposed antenna were obtained by using the CST software. Furthermore, the prototype of the proposed antenna is constructed.

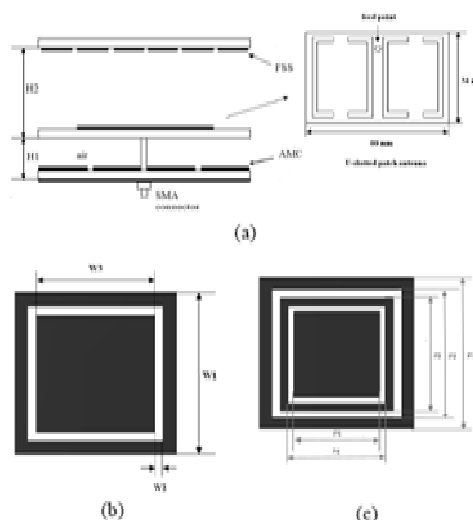


Figure 1. (a) The Antenna Geometry, (b) unit cell of AMC Ground Plane, and (c) unit cell of FSS superstrate.

II. ANTENNA DESIGN

The dual-band antenna is shown in Fig. 1(a). This geometry consists of three main components, which are U-slotted microstrip patch antenna, FSS superstrate, and AMC ground plane. Firstly, multi U-slot radiator lied on a patch antenna is fed by vertical probe on AMC ground plane. The dielectric between patch antenna and AMC ground plane is air, which H_1 is 4.3 mm. A copper plate has dimensions of 120mm×120mm, where is used as the ground plane. The patch is symmetrically designed and the feed point in the central line is 12 mm. The four identical U-shape slots are placed symmetrically and the width of them is 2.5 mm. The dimensions of the rectangular multiple U-slot radiator patch are 80mm×34mm. Fig. 1(b) shows the AMC ground plane, which is placed on PEC. The AMC ground plane is designed by using FR4 material with a thickness of 3.2 mm, which the dielectric constant is 4.4 and $W_1=29.2$ mm, $W_2=2.5$ mm,

$W_3=21$ mm. Finally, the FSS superstrate layer is shown in Fig. 1(e). It is designed by using one side of FR-4 with a thickness of 1.6 mm, and $P_1=29.2$ mm, $P_2=24.2$ mm, $P_3=21$ mm, $P_4=18$ mm, $P_5=16$ mm and $H_2=30$ mm.

III. SIMULATION AND DISCUSSION

The AMC with high impedance surface characteristics has achieved development to support dual band antenna which make great advancements as ground planes in low-profile antenna. It has to enhance the radiated gain, in the meantime reducing the near-field coupling to the environment. In a proposed design, the resonant frequencies of the AMC composite for directivity enhancement are dominantly controlled by choosing the resonant length, W_2 and W_3 , and the gap between the patch and AMC, H_1 , and can be tuned by the U-slot length and width of the patch. Next, we design a dual-band FSS composite for the specified operating bands of a U-slot patch antenna based on the knowledge of the characteristics of the unit cell, and then are use it as a superstrate for the U slot patch antenna to assess the level of improvement on its bandwidth. Fig. 2 shows the return loss of the AMC and FSS.

Fig. 3 shows the simulation and the measurement results, the return loss of the proposed antenna at resonant frequency of 2.45 GHz and 3.5 GHz are -25.4 dB and -29.2 dB, respectively. The impedance bandwidth at -10 dB return loss is from 2.37 GHz to 2.55 GHz and 3.4 GHz to 3.6 GHz. It seems that the bandwidths have been improved from 6.12% to 7.35 % and 3.7% to 5.7% at resonant frequencies 2.45 and 3.5 GHz, respectively. Moreover, Fig. 4 shows the simulated radiation patterns. The maximum gain appears at 2.45 and 3.5 GHz are 9.3 and 11.33 dBi, respectively. The unidirectional radiation patterns could be obtained at dual frequencies and currents induced by external vertical linearly polarized electric fields.

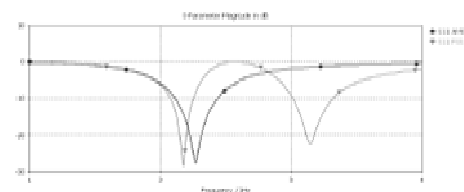


Figure 2. The return loss of the AMC and FSS.

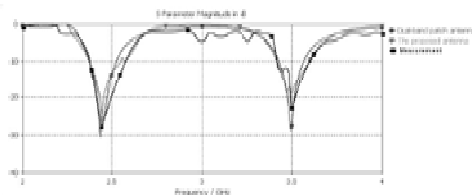


Figure 3. Comparison of simulation and measurement return loss.

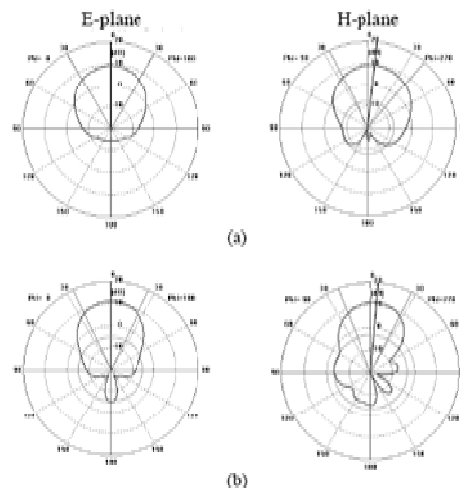


Figure 4. Radiation patterns at (a) 2.45 GHz (b) 3.5 GHz.

IV. CONCLUSION

The high gain dual-band patch antenna on artificial magnetic conductors (AMC) ground planes is successfully designed for applications such as WLAN and WiMAX. The maximum gain at the resonant frequency of 2.45 and 3.5 GHz are 9.3 and 11.33 dBi, respectively. The return loss at resonant frequency at 2.45 GHz and 3.5 GHz are -25.4 dBi and -29.2 dBi, respectively. The impedance bandwidth at -10 dB return loss is from 2.37 GHz to 2.55 GHz and 3.4 GHz to 3.6 GHz. It seems that the bandwidths have been improved from 6.12% to 7.35 % and 3.7% to 5.7% at the resonant frequencies of 2.45 and 3.5 GHz, respectively.

REFERENCES

- [1] Xiaoxiang Li, Chao Li, "Design of High Gain Multiple U-Slot Microstrip Patch Antenna for Wireless System," *Computational Problem-Solving (ICCP)*, 3-3 December 2010, pp. 256-259
- [2] Hsing-Yi Chen and Yu Tao, "Performance Improvement of a U-Slot Patch Antenna Using a Dual-Band Frequency Selective Surface With Modified Jerusalem Cross Elements," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 59, NO. 9, September 2011, pp. 3482-3488
- [3] Yongxing Che, Xinyu Hou, Peng Zhang, "Design of Multiple FSS Screens with Dissimilar Periodicities for Directivity Enhancement of a Dual-band Patch Antenna," *Antennas Propagation and EM Theory (ISAPET)*, 29 November 2010-2 December 2010, pp. 319-322.



ภาคผนวก ข

โค้ดโปรแกรม MATLAB

โค้ดโปรแกรม MATLAB ที่ใช้ในการคำนวณหาตำแหน่งแหล่งจ่ายสัญญาณบนสายอากาศ
แพทช์ไมโครสตริป ดังนี้

```
% Input Parameters (freq, epsr, height, Yo)
freq=[];
while isempty(freq),
    freq=input('INPUT THE RESONANT FREQUENCY (in GHz) = ');
end;

er=[];
while isempty(er),
    er=input('INPUT THE DIELECTRIC CONSTANT OF THE SUBSTRATE = ');
end;

h=[];
while isempty(h),
    h=input('INPUT THE HEIGHT OF THE SUBSTRATE (in cm) = ');
end;

option1=[];
while isempty(option1)|(option1~=1&option1~=2),
    option1=input(['OPTIONS \n', ' OPTION (1): FIND INPUT IMPEDANCE Zin AT FEED-
POINT Yo \n', ...
        ' OPTION (2): DETERMINE Yo FOR A GIVEN DESIRED Zin \n', ...
        'SELE1CT OPTION NUMBER: ']);
end;

if option1==1
    Yo=[];
    while isempty(Yo),
        Yo=input(['\nINPUT THE POSITION OF THE RECESSED FEED POINT ' ...
```

'RELATIVE TO THE LEADING RADIATING EDGE'
PATCH (in cm) = '];

```

end
else
    Zin=[];
    while isempty(Zin),
        Zin=input(['INPUT THE DESIRED INPUT IMPEDANCE Zin (in ohms) = ']);
    end
end

% Compute W, ereff, Leff, L (in cm)
W=30.0/(2.0*freq)*sqrt(2.0/(er+1.0));
ereff=(er+1.0)/2.0+(er-1)/(2.0*sqrt(1.0+12.0*h/W));
dl=0.412*h*((ereff+0.3)*(W/h+0.264))/((ereff-0.258)*(W/h+0.8));
lambda_o=30.0/freq;
lambda=30.0/(freq*sqrt(ereff));
Leff=30.0/(2.0*freq*sqrt(ereff));
L=Leff-2.0*dl;
ko=2.0*pi/lambda_o;
Emax=sinc(h*ko/2.0/pi);

%function [G1,G12]=sintegr(W,L,ko)
th=0:1:180; t=th.*pi/180;
ARG=cos(t).*(ko*W/2);
res1=sum(sinc(ARG./pi).^2.*sin(t).^2.*sin(t).*((pi/180)*(ko*W/2)^2));
res12=sum(sinc(ARG./pi).^2.*sin(t).^2.*besselj(0,sin(t).*(ko*L)).*sin(t).*((pi/180)*(ko*W/2)^2)
);
G1=res1./(120*pi^2); G12=res12./(120*pi^2);

```

```

% Input Impedance at Y=0 and Y=Y0
%[G1,G12]=sintegr(W,L,ko);
Rin0P=(2.*(G1+G12))^-1;
Rin0M=(2.*(G1-G12))^-1;
if option1==1
    RinYoP=Rin0P*cos(pi*Yo/L)^2;
    RinYoM=Rin0M*cos(pi*Yo/L)^2;
else
    YP=acos(sqrt(Zin/Rin0P))*L/pi;
    YM=acos(sqrt(Zin/Rin0M))*L/pi;
End

```

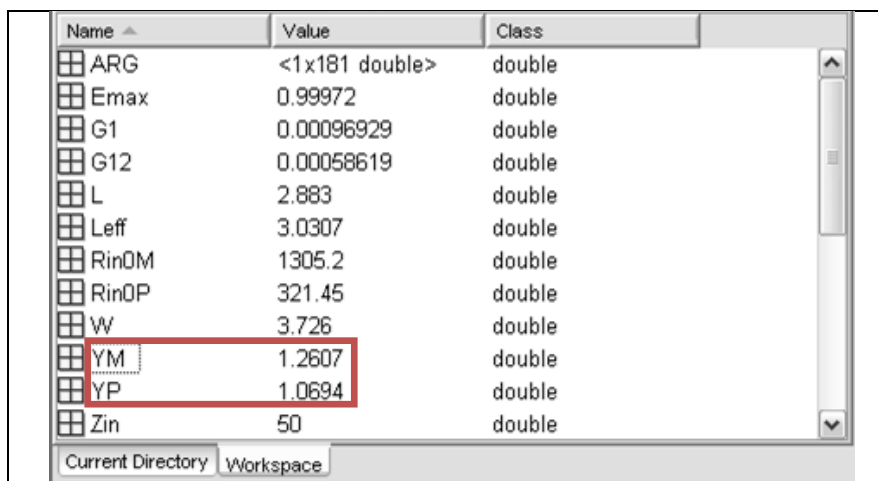
เมื่อทำการประมวลผลในโปรแกรม MATLAB ให้ทำการป้อนค่าต่างๆ ดังนี้

```

INPUT THE RESONANT FREQUENCY (in GHz) = 2.45
INPUT THE DIELECTRIC CONSTANT OF THE SUBSTRATE = 4.4
INPUT THE HEIGHT OF THE SUBSTRATE (in cm) = 0.16
OPTIONS
OPTION (1): FIND INPUT IMPEDANCE Zin AT FEED-POINT Yo
OPTION (2): DETERMINE Yo FOR A GIVEN DESIRED Zin
SELECT OPTION NUMBER: 2
INPUT THE DESIRED INPUT IMPEDANCE Zin (in ohms) = 50

```

เมื่อใส่เงื่อนไขแล้วจะได้ค่าต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ ก



Name ^	Value	Class
ARG	<1x181 double>	double
E _{max}	0.99972	double
G ₁	0.00096929	double
G ₁₂	0.00058619	double
L	2.883	double
L _{eff}	3.0307	double
R _{in0M}	1305.2	double
R _{in0P}	321.45	double
W	3.726	double
YM	1.2607	double
YP	1.0694	double
Z _{in}	50	double

รูปที่ ก ผลที่ได้จากการใช้โปรแกรม MATLAB



รายการอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สวรรค์ และ ชวงศ์ พงเจริญพานิชย์. (ม.ป.ป.). **คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ.**
สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- รังสรรค์ วงศ์สวรรค์. (2552). **วิศวกรรมสายอากาศ.** สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชา
วิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- Xiaoang Li and Chao Li (2010) **Design of High Gain Multiple U-Slot Microstrip Patch Antenna for Wireless System.** Computational Problem-Solving (ICCP), 3-5 December, 2010, pp. 256-259
- Dinesh Yadav (2011) **L-Slotted Rectangular Microstrip Patch.** Communication Systems and Network Technologies (CSNT), 3-5 June 2011, pp. 220-223
- Hsing-Yi Chen and Yu Tao (2011) **Performance Improvement of a U-Slot Patch Antenna Using a Dual-Band Frequency Selective Surface With Modified Jerusalem Cross Elements.** IEEE Trans. Antenna Propag, Vol. 59, No. 9, September 2011, pp. 3482-3486
- Yongxing Che, Xinyu Hou, Peng Zhang (2010) **Design of Multiple FSS Screens with Dissimilar Periodicities for Directivity Enhancement of A Dual-band Patch Antenna.** Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), 29 November 2010-2 December 2010, pp. 319-322.
- JC Batchelor, E.A. Parker, B. Sanz-Izquierdo, J.-B. Robertson, I.T. Ekpo and A.G. Williamson (2009) **Designing FSS for Wireless Propagation Control within Buildings.** Antennas & Propagation Conference (LAPC), Loughborough, 16-17 November 2009, pp. 14-17.
- D.H. Lee, YJ. Lee, J. Yeo, R Mittra and WS. Park (2007) **Design of novel thin frequency selective surface superstrates for dual-band directivity enhancement.** Microwaves, Antennas & Propagation, IET , vol. 1, no. 1, February pp. 248-254, 2007.
- Y. Ranga , L. Matekovits , Karu P. Esselle and Andrew R. Weily (2011) **Enhanced Gain UWB Slot Antenna with Multilayer Frequency-Selective Surface Reflector.** Antenna Technology (iWAT), 7-9 March 2011, pp. 176-179

- A.P. Feresidis , G. Goussetis , S. Wang and J. C. Vardaxoglou (2005) **Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas.** IEEE Trans. Antenna Propag, Vol. 53, No. 1, 10 January 2005, pp.209 -215
- Hsing-Yi Chen and Yu Tao (2010) **Antenna gain and bandwidth enhancement using frequency selective surface with double rectangular ring elements.** Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), 29 November 2010-2 December 2010, pp. 271-274.
- Risdy Reinaldi Ihsan and Achmad Munir (2012) **Utilization of Artificial Magnetic Conductor for Bandwidth Enhancement of Square Patch Antenna.** Telecommunication Systems, Services, and Applications (TSSA), 30-31 October 2012, pp.192-195
- Wen Xing An, Hang Wong, Ka Leung Lau, Shu Fang Li, and Quan Xue. (2011) **Design of Broadband Dual-Band Dipole for Base Station Antenna.** IEEE Trans. Antenna Propag, Vol. 60, No. 3, March 2012, pp. 1592 – 1595
- Kai Fong Lee, Shing Lung Steven Yang, Ahmed Kishk.(2009) **The Versatile U-Slot Patch Antenna.** Antennas and Propagation (EuCAP), 23-27 March 2009, pp. 3312 - 3314
- Huiqing Zhai, Qiqiang Gao, Changhong Liang, Rongdao Yu, and Sheng Liu. (2014) **A Dual-Band High-Gain Base-Station Antenna for WLAN and WiMAX Applications.** Antennas and Wireless Propagation Letters Vol. 13, 12 May 2014, pp. 876 - 879
- S. Chaimool, K. L. Chung, and P. Akkaraekthalin. (2010) **Bandwidth and gain enhancement of microstrip patch antennas using reflective metasurface.** IEICE Trans. Commun., Vol.E93-B, No. 10, Oct. 2010, pp. 2496-2503.
- Mahmoud Niroo-Jazi, E. Erfani, and Tayeb A. Denidni. (2013) **On the Antenna Gain Enhancement Using Artificial Materials.** Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 7-13 July 2013 pp. 93-94.
- S. A. Ramakrishna and T. M. Grzegorzcyk (2009.) **Physics and applications of negative refractive index materials,** Boca Raton, Fla; London: CRC Press; Bellingham, Wash.: SPIE Press,2009.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวกาญจน์ เฟื่องไชสง เกิดเมื่อวันที่ 16 ตุลาคม 2530 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลายจากโรงเรียนพิมายดำรงวิทยาคม จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2552 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โดยขณะที่ศึกษาในระดับปริญญาโท ได้มีผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระดับนานาชาติจำนวน 2 ฉบับ ดังนี้

- (1) International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) ในหัวข้อ “**Design of A Dual-band Antenna Using a Patch and Frequency Selective Surface for WLAN and WiMAX**”, Krabi, Thailand, May 15-17, 2013, ISBN: 978-1-4799-0546-1.
- (2) Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP) ในหัวข้อ “**Design of Dual-band Antenna Using A Patch and Artificial Magnetic Conductor Ground Plane for WLAN and WiMAX Applications**”, Chiang Mai, Thailand, August 5-7, 2013.