

การออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูง
โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

นางสาวนุชนาฏ ฝาเฟี่ยม

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

**DESIGN OF HIGH DIRECTIVE GAIN ANTENNA
USING CURVED STRIP DIPOLE ON
ELECTROMAGNETIC BAND GAP**

Nuchanart Fhafhiem

**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 2010

การออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูง
โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(รศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์)

ประธานกรรมการ

(ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ กระจอกนอก)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(ผศ. ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

(รศ. น.อ. ดร.วรพจน์ จำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

นุชนาฏ ผาเพ็ญ : การออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (DESIGN OF HIGH DIRECTIVE GAIN ANTENNA USING CURVED STRIP DIPOLE ON ELECTROMAGNETIC BAND GAP) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ กระจงอนอก, 133 หน้า

เทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายที่ได้รับความนิยมในปัจจุบันคือ เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี (Radio Frequency Identification: RFID) ใช้สำหรับการระบุเอกลักษณ์ของวัตถุ บอกรายละเอียดติดตามและตรวจสอบวัตถุ และสายอากาศถือเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบอาร์เอฟไอดี ดังนั้นสายอากาศที่เป็นที่ต้องการของเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีคือสายอากาศควมอัตรายายเชิงทิศทางที่เพียงพอ มีแบบรูปการแผ่พลังงานครอบคลุมพื้นที่ให้บริการอย่างครบถ้วน นอกจากนี้สายอากาศยังต้องมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและราคาถูกราคาถูกอีกด้วย สายอากาศไดโพลมีคุณสมบัติที่ดีบางประการคือ โครงสร้างสามารถดัดแปลงง่ายและหลากหลาย แต่มีข้อเสียคือให้อัตรายายเชิงทิศทาง (directive gain) ค่อนข้างต่ำ และมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังเท่ากับ 78 องศาในระนาบสนามไฟฟ้า จากที่กล่าวมาข้างต้นสายอากาศไดโพลถูกนำไปประยุกต์ใช้สำหรับติดตั้งที่ส่วนเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี เพื่อพัฒนาระบบชำระเงินบนทางด่วน อย่างไรก็ตามสายอากาศไดโพลเป็นสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional) ดังนั้นจึงไม่เหมาะสำหรับการทำงาน เนื่องจากกำลังงานบางส่วนจะสูญเสียไปยังพื้นที่ที่ไม่มีผู้ใช้บริการ วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการปรับปรุงและพัฒนาโครงสร้างของสายอากาศไดโพล ซึ่งเน้นการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงาน ไปเป็นแบบเชิงทิศทาง (unidirectional) โดยเริ่มจากการตัด โค้งสตริปไดโพล (strip dipole) เป็นครึ่งวงกลมและป้อนสัญญาณที่บริเวณกึ่งกลางของสายอากาศเพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่น จากนั้นทำการวางสายอากาศไว้บนไดอิเล็กตริก (dielectric) เพื่อเพิ่มความแข็งแรง และวางบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG) ในแนวระนาบเนื่องจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถระงับคลื่นผิว (surface wave) บนแผ่นสะท้อนได้ โดยจะทำหน้าที่สะท้อนกำลังงาน ทำให้อัตรายายเชิงทิศทางเพิ่มขึ้นด้วยเหตุนี้สายอากาศจึงสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้ระยะไกล ส่งผลให้ลดความล่าช้าของการจราจรบนทางด่วนได้

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2553

ลายมือชื่อนักศึกษา _____

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

NUCHANART FHAFHIEM : DESIGN OF HIGH DIRECTIVE GAIN
ANTENNA USING CURVED STRIP DIPOLE ON ELECTRONIC BAND
GAP. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. PIYAPORN KRACHODNOK,
Ph.D., 133 PP.

CURVED STRIP DIPOLE ANTENNA/ELECTROMAGNETIC BAND GAP/
RFID TECHNOLOGY

With the advances of wireless communication technology, the radio frequency identification (RFID) is esteeming alike, it is used for identifying objects warehouse supply chain management, service logistic, control, and other automation process. In addition, the antenna is component in RFID reader that is important to obtain the highest efficiency of the system. Therefore, the desired features of the proposed antenna for RFID reader are sufficiently high gain, wide coverage area, and high power handing. Moreover, this antenna should be relatively simple in concept, structure easy, inexpensive, and so on. The dipole antenna has some qualifications that are prominent point which its shape could be change easy and variety. Unfortunately, the basic antenna has a low gain and the half power beamwidth in E-plane is 78 degree. From the objectives, the antenna is applied for the RFID reader, which is used for an electronic toll collection on expressway. However, most kinds of this antenna has omnidirectional pattern, therefore, it is not suitable for field radiating because of the power loss in unnecessary directions. In this work, the structure of dipole is improved to unidirectional pattern. First, the strip dipole was bended to be a half of annular with feed point at the center for yielding wider beamwidth. Next, it's

mounted over the dielectric for durable. Finally, the curved strip dipole is appropriated located horizontally on electromagnetic band gap (EBG) reflector which is capable of suppressing a surface wave for high directive gain. In this case, the curved strip dipole antenna on EBG can be covered wide service area and reduce the traffic jam on high way.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature _____

Academic Year 2010 Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ที่คอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษาอย่างดี มาโดยตลอด ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พิรพงษ์ อุฑารสกุล หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุตินา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มณฑทิพย์ภา อุฑารสกุล และ อาจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการ และให้โอกาสในการศึกษา

คุณวันวิสาข์ ไทยวิโรจน์ ที่คอยให้คำปรึกษาและช่วยเหลือทั้งในด้านวิชาการและด้านเทคนิค รวมทั้งการชี้แนะเกี่ยวกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่สนับสนุนต่อการทำวิทยานิพนธ์ อย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.) ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา

ขอขอบคุณพี่ เพื่อน และน้องบัณฑิตศึกษาทุกคน ที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจ และขอบคุณคุณสำราญ สันทาลุณย์ เป็นพิเศษสำหรับการให้คำปรึกษาด้านการจัดพิมพ์รูปเล่มวิทยานิพนธ์ให้ออกมาเรียบร้อยสวยงาม

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

นุชนาฏ ฝาเฟี้ยม

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 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	3
1.3 สมมติฐานของการวิจัย.....	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	4
1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย.....	4
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	4
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย.....	5
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	5
1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	5
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	5
2 ปรัชญาบรรณกรรม งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 กล่าวนำ.....	7

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2	ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	8
2.2.1	สายอากาศไดโพล	8
2.2.2	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	12
2.3	สรุป	14
3	ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	15
3.1	คุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบอาร์เอฟไอดี	15
3.1.1	ระบบชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (RFID).....	15
3.1.2	คลื่นพาหะในระบบอาร์เอฟไอดี	17
3.1.3	ความถี่ของคลื่นพาหะที่ใช้ในการสื่อสารข้อมูล	18
3.2	ทฤษฎีสายอากาศไดโพล	19
3.2.1	สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ.....	19
3.2.2	การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (Dipole Antenna Polarization).....	20
3.3	สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน	21
3.4	ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG)	24
3.5	การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน	28
3.6	การสะท้อนของเฟส (Reflection Phase).....	30
3.7	คลื่นระดับพื้นผิว (Surface Wave).....	32
3.8	สรุป	36
4	การออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	38
4.1	การศึกษาสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง.....	38
4.2	การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	43
4.3	สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ	46
4.4	สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	51

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.5	การศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	61
4.5.1	รัศมีความโค้งของสายอากาศ	64
4.5.2	ความยาวของสายอากาศ.....	65
4.5.3	ระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	66
4.6	การศึกษาขนาดของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	70
4.7	สรุป	73
5	การทดสอบและวิเคราะห์ผล	74
5.1	วิธีการสร้างสายอากาศสตริปไดโพล โค้งต้นแบบ	74
5.2	วิธีการสร้างและวัดทดสอบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ	75
5.3	วิธีการสร้างสายอากาศสตริปไดโพล โค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	83
5.4	ผลการวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับและความกว้างแถบ	83
5.5	การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน	86
5.5.1	ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของ สายอากาศสตริปไดโพล โค้ง	89
5.5.2	ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของ สายอากาศสตริปไดโพล โค้งบนแผ่นตัวนำ	90
5.5.3	ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของ สายอากาศสตริปไดโพล โค้งบนช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้า	92
5.6	ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย	96
5.7	สรุป	101
6	สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	102
6.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	102

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	103
6.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	103
รายการอ้างอิง	104
ภาคผนวก	106
ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	107
ประวัติผู้เขียน	133

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ย่านความถี่ต่าง ๆ ของระบบอาร์เอฟไอดีและการใช้งาน.....	18
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ.....	40
4.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	43
4.3 ค่าพารามิเตอร์ต้นแบบของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	66
4.4 ค่าอัตราขยายสูงสุดจากผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าระหว่าง 3×3 อิลิเมนต์ และ 5×5 อิลิเมนต์.....	73
5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ.....	75
5.2 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	76
5.3 ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ	95
5.4 ค่าอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ	100
6.1 คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ	103

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	การประยุกต์ใช้สายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตรีปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....2
2.1	สายอากาศที่มีการตัดเป็นรูปตัวเอส9
2.2	สายอากาศที่มีลักษณะรูปโค้งทำมุมเป็นรูปตัววีบนแผ่นสะท้อน9
2.3	สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ..... 10
2.4	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ารูปดอกเห็ด..... 12
2.5	สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำและช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้ารูปดอกเห็ด..... 13
3.1	องค์ประกอบในระบบอาร์เอฟไอดี..... 16
3.2	แสดงย่านความถี่ที่ระบบอาร์เอฟไอดีถูกใช้งาน 17
3.3	สายอากาศไดโพล..... 20
3.4	ลักษณะการโพลารไรซ์ของสายอากาศไดโพล 21
3.5	สายอากาศเส้นลวดบนตัวสะท้อน..... 22
3.6	การสะท้อนกลับของคลื่น 23
3.7	โครงสร้างแบบ 3 มิติ 25
3.8	โครงสร้างแบบ 2 มิติ 25
3.9	โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แบบดอกเห็ด (Mushroomlike EBG) 26
3.10	รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำและค่าความจุของโครงสร้างช่องว่างแถบ ความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า..... 26
3.11	คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน..... 29
3.12	การแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อน 29
3.13	โครงสร้างการทำงานของช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งหน่วย 30
3.14	เฟสของการสะท้อนคำนวณโดยใช้ผลของรูปแบบของวงจร..... 32
3.15	ไดอะแกรมการกระจายสำหรับคลื่นระดับพื้นผิว..... 35

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 ผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009	39
4.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a	40
4.3 ผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 หลังจากปรับค่า a	41
4.4 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	44
4.5 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นตัวนำดินแบบ	46
4.6 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009	48
4.7 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0.25 \lambda$	50
4.8 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าดินแบบ	51
4.9 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อ $h = 0.5 \lambda$	53
4.10 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0.5 \lambda$	55
4.11 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อ $h = 0.25 \lambda$	56
4.12 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0.25 \lambda$	58
4.13 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อ $h = 0 \lambda$	59
4.14 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0 \lambda$	60
4.15 ผลการจำลองเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009	61
4.16 ผลการสะท้อนเฟสเมื่อ $W = 0.3505 \lambda$ และ $g = 0.045 \lambda$	62
4.17 ผลการสะท้อนเฟสเมื่อ $W = 0.31 \lambda$ และ $g = 0.0855 \lambda$	63

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า a	64
4.19 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า L	65
4.20 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ	67
4.21 อัตราขยายสูงสุดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h	69
4.22 สนามระยะใกล้บนผิวช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อค่า $h = 0.20 \lambda$	69
4.23 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและสายอากาศ บนแผ่นสะท้อน (แผ่นตัวนำและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า).....	70
4.24 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของแผ่นสะท้อน	71
5.1 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ.....	74
5.2 โปรแกรม CoreIDRAW กำหนดการตัดแผ่น PCB	75
5.3 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ	76
5.4 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างอากาศว่าง	77
5.5 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างแผ่นตัวนำ	79
5.6 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน เมื่อวางสายอากาศระหว่างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	81
5.7 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ ที่สร้างขึ้น.....	83
5.8 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	84
5.9 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ	85
5.10 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลลิเมตร.....	86
5.11 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	87
5.12 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง.....	89

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.13 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นตัวนำที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ	91
5.14 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลิเมนต์ ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ	92
5.15 เปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 3×3 อิลิเมนต์ ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ	94
5.16 วิธีการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	96
5.17 วิธีการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นสะท้อน	98

บทที่ 1

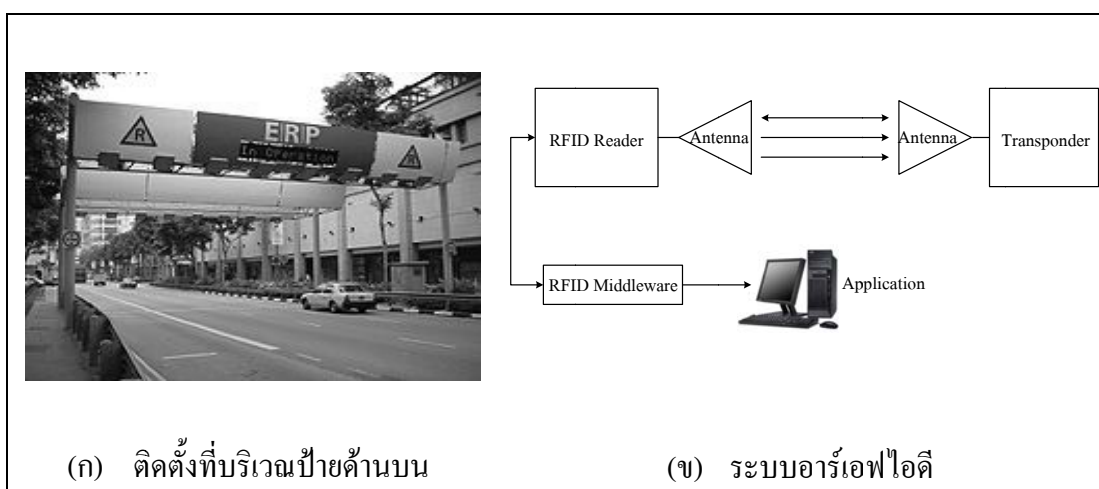
บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็น การอธิบายถึงความเป็นมา ความสำคัญ และเหตุจูงใจสำหรับ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของ งานวิจัย แนวทางการดำเนินงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่าความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารนั้นมีมาตั้งแต่ อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยการสื่อสารแบบไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้าน การศึกษา อุตสาหกรรม สุขภาพ และการเมือง เป็นต้น สำหรับเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ที่ได้รับความนิยมในขณะนี้คือ เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี (Radio Frequency Identification: RFID) ซึ่งเป็นระบบเก็บข้อมูลทางอิเล็กทรอนิกส์ที่เพิ่มความสามารถในการคำนวณและรักษาความ ปลอดภัยของข้อมูล สามารถใช้ในการระบุเอกลักษณ์ของวัตถุ บอกตำแหน่ง ติดตามและตรวจสอบ วัตถุ ซึ่งความถี่ของคลื่นพาหะที่นิยมใช้งานมีทั้งย่านความถี่ต่ำ ย่านความถี่ปานกลาง และย่านความถี่ สูงคือ 125 kHz 13.56 MHz และ 2.45 GHz ตามลำดับ นอกจากนี้รัฐบาลแต่ละประเทศโดยทั่วไป จะมีการออกกฎหมายเกี่ยวกับระเบียบการใช้งานในย่านความถี่ต่าง ๆ เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี ประกอบไปด้วย ป้ายอิเล็กทรอนิกส์ (RFID Tag) และ เครื่องอ่านสัญญาณ (RFID Reader) โดยที่ป้ายอิเล็กทรอนิกส์ทำหน้าที่เก็บข้อมูลซึ่งถูกฝังหรือติดกับวัตถุต่าง ๆ โดยจะประกอบด้วย ไมโครชิปและสายอากาศ ส่วนเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูล จะเป็นเครื่องที่สื่อสารกับป้าย อิเล็กทรอนิกส์โดยมีคลื่นวิทยุทำหน้าที่เป็นตัวกลางส่งผ่านข้อมูล ซึ่งจะประกอบไปด้วยภาครับและ ภาคส่งสัญญาณวิทยุ ส่วนควบคุม และสายอากาศ เพื่อให้เครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลมีคุณภาพ มากขึ้น สายอากาศจึงเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญในการเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณ ข้อมูล โดยสายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณหรือท่อนำคลื่น ให้แพร่กระจายออกสู่อากาศที่สายอากาศวางอยู่ และในทางกลับกันจะทำหน้าที่รับคลื่น ที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลางเข้ามาอยู่ในท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ สำหรับสายอากาศที่เป็น ที่ต้องการของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีคือมีอัตราขยายเชิงทิศทางที่เพียงพอ และมีแบบรูปการแผ่ พลังงานครอบคลุมพื้นที่ให้บริการอย่างครบถ้วน นอกจากนี้สายอากาศยังต้องมีโครงสร้างที่ไม่ ซับซ้อนและราคาถูกอีกด้วย สายอากาศไดโพลมีคุณสมบัติที่ดีบางประการสำหรับการสื่อสาร

แบบไร้สายคือ มีน้ำหนักเบา โครงสร้างสามารถดัดแปลงง่ายและหลากหลาย ราคาไม่แพง แต่มีข้อเสียคือให้อัตราขยายเชิงทิศทาง (directive gain) ค่อนข้างต่ำ จากที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าต้องการนำสายอากาศไปใช้งานสำหรับติดตั้งบริเวณเพดานด้านบนของทางด่วนหรือไฮเวย์ (highway) ดังรูปที่ 1.1 (ก) ที่ความถี่สำหรับระบบเก็บเงินผ่านทาง คือ 2.45 GHz โดยใช้สายอากาศสำหรับติดตั้งในส่วนเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดีดังรูปที่ 1.1 (ข) ถ้าใช้สายอากาศไดโพล พลังงานบางส่วนจะสูญเสียไปยังพื้นที่ที่ไม่ได้ใช้งานและมีอัตราขยายเชิงทิศทางต่ำ



รูปที่ 1.1 การประยุกต์ใช้สายอากาศอัตราขยายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับระบบชำระเงินบนทางด่วน

จากความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการปรับปรุงและพัฒนาโครงสร้างของสายอากาศไดโพล ซึ่งเน้นการปรับแบบรูปการแผ่พลังงานไปเป็นแบบเจาะจงทิศทาง โดยทำการตัดโค้งสตริปไดโพล (strip dipole) เป็นครึ่งวงกลมเพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่นเนื่องจากถนน 1 เลนมีความกว้าง 5 เมตรและติดตั้งตัวอ่านข้อมูลสูงจากพื้น 4 เมตร ดังนั้นสายอากาศควรมีความกว้างลำคลื่นเท่ากับ 32 องศา และในกรณีไฮเวย์ 3 เลน ควรมีความกว้างลำคลื่นเท่ากับ 61.9 องศา สายอากาศจึงจะสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้อย่างครบถ้วน จากนั้นทำการวางสายอากาศไว้บนไดอิเล็กตริก (dielectric) เพื่อเพิ่มความแข็งแรง และวางบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG) เนื่องจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถลดคลื่นผิว (surface wave) บนแผ่นสะท้อนได้ โดยจะทำหน้าที่สะท้อนกำลังงาน ทำให้อัตราขยายเชิงทิศทางเพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้สายอากาศจึงสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้ระยะไกลเนื่องจากกรณีที่วิ่งบนไฮเวย์นั้นวิ่งด้วยความเร็วสูง ถ้าสายอากาศมีความกว้างลำคลื่นที่กว้างขึ้น

ระบบจะสามารถตัดเงินได้รวดเร็วและทันต่อการวิ่งของรถไม่ว่ารถยนต์จะวิ่งในช่องทางใดก็ตาม ส่งผลให้ลดความล่าช้าบนทางด่วน โดยเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีจะตรวจสอบรถยนต์ที่วิ่งผ่านและตัดเงินโดยอัตโนมัติ ซึ่งผู้ขับขี่ไม่ต้องเปิดกระจกเพื่อชำระค่าผ่านทางหรือแม้แต่หยุดรถ

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาโครงสร้างและออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งสำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz

1.2.2 เพื่อศึกษาโครงสร้างและออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz

1.2.3 เพื่อออกแบบและจำลองผลสายอากาศอัตราขยายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.2.4 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

1.3.1 เมื่อปรับโครงสร้างของสายอากาศไดโพลเส้นตรงให้เป็นสตริปไดโพลโค้ง ส่งผลให้ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังมากขึ้น

1.3.2 เมื่อวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนไดอิเล็กตริก จะทำให้สายอากาศสตริปไดโพลมีความแข็งแรงและทนทาน

1.3.2 เมื่อวางสายอากาศบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีผลให้อัตราขยายเชิงทิศทางสูงขึ้น

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ออกแบบสายอากาศอัตราขยายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz

1.4.2 สร้างสายอากาศต้นแบบ สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz เพื่อทำการวัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม

1.5 ขอบเขตการวิจัย

- 1.5.1 วิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
- 1.5.2 จำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 2.45 GHz
- 1.5.3 จำลองแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 2.45 GHz
- 1.5.4 ออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz
- 1.5.5 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบผลวัดทดสอบ และผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

- 1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย
 - 1) สำรวจปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
 - 2) วิเคราะห์และออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ความถี่ 2.45 GHz
 - 3) วิเคราะห์และออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz
 - 4) จำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
 - 5) สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยาย และการสูญเสียย้อนกลับ เปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ
- 1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

 - 1) การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูล โดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
 - 2) ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
 - 3) สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน จำนวนอัตราขยาย และวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ

1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย อาคารเครื่องมือ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1) โปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 2) โปรแกรมแมทแลบ (Matlab)
- 3) เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (network analyzer)
- 4) คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer)

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1) เก็บผลการทดสอบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

- 2) เก็บผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน
- 3) คำนวณอัตราขยายเชิงทิศทาง

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศที่มีอัตราขยายเชิงทิศทางสูงสำหรับใช้งานในเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี ที่ความถี่ 2.45 GHz

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี สำหรับระบบชำระเงินบนทางด่วน คือมีโครงสร้างง่าย น้ำหนักเบา มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังมาก และอัตราขยายเชิงทิศทางสูง

1.7.2 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบอาร์เอฟไอดี

1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บท

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย ขอบเขตงานวิจัย สมมติฐานของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตงานวิจัย วิธีดำเนินงานวิจัยและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 ทัศนวิจารณ์กรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไดโพล ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและสายอากาศบนแผ่นสะท้อน

บทที่ 3 กล่าวถึงคุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบอาร์เอฟไอดี ทฤษฎีสายอากาศไดโพล สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน การสะท้อนของเฟส และคลื่นระดับพื้นผิว

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างสายอากาศต้นแบบ และผลการวัดจากห้องปฏิบัติการซึ่งประกอบด้วยการสูญเสียย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยาย

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผล ข้อเสนอแนะแนวทางแก้ไข และแนวทางการพัฒนาในอนาคต

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรม งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับลักษณะของสายอากาศและแผ่นสะท้อนแบบต่าง ๆ ได้แก่ สายอากาศไดโพล ช่องว่าง แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า รวมถึงสายอากาศบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้ทราบถึงคุณลักษณะของสายอากาศ ข้อดีและข้อเสียที่เกิดขึ้นเพื่อที่จะนำมาใช้ปรับปรุงให้สอดคล้องกับสายอากาศสำหรับการสื่อสารไร้สาย เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ ต่อไป

2.1 กล่าวนำ

ระบบการสื่อสารแบบไร้สายกำลังก้าวเข้ามามีบทบาทในการดำรงชีวิตประจำวันมากขึ้น เพราะทุกวันนี้การเข้าถึงข้อมูลเป็นสิ่งจำเป็น ใครที่มีข้อมูลมากกว่าและเร็วกว่าจะเป็นผู้ได้เปรียบในการตัดสินใจในเรื่องต่าง ๆ โดยเฉพาะทางด้านธุรกิจ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารแบบไร้สายแบบเดิมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นกว่าเดิม สำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายคือ สายอากาศโมโนโพล (monopole antenna) สายอากาศแบบปลอก (sleeve antenna) และสายอากาศแบบสัณฐานต่ำ (low-profile antenna) เช่น สายอากาศไมโครสตริป (micro strip antenna) และสายอากาศระนาบอินเวอร์เอฟ (Planar Inverted F Antenna: PIFA) สำหรับสายอากาศโมโนโพลเป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมนำไปใช้งานมากที่สุด เพราะมีคุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (broadband characteristics) และมีโครงสร้างไม่ยุ่งยาก ซับซ้อน บางครั้งเรียกสายอากาศชนิดนี้ว่าสายอากาศแบบแส้ (whip antenna) Chen, I-F., Peng, C-M., and Liang, S-C. (2005) ส่วนประกอบของสายอากาศที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์แบบอนันต์ ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะคล้ายสายอากาศแบบไดโพล ในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลมีความยาวไม่ใช่อะไรหนึ่งของสายอากาศไดโพล ถ้ามีระนาบกราวด์ที่กว้างจะทำให้รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นจะแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์ สายอากาศแบบที่สองคือ สายอากาศแบบปลอก Taguchi, Egashira M., and Tanaka, S. (1991) มีโครงสร้างของการแผ่กระจายคลื่นเป็นไดโพลแบบไม่สมมาตรของตัวนำ ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดแตกต่างกัน

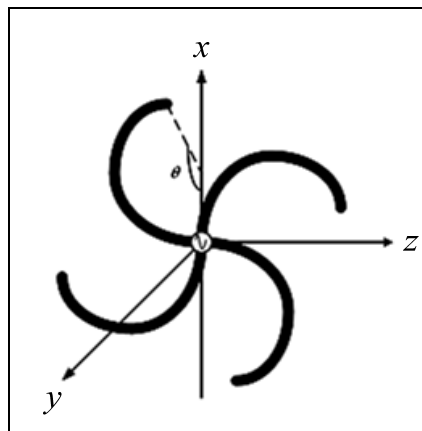
โดยขนาดเล็กที่สุดของตัวนำจะเท่ากับตัวนำภายในสายโคแอกเชียลที่ป้อนให้กับสายอากาศ และขนาดใหญ่จะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางตัวนำ ซึ่งจะถูกลัดวงจรกับลวดถักที่อยู่รอบ ๆ สายอากาศ โคแอกเชียล สายอากาศนี้มีคุณลักษณะเหมือนสายอากาศโมนโพลที่ไม่ต้องมีระนาบกราวด์ แต่การที่ไม่มีระนาบกราวด์นั้นมีข้อเสียคือเมื่อนำไปใช้งาน ต้องนำสายอากาศไปติดตั้งเข้ากับ ส่วนต่าง ๆ ที่เป็นโลหะ ทำให้อัตราขยายลดลง ข้อเสียอีกอย่างของสายอากาศแบบเส้นและสายอากาศแบบบล็อก คือ โครงสร้างไม่แข็งแรงหักง่าย แบบสุดท้ายคือ สายอากาศไมโครสตริปหรือสายอากาศแบบแพทช์ (patch) Jame, J.D., and Hall, P.S. (1989) โดยแบ่งโครงสร้างออกเป็นสามส่วนคือ ส่วนบนที่เป็นส่วนของการกระจายคลื่น โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก วงกลม วงรี หรืออื่น ๆ แล้วแต่การออกแบบเพื่อนำไปใช้งาน โดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำ ส่วนสายอากาศระนาบอินเวอร์สเฟส Sim, D-U., and Choi, J-I. (2006) มีลักษณะของแถบเส้นเป็นรูปตัวเอฟที่พัฒนาจากสายอากาศแบบไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ อย่างไรก็ตามสายอากาศแบบไมโครสตริปและสายอากาศระนาบอินเวอร์สเฟสมีข้อเสียคือ มีความกว้างแถบที่แคบ ดังนั้นในกรณีที่ต้องการใช้สายอากาศตัวเดียวในการแผ่กระจายพลังงานให้ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานได้ในระยะไกลสายอากาศไดโพลจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาปรับเปลี่ยนรูปร่างเพื่อลดข้อเสียดังกล่าวและส่งผลต่ออัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูงขึ้น ความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังที่กว้างขึ้นมีโครงสร้างที่แข็งแรง และราคาถูก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายต้องการ จึงเกิดแนวความคิดในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีการป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศ

2.2 ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

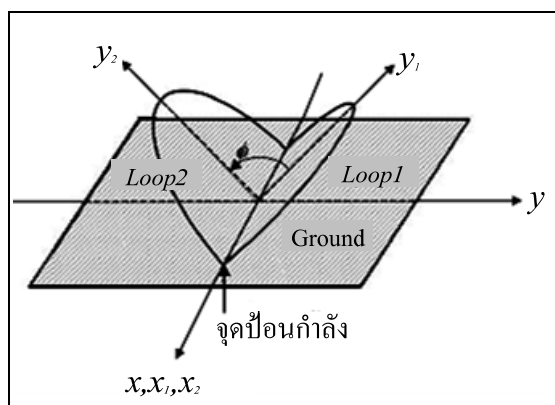
2.2.1 สายอากาศไดโพล

สายอากาศชนิดนี้นิยมนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการสื่อสารแบบไร้สายมากที่สุด เนื่องจากโครงสร้างไม่ซับซ้อน แข็งแรง สามารถนำมาดัดแปลงได้ง่าย อีกทั้งยังมีราคาถูกอีกด้วย ในปัจจุบันสายอากาศไดโพลได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายได้แก่ เทคนิคการปรับรูปร่างของสายอากาศไดโพลเส้นตรงให้เป็นรูปร่างต่าง ๆ เช่น สายอากาศรูปตัวเอส (S-Shaped antenna) Elkamchouchi H. (2004) ดังรูปที่ 2.1 เทคนิคต่อมาเป็นการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศด้วยการเพิ่มตัวสะท้อนที่บริเวณด้านหลังของสายอากาศ เช่น สายอากาศไดโพลที่มีลักษณะโค้ง (arc-curved dipole) Wang, J-H., Jan, L., and Jian, S-S. (1997) แล้วทำมุมสายอากาศไดโพลรูปตัววี (V-shape antenna) Li, K., and Leong, M-S. (2005) ดังแสดงในรูปที่ 2.2 นอกจากนี้มีการนำสายอากาศไดโพลเส้นตรงวางใกล้แผ่นตัวนำ Thumvichit, A., and Takano, T. (2007) ซึ่งได้กล่าวถึง

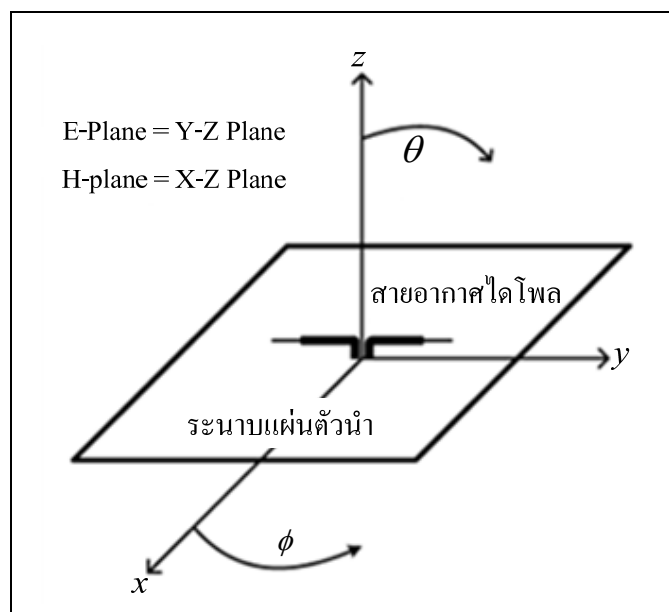
การวิเคราะห์การทำแมตช์ซิ่ง (matching) นอกจากนี้ยังมีเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับการสร้างสายอากาศไดโพลชนิดแผ่นตรงลัดวงจรที่ปลายระนาบตัวสะท้อน Dobost, G. (1981) ได้กล่าวถึง การวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าการแผ่พลังงานและความกว้างแถบ ของไดโพลตรงที่มีการลัดวงจรขนานกับระนาบตัวสะท้อนสมบูรณ์แบบ และการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลเส้นตรงดัดโค้งเป็นรูปครึ่งวงกลมลัดวงจรปลายทั้งสองข้างบนระนาบตัวสะท้อน Pimpol, S., and Wongsan, R. (2007) ซึ่งทำการวิเคราะห์ความกว้างลำคลื่นและอัตราขยายของสายอากาศสำหรับใช้งานที่ความถี่โทรทัศนเป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ



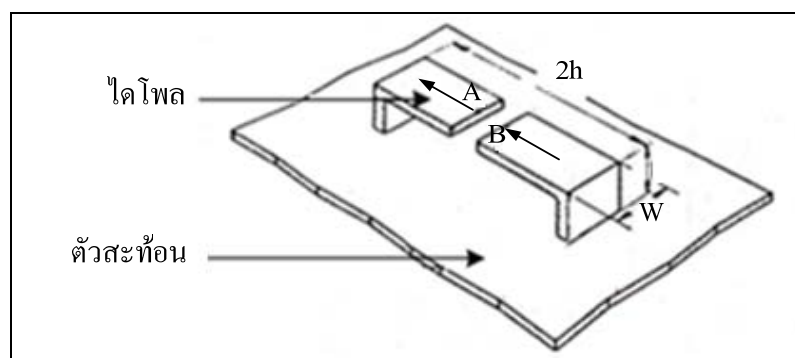
รูปที่ 2.1 สายอากาศที่มีการดัดเป็นรูปตัวเอส



รูปที่ 2.2 สายอากาศที่มีลักษณะรูปโค้งทำมุมเป็นรูปตัววีบนแผ่นสะท้อน

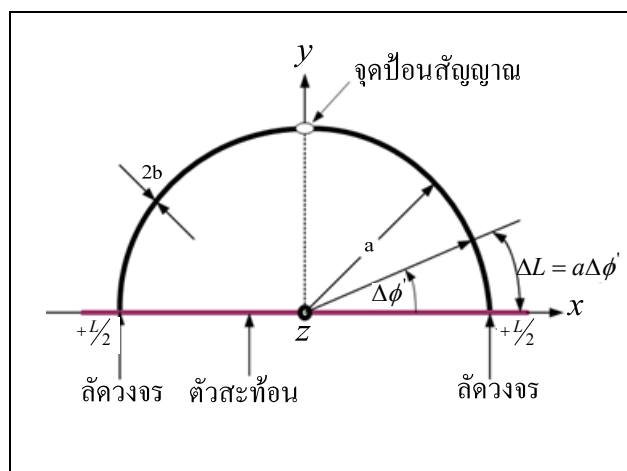


(ก) สายอากาศไดโพลเส้นตรงบนแผ่นตัวนำ



(ข) สายอากาศไดโพลชนิดแผ่นลวดวงจรที่ปลายบนระนาบตัวสะท้อน

รูปที่ 2.3 สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ

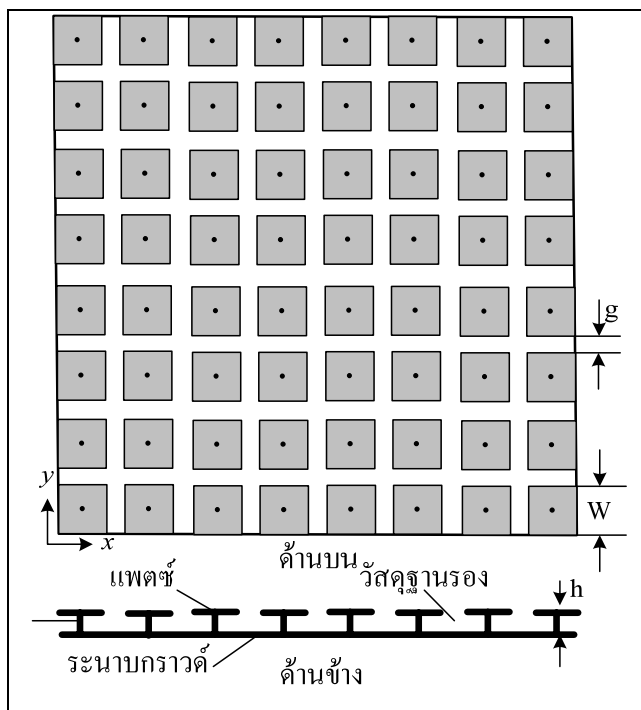


(ค) สายอากาศไดโพลโค้งลัดวงจรที่ปลายบนระนาบตัวสะท้อน

รูปที่ 2.3 สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ (ต่อ)

จากงานปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้กล่าวมาข้างต้น สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่สนใจและถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายจากอดีตจนถึงปัจจุบันนี้

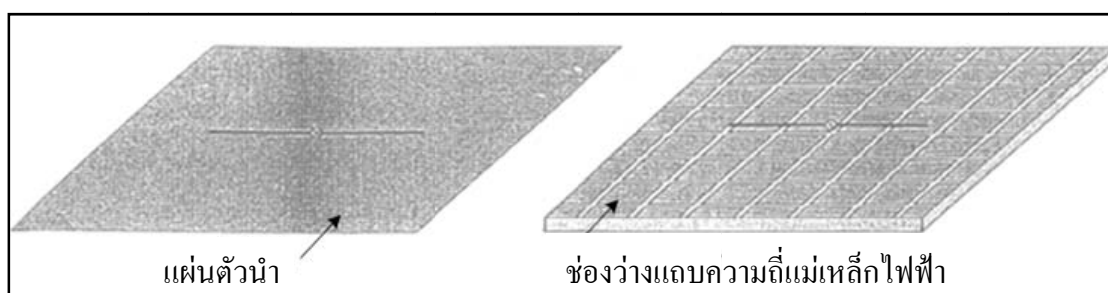
2.2.2 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



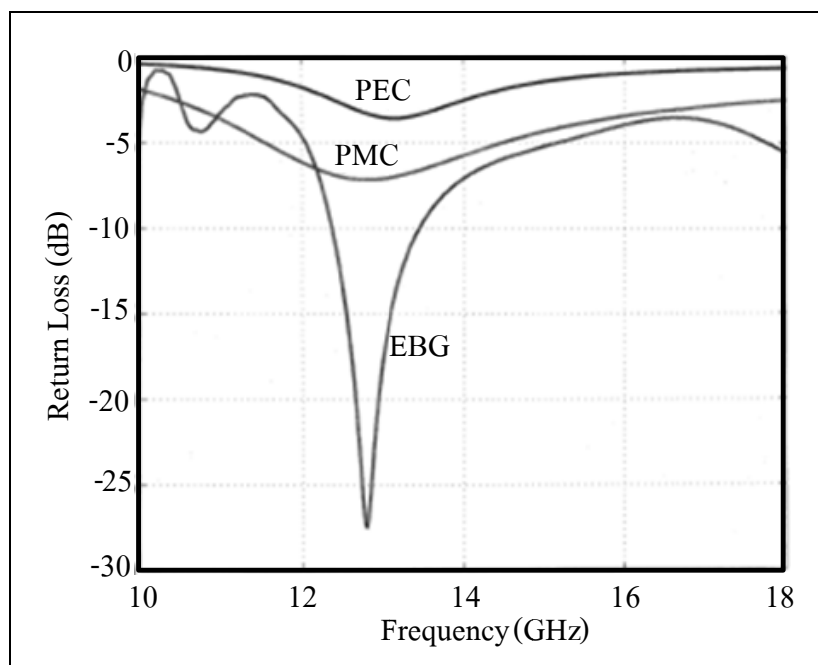
รูปที่ 2.4 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ารูปดอกเห็ด

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรรองความถี่เกรตติง พื้นผิวเลือกความถี่ ผลึกพลังแสง และช่องแถบพลังงานแสง และเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจึงเรียกว่าโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยทำหน้าที่เป็นตัวกีดขวางหรือเสริมรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในช่วงเฉพาะแถบของความถี่ และเนื่องด้วยความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ส่งผลให้ความต้องการในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศมีมากขึ้นตามไปด้วย จากสายอากาศธรรมดาหนึ่งต้นก็สามารถพัฒนาให้มีอัตราขยายที่สูงด้วยการเพิ่มตัวสะท้อนที่ด้านหลังของสายอากาศ จากเดิมนิยมใช้แผ่นโลหะตัวนำ แต่ก็ยังพบปัญหาในเรื่องของคลื่นผิว (surface wave) ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก Li, L., Li, B., Liu, H-X., and Liang, C-H. (2006) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 และถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเป็นตัวสะท้อน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ดังปริทัศน์วรรณกรรมที่จะกล่าวถึงคือ จัดวางสายอากาศไดโพลชนิดเส้นตรงบนแผ่นสะท้อนซึ่งทำจากแผ่นตัวนำและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยระยะห่างระหว่างสายอากาศและแผ่นสะท้อนที่ใกล้มาก ๆ เพื่อเปรียบเทียบผล พบว่าสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่

แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถให้ประสิทธิภาพของสายอากาศที่ดีกว่าในกรณีที่เป็นแผ่นตัวนำ แสดงดังรูปที่ 2.5 Bowden, C. M., Dowling J. P., and Everitt, H. O. (2007) เนื่องจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไม่กลับเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ ณ ความถี่ปฏิบัติการ Yang F., Rahmat-Samii Y. (2009) สายอากาศจึงสามารถวางใกล้แผ่นสะท้อนได้มาก ๆ ส่งผลให้สายอากาศเป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและไม่ยุ่งยากต่อการสร้าง



(ก) โครงสร้างสายอากาศโพลบนตัวสะท้อน



(ข) การสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 2.5 สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ารูปดอกเห็ด

จึงวิเคราะห์ได้ว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ด้วยการระงับคลื่นผิวที่เกิดบนแผ่นสะท้อน โดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้น

2.3 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่นิยมนำมาดัดแปลงโครงสร้างเพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพที่สูงขึ้น อีกทั้งยังสามารถนำมาเพิ่มอัตราขยายด้วยการเพิ่มแผ่นสะท้อนรูปแบบต่าง ๆ เช่น แผ่นโลหะ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณ หรือท่อนำคลื่น ให้แพร่กระจายออกสู่อากาศที่สายอากาศวางอยู่ และในทางกลับกันจะทำหน้าที่รับคลื่นที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลางให้เข้ามาอยู่ในท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ การศึกษารูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความสำคัญ ในบทนี้กล่าวถึง คุณสมบัติที่เหมาะสมของสายอากาศที่จะเป็นสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณของระบบชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Identification: RFID) นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศไดโพล และทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอีกด้วย

3.1.1 คุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบอาร์เอฟไอดี

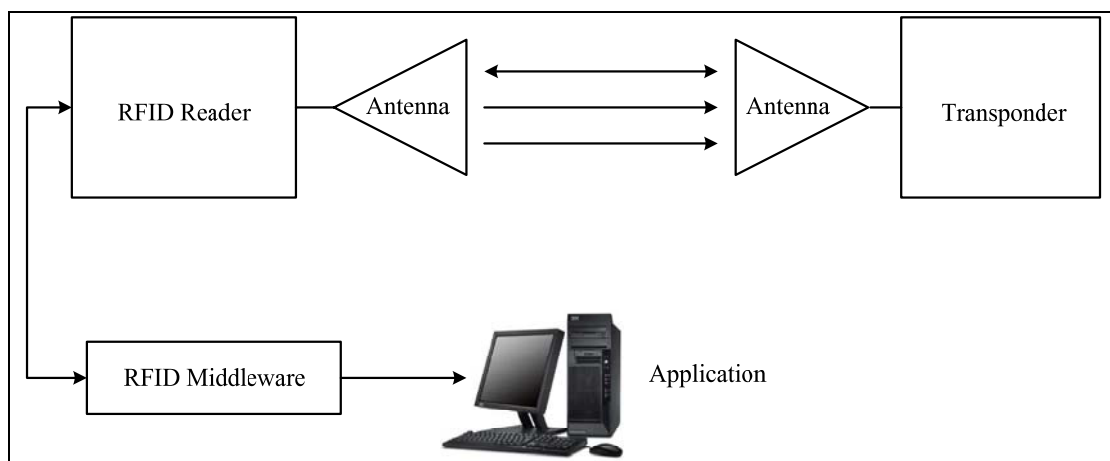
3.1.1.1 ระบบชี้เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Identification: RFID)

RFID ย่อมาจากคำว่า Radio Frequency Identification system: RFID เป็นระบบฉลาดที่ได้ถูกพัฒนามาตั้งแต่ปี ค.ศ 1980 โดยที่อุปกรณ์อาร์เอฟไอดีที่มีการประดิษฐ์ขึ้นใช้งานเป็นครั้งแรกนั้น เป็นผลงานของ Leon Theremin ซึ่งสร้างให้กับรัฐบาลของประเทศรัสเซียในปี ค.ศ. 1945 ซึ่งอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาในเวลานั้นทำหน้าที่เป็นเครื่องมือดักจับสัญญาณ ไม่ได้ทำหน้าที่เป็นตัวระบุเอกลักษณ์อย่างที่ใช้งานกันอยู่ในปัจจุบัน

อาร์เอฟไอดี ในปัจจุบันมีลักษณะเป็นป้ายอิเล็กทรอนิกส์ (RFID Tag) ที่สามารถอ่านค่าได้โดยผ่านคลื่นวิทยุระยะห่าง เพื่อตรวจ ติดตาม และบันทึกข้อมูลที่ติดอยู่กับป้ายซึ่งนำไปฝังไว้ในหรือติดอยู่กับวัตถุต่าง ๆ เช่น ผลิตภัณฑ์ กล่อง หรือสิ่งของใด ๆ สามารถติดตามข้อมูลของวัตถุหนึ่งชิ้นว่า คืออะไร ผลิตที่ไหน ใครเป็นผู้ผลิต ผลิตอย่างไร ผลิตวันไหน และเมื่อไร ประกอบไปด้วยชิ้นส่วนกี่ชิ้น และแต่ละชิ้นมาจากที่ไหน รวมทั้งตำแหน่งที่ตั้งของวัตถุนั้น ๆ ในปัจจุบันว่าอยู่ส่วนใดในโลก โดยไม่จำเป็นต้องอาศัยการสัมผัส (Contactless) หรือต้องเห็นวัตถุนั้น ๆ ก่อนทำงาน โดยใช้เครื่องอ่านที่สื่อสารกับป้ายด้วยคลื่นวิทยุในการอ่านและเขียน

โดยจุดเด่นของระบบอาร์เอฟไอดี อยู่ที่การอ่านข้อมูลจากแท็ก (Tag) ได้หลาย ๆ แท็กแบบไร้สัมผัส (Contactless) และสามารถที่จะอ่านค่าได้แม้ในสภาพที่ทัศนวิสัยไม่ดี ทนต่อความเปียกชื้น แรงสั่นสะเทือน การกระทบกระแทก และสามารถอ่านค่าได้ด้วยความเร็วสูง โดยข้อมูลจะถูกเก็บไว้ในไมโครชิปที่อยู่ในแท็ก ในปัจจุบันได้มีการนำอาร์เอฟไอดีไปประยุกต์ใช้งานด้านอื่น ๆ นอกเหนือจากการนำมาใช้ในบบบาร์โค้ดแบบเดิม เช่น ใช้ในบัตรชนิดต่าง ๆ

บางครั้งอาจพบอยู่ในรูปของแท็กสินค้าซึ่งมีขนาดเล็กจนสามารถแทรกลงระหว่างชั้นของเนื้อกระดาษได้ หรืออาจจะเป็นแคปซูลขนาดเล็กฝังอยู่ในตัวสัตว์ เพื่อบันทึกข้อมูลต่าง ๆ เป็นต้น องค์ประกอบพื้นฐานของระบบอาร์เอฟไอดี ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ คือ แท็ก และ ตัวอ่าน และบันทึกข้อมูล ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 องค์ประกอบในระบบอาร์เอฟไอดี

1) ป้ายชื่อหรือแท็กเก็บข้อมูล (RFID Tag)

แท็ก (Tag) หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าทรานสปอนเดอร์ (Transponder) มาจากคำว่าทรานสมิตเตอร์ (Transmitter) ผสมกับคำว่าเรสปอนเดอร์ (Responder) หมายถึงแท็กจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณหรือข้อมูลที่บันทึกอยู่ในแท็กตอบสนองไปที่ตัวอ่านข้อมูล การสื่อสารระหว่างแท็กและตัวอ่านข้อมูลจะเป็นการสื่อสารโดยอาศัยช่องความถี่วิทยุผ่านอากาศ โดยแท็กจะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือไมโครชิปและสายอากาศ ดังนั้นสายอากาศจึงเป็นปัจจัยที่สำคัญ

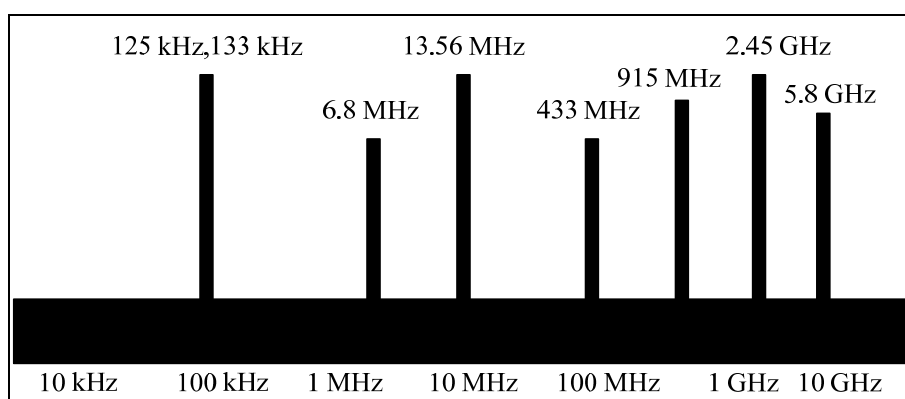
2) เครื่องอ่านและบันทึกข้อมูล (Reader)

หน้าที่ของเครื่องอ่านก็คือ การเชื่อมต่อหรือเขียนข้อมูลลงในแท็ก ด้วยสัญญาณความถี่วิทยุนอกจากนี้ตัวอ่านข้อมูลที่ดีต้องมีความสามารถในการป้องกันการอ่านข้อมูลซ้ำ เช่น ในกรณีที่แท็กถูกวางทิ้งอยู่ในบริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตัวอ่านข้อมูลสร้างขึ้น หรืออยู่ในระยะการรับส่ง ก็อาจทำให้ตัวอ่านข้อมูลทำการรับหรืออ่านข้อมูลจากแท็กซ้ำอยู่เรื่อย ๆ ไม่สิ้นสุด โดยทั่วไปเครื่องอ่านจะประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก ๆ ดังนี้ ภาครับและภาคส่งสัญญาณวิทยุ

ภาคสร้างสัญญาณพาหะ วงจรจูนสัญญาณ หน่วยประมวลผลข้อมูลภาคติดต่อกับคอมพิวเตอร์ และสายอากาศก็เป็นส่วนที่สำคัญอีกเช่นเดียวกัน

3.1.2 คลื่นพาหะในระบบอาร์เอฟไอดี

ในปัจจุบันคลื่นพาหะที่ใช้งานกันในระบบอาร์เอฟไอดี จะอยู่ในย่านความถี่ ISM (Industrial-scientific-Medical) ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่กำหนดในการใช้งานในเชิงอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และการแพทย์ สามารถใช้งานได้โดยไม่ตรงกับย่านความถี่ที่ใช้งานในการสื่อสาร โดยทั่วไป โดยมี 3 ย่านความถี่ใช้งาน คือ สำหรับคลื่นพาหะที่ใช้กันในระบบ RFID อาจแบ่งออกได้เป็น 3 ย่านหลัก ๆ ได้แก่ ย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency: LF) ต่ำกว่า 150 kHz ย่านความถี่สูง (High Frequency: HF) ใช้งานที่ 13.56 MHz และย่านความถี่สูงยิ่ง (Ultra High Frequency: UHF) ใช้งานที่ 433/868/915 MHz ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงย่านความถี่ที่ระบบอาร์เอฟไอดีถูกใช้งาน

สำหรับการใช้งานนั้น 2 ย่านความถี่แรกจะเหมาะสำหรับใช้กับงานที่มีระยะการสื่อสารข้อมูลในระยะใกล้ ๆ (LF ระยะอ่านประมาณ 10-20 ซม. และ HF โดยมีระยะอ่านประมาณ 1 เมตร) เช่น การตรวจสอบการผ่านเข้าออกพื้นที่ การตรวจหาและเก็บประวัติในสัตว์ ส่วนย่านความถี่สูงยิ่งจะถูกใช้กับงานที่มีระยะการสื่อสารข้อมูลในระยะไกล (UHF ระยะอ่านประมาณ 1-10 เมตร) เช่นระบบเก็บค่าบริการทางด่วน ซึ่งในปัจจุบัน ระบบอาร์เอฟไอดี กำลังถูกวิจัย และพัฒนาในย่านความถี่ไมโครเวฟที่ความถี่ 2.4 GHz และความถี่ 5.8 GHz เพื่อใช้งานที่ต้องการอ่านในระยะไกลกว่า 10 เมตร ส่วนด้านราคาและความเร็วในการสื่อสารข้อมูล เมื่อเทียบกันแล้วอาร์เอฟไอดีซึ่งใช้คลื่นพาหะย่านความถี่สูงเป็นระบบที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูงสุด

และมีราคาแพงที่สุดด้วยเช่นกัน ส่วนอาร์เอฟไอดีที่ใช้คลื่นพาหะในอีกสองย่านความถี่จะมีระดับราคาและความเร็วลดหลั่นกันไป

3.1.3 ความถี่ของคลื่นพาหะที่ใช้ในการสื่อสารข้อมูล

ในปัจจุบันได้มีการรวมกลุ่มระหว่างประเทศ เพื่อทำการกำหนดมาตรฐานความถี่คลื่นพาหะของระบบอาร์เอฟไอดี โดยมี 3 กลุ่มใหญ่ ๆ คือ กลุ่มประเทศในยุโรปและแอฟริกา (Region 1) กลุ่มประเทศอเมริกาเหนือและอเมริกาใต้ (Region 2) และสุดท้ายคือกลุ่มประเทศตะวันออกไกลและออสเตรเลีย (Region 3) ซึ่งแต่ละกลุ่มประเทศจะกำหนดแนวทางในการเลือกใช้ความถี่ต่าง ๆ ให้แก่บรรดาประเทศสมาชิก

ตารางที่ 3.1 ย่านความถี่ต่าง ๆ ของระบบอาร์เอฟไอดีและการใช้งาน

ย่านความถี่	คุณลักษณะ	การใช้งาน
ย่านความถี่ต่ำ 100-500 kHz ความถี่มาตรฐานที่ใช้งาน ทั่วไปคือ 125 kHz	- ระยะการรับส่งข้อมูลใกล้ - ต้นทุนไม่สูง - ความเร็วในการอ่านข้อมูลต่ำ - ความถี่ในย่านนี้เป็นที่แพร่หลายทั่วโลก	- ปุศสัตว์ - ระบบคงคลัง - รถยนต์
ย่านความถี่กลาง 10-15 MHz ความถี่มาตรฐานที่ใช้งาน ทั่วไปคือ 13.56 MHz	- ระยะการรับส่งข้อมูลปานกลาง - ราคามีแนวโน้มถูกลงในอนาคต - ความเร็วในการอ่านข้อมูลปานกลาง - ความถี่ในย่านนี้เป็นที่แพร่หลายทั่วโลก	- สมาร์ตการ์ด
ย่านความถี่สูง 850-950 MHz 2.4-2.58 GHz ความถี่มาตรฐานที่ใช้งาน ทั่วไปคือ 2.45 GHz	- ระยะการรับส่งข้อมูลไกล (10 เมตร) - ความเร็วในการอ่านข้อมูลสูง - ราคาแพง	- รถไฟ - ระบบเก็บค่าผ่านทาง

อย่างไรก็ตาม ความถี่ของคลื่นพาหะที่นิยมใช้งานในย่านความถี่ต่ำคือ 125 kHz ย่านความถี่ปานกลางคือ 13.56 MHz และย่านความถี่สูงคือ 2.45 GHz ดังแสดงไว้ในตารางที่ 3.1 นอกจากนี้รัฐบาลของแต่ละประเทศ โดยทั่วไปจะมีการออกกฎหมายเกี่ยวกับระเบียบการใช้งานย่านความถี่ต่าง ๆ รวมถึงกำลังส่งของระบบอาร์เอฟไอดีด้วย

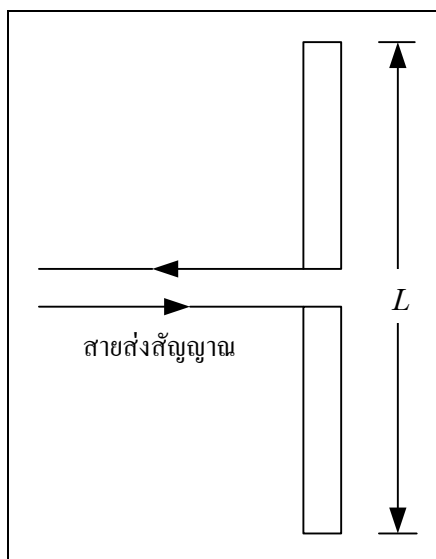
การสื่อสารข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดี คือระหว่างแท็กและตัวอ่านข้อมูล จะสื่อสารแบบไร้สายผ่านอากาศ โดยจะนำข้อมูลมาทำการมอดูเลต (Modulation) กับคลื่นพาหะ

ที่เป็นคลื่นความถี่วิทยุ โดยมีสายอากาศ (Antenna) ที่อยู่ในตัวอ่านข้อมูลเป็นตัวรับและส่งคลื่น สำหรับคุณสมบัติของสายอากาศที่จะทำหน้าที่เป็นสายอากาศตัวส่งที่ดัดนั้น จะต้องเป็นสายอากาศที่ทำให้สายอากาศภาครับสามารถรับสัญญาณได้ดีที่สุด นั่นคือ ไม่ว่าสายอากาศภาครับจะอยู่ทางทิศใดของสายอากาศภาควัดส่ง และมีการโพลาไรซ์เป็นแบบใด ก็ควรที่จะสามารถรับคลื่นจากตัวส่งสัญญาณได้ โดยเฉพาะสายอากาศที่ใช้สำหรับส่งสัญญาณของเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลในย่าน 2.45 GHz จะต้องมีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน (Radiation Pattern) ที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ หรือสามารถเชื่อมต่อกับผู้ใช้บริการ ได้อย่างมีประสิทธิภาพตลอดเวลา และมีโครงสร้างของสายอากาศที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป สามารถประกอบได้ง่าย มีน้ำหนักเบา รองรับกำลังงานที่สูงได้และมีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าของสายอากาศได้มากขึ้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น การนำเสนอการออกแบบ ทดสอบและประเมินคุณสมบัติของสายอากาศชนิดไดโพลโค้ง ซึ่งมีโครงสร้างพื้นฐานเป็นสายอากาศไดโพลที่ถูกดัดโค้งวางอยู่บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนของคลื่นเพื่อใช้เป็นสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลย่านความถี่ 2.45 GHz ภายใต้การใช้งานจริงในระบบการสื่อสาร ดังนั้นคุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่ง ที่สำคัญควรมีดังนี้

3.2 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล

3.2.1 สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ

สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่ายที่สุดมีส่วนประกอบเป็นเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว L วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 3.3 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต่อเข้ากับเครื่องส่ง โดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อเครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณนี้ จะไหลไปยังขั้วหนึ่งของไดโพล และไหลกลับมายังอีกขั้วหนึ่งของไดโพลดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของไดโพลการแจกแจงรูปของกระแส (Current Distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (Magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่น ๆ บนตัวไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 3.3 สายอากาศไดโพล

ไดโพลอุดมคติ (Ideal Dipole) เป็นสายอากาศสมมติซึ่งใช้ประโยชน์ในการศึกษาสายอากาศชนิดอื่น ๆ สามารถพิจารณาให้เป็นส่วนประกอบเล็กๆของความยาวไดโพล (Infinitesimal Dipole) ที่มีการแจกแจงของกระแสที่เท่ากันตลอดความยาว คุณสมบัติทางทฤษฎีสายอากาศไดโพลในอุดมคติจะประมาณให้มีค่าทางไฟฟ้าเท่ากับสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเล็ก ๆ

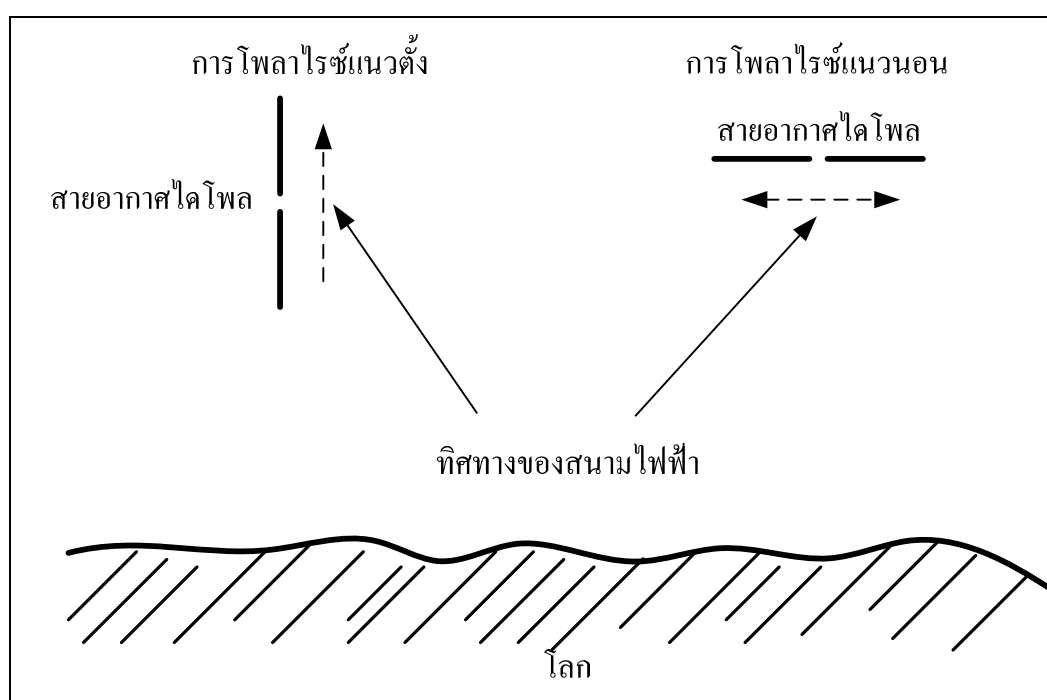
3.2.2 การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (Dipole Antenna Polarization)

การโพลาไรซ์ของสายอากาศ จะใช้ในการอธิบายทิศทางของสนามไฟฟ้าของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศซึ่งถูกส่งออกไปโดยตัวสายอากาศในทิศทางซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดและวัดได้ในสนามระยะไกล การสายอากาศจำนวนมากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) นั่นคือในหนึ่งรอบ (Cycle) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรง และยังถูกแบ่งออกเป็นการโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) ดังรูปที่ 3.4 นอกจากนี้ยังมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม (Circular) และแบบรูปวงรี (Elliptical) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบสายอากาศโดยให้มีการโพลาไรซ์แนวนอน เนื่องจากเป็นข้อกำหนดของสายอากาศสำหรับระบบเก็บค่าผ่านทาง ที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz

บ่อยครั้งที่การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศ เช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวด ซึ่งอาจจะมีส่วนประกอบเพียงตัวเดียวหรือหลายตัววางขนานกัน เช่น สายอากาศไดโพลและสายอากาศยาคี เราสามารถที่จะสมมุติให้สนามไฟฟ้าซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศ แต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกันแต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้างมาทำนาย

การโพลาไรซ์ได้ เช่น สายอากาศปากแตร (Horn) สายอากาศแบบบ่วง (Loop) และสายอากาศแบบร่อง (Slit) เป็นต้น

เพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ สิ่งสำคัญก็คือสายอากาศที่ทำหน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเดียวกันกับการโพลาไรซ์ของสัญญาณที่ส่งมา หากเกิดการสูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดวางการโพลาไรซ์ไม่ถูกต้อง (เช่น สัญญาณที่รับได้เป็นของการโพลาไรซ์ทางแนวตั้งแต่สายอากาศที่ใช้มีการจัดการโพลาไรซ์ทางแนวนอน) เรียกว่า เกิดการแยกการโพลาไรซ์แบบไขว้ (Cross-Polarization Isolation)

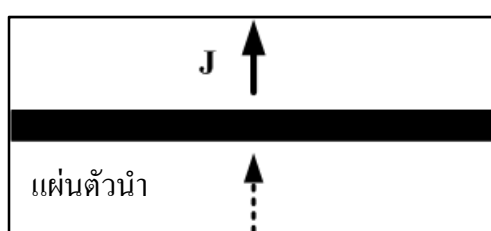


รูปที่ 3.4 ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล

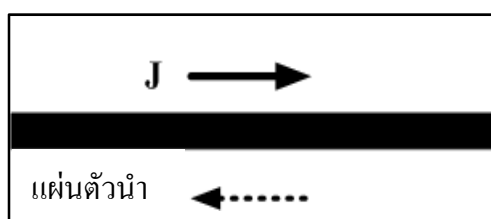
3.3 สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน

แนวคิดในการเพิ่มอัตราขยายให้สายอากาศของสายอากาศไดโพลเส้นลวดนั้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อน และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับตัวสะท้อนคือ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวตั้งบนแผ่นตัวนำ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนแผ่นตัวนำ และ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังรูปที่ 3.5 (ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ

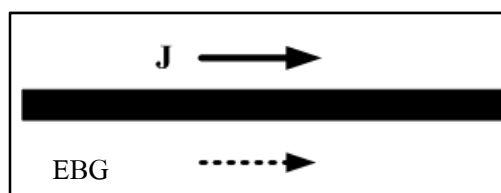
เมื่อวางสายอากาศไดโพลเส้นลวดในลักษณะตั้งฉากกับแผ่นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ก) พบว่าทิศทางกระแสของสายอากาศและกระแสของแผ่นตัวนำไปในทิศทางเดียวกัน ส่งผลให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดี แต่มีรูปแบบสัญญาณไม่ต่ำ และในทางกลับกันถ้าวางสายอากาศไดโพลเส้นลวดแนวระนาบเดียวกับแผ่นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 3.5 (ข) แม้จะสามารถแก้ไขปัญหาร่องโครงสร้างได้ แต่ประสิทธิภาพของสายอากาศก็จะต่ำลงเนื่องจากทิศทางของกระแสสวนทางกัน แนวทางที่จะสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้คือ วางสายอากาศไดโพลเส้นลวดแนวระนาบเดียวกับตัวสะท้อนที่เรียกว่า ช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 3.5 (ค)



(ก) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวตั้งบนแผ่นตัวนำ

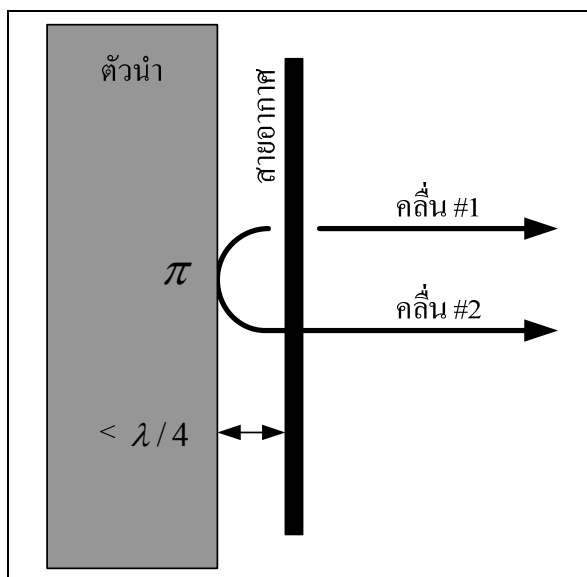


(ข) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนแผ่นตัวนำ

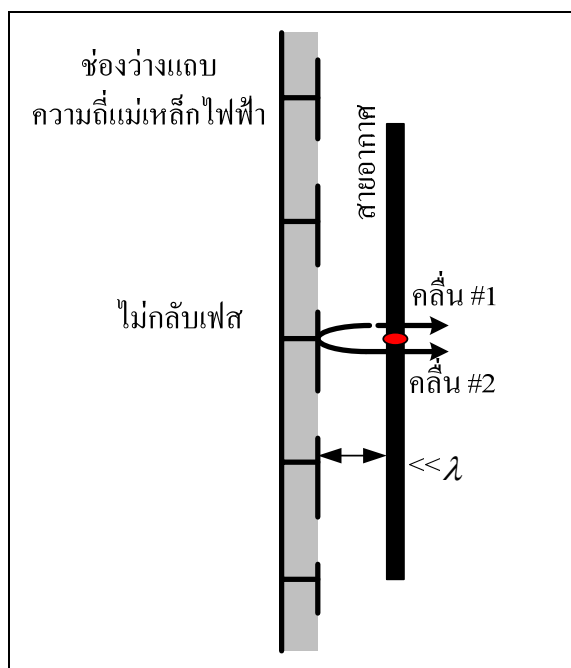


(ค) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 3.5 สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน



(ก) สายอากาศบนแผ่นตัวนำ



(ข) สายอากาศบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 3.6 การสะท้อนกลับของคลื่น

เมื่อพิจารณาการสะท้อนกลับของคลื่นสำหรับวางสายอากาศในระนาบเดียวกับระนาบกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ในทางทฤษฎีคลื่น #1 จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ แต่คลื่น #2 จะมีทิศทางตรงกันข้าม และเมื่อคลื่น #2 ไปตกกระทบกับระนาบตัวนำ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ก) ซึ่งจะทำให้การกลับเฟส 180 องศาส่งผลให้ต้องวางสายอากาศห่างจากแผ่นตัวนำเป็นระยะ $\lambda / 4$ และในทำนองเดียวกัน จากรูปที่ 3.6 (ข) เมื่อคลื่นไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งไม่กลับเฟส ส่งผลให้ต้องวางสายอากาศห่างจากแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นระยะ $\lambda \lambda / 2$ หรือใกล้ที่สุด จึงจะทำให้คลื่น #2 มีเฟสตรงกันกับคลื่น #1 พอคิดดังนั้นจึงส่งผลดีต่อการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศตัวนั้น ๆ นอกจากนั้นเรายังสามารถออกแบบให้สามารถลดระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นสะท้อนได้โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้สายอากาศมีพื้นฐานต่ำได้ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป

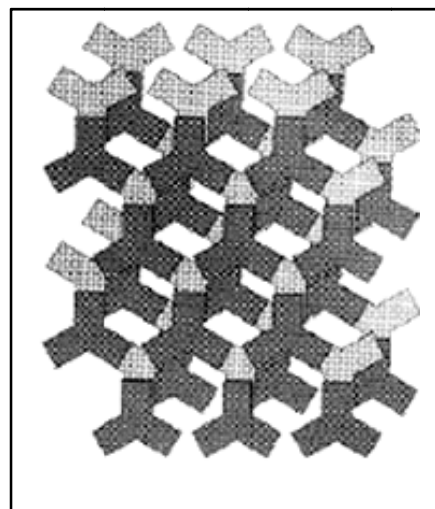
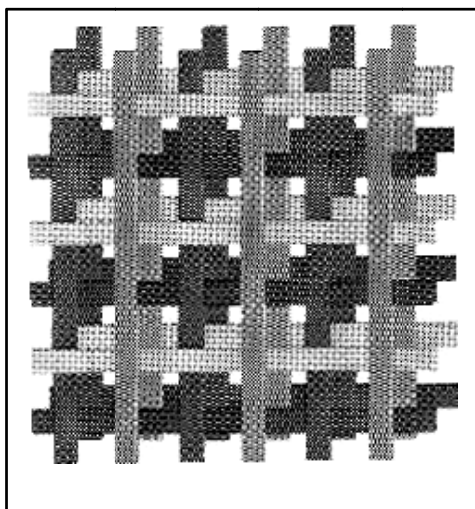
3.4 ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG)

ในปัจจุบัน โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งเป็นกลุ่มตามลักษณะเรขาคณิตดังนี้

1) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ มีลักษณะเป็นปริมาตร เช่น เป็นโครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริกเป็นแท่งสี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น และรวมชั้นโลหะที่มีลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.7

2) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ มีลักษณะเป็นพื้นผิวระนาบ เช่น โครงสร้างพื้นผิวแบบดอกเห็ด และโครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว ดังแสดงในรูปที่ 3.8

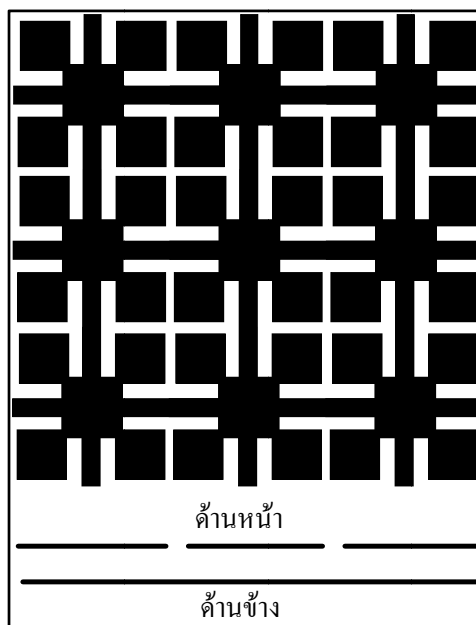
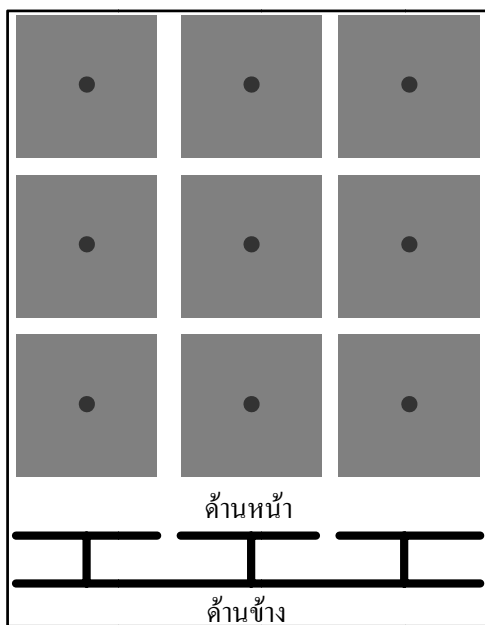
3) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีลักษณะเป็นสายส่ง เช่น โครงสร้างแบบไมโครสตริปร่วมกับหลุมที่วางเป็นคาบบนระนาบกราวด์ และสายส่งที่ประกอบด้วยทิศทางซ้ายและขวามือ



(ก) โครงสร้างแบบที่นำไดอเล็กทริกเป็นแง่
สี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น

(ข) โครงสร้างแบบรวมชั้นโลหะที่มี
ลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน

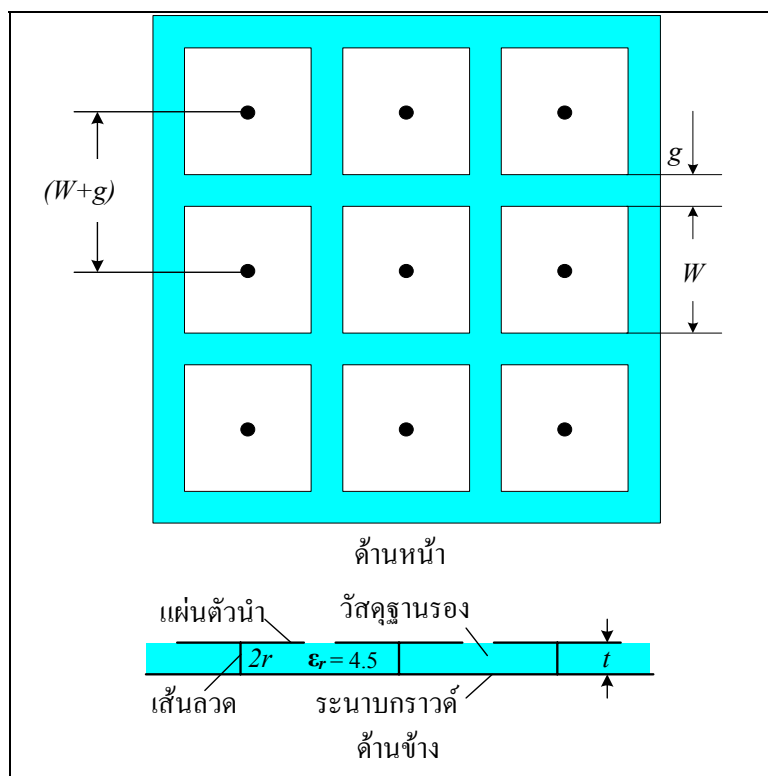
รูปที่ 3.7 โครงสร้างแบบ 3 มิติ



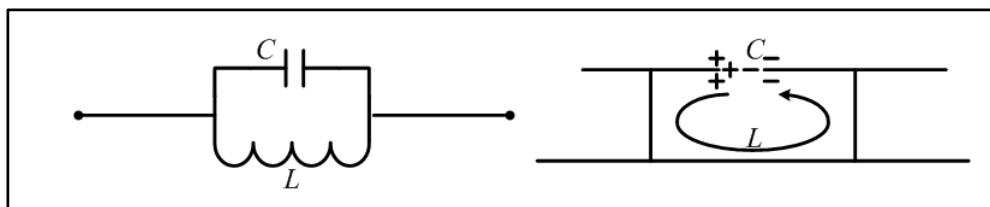
(ก) โครงสร้างพื้นผิวแบบดอกเห็ด

(ข) โครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว

รูปที่ 3.8 โครงสร้างแบบ 2 มิติ



รูปที่ 3.9 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ด (Mushroomlike EBG)



รูปที่ 3.10 รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำและค่าความจุของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เพื่อต่อการสร้างและการนำไปใช้งาน งานวิจัยนี้จึงนำเสนอโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอย่างง่ายคือโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 3.9 Yang, F., Rahmat-Samii, Y. (2009) โดยโครงสร้างสามารถแบ่งออกได้เป็นสามส่วนซึ่งประกอบด้วยส่วนบนคือแผ่นตัวนำ ส่วนที่สองคือวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างระนาบกราวด์และแผ่นตัวนำ และส่วนที่สามคือ ระนาบกราวด์ สำหรับแผ่นตัวนำมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม และมีเส้นลวดขนาดเล็ก (vias) ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมแนวตั้งระหว่างแผ่นโลหะด้านบนกับระนาบกราวด์ ซึ่งมีรูปทรงเรขาคณิตคล้ายเห็ด (mushroomlike EBG) จากนั้นถูกนำมา

ประกอบเป็นแถวลำดับ ซึ่งหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ จากเส้นลวดหนึ่งไปยังอีกเส้นลวดหนึ่งซึ่งมีความยาวน้อยกว่าหนึ่งความยาวคลื่น สามารถเปรียบเทียบลักษณะการทำงานของหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.10

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดดอกเห็ด

W	คือ	ความกว้างของแผ่นตัวนำ (patch width)
g	คือ	ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width)
t	คือ	ความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate thickness)
ϵ_r	คือ	ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก (dielectric constant)
r	คือ	รัศมีของเส้นลวด (vias)
$(W+g)$	คือ	หนึ่งหน่วยความกว้าง (width of unit cell)

สามารถอธิบายรูปแบบสี่เหลี่ยมของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ด้วยวงจรสมมูลของวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นเป็นผลจากช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำด้านบน และค่าเหนี่ยวนำเกิดจากกระแสที่ไหลไปตามตัวนำที่อยู่ใกล้กันเป็นวงจร LC ต่อแบบขนาน ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ขนานหาได้จาก

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3.1)$$

และค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

ค่าของตัวเก็บประจุสามารถพิสูจน์โดยใช้เทคนิคการคำนวณวงจรขนานระหว่างตัวเก็บประจุ และ ตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการต่อไปนี้

$$C = \frac{W\epsilon_0(1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2W + g}{g}\right) \quad (3.3)$$

ค่าความเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากกระแสที่วิ่งผ่านเส้นลวดขนาดเล็ก (vias) และแผ่นตัวนำ ดังรูปที่ 3.10

$$L = \mu_0 t \quad (3.4)$$

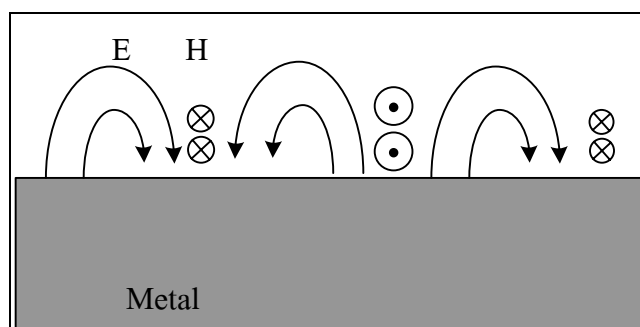
เมื่อ

μ_0 คือ ค่าความซาบซึมแม่เหล็ก (permeability)

ϵ_0 คือ ค่าสภาพยอมไฟฟ้า (permittivity)

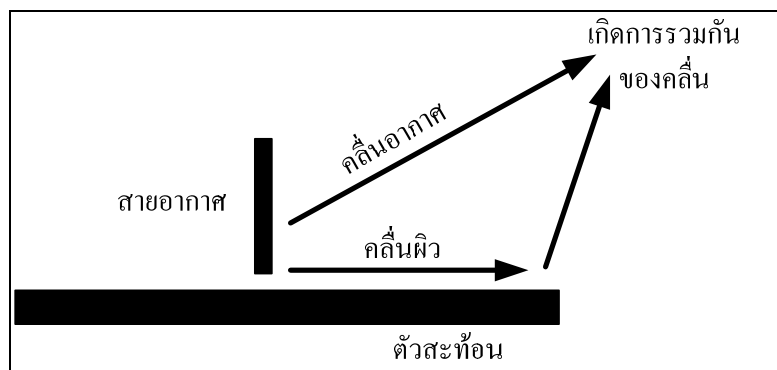
3.5 การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.11 (ก) แสดงสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนพื้นผิวแผ่นโลหะ ในโหมด TM ซึ่งสนามแม่เหล็กมีทิศทางวนรอบตัวนำ ส่วนสนามไฟฟ้าวิ่งจากขั้วบวกไปยังขั้วลบ ที่บริเวณผิวของแผ่นโลหะ ถ้าวางสายอากาศด้านบนแผ่น โดยสายอากาศที่สามารถยกตัวอย่างได้ดีที่สุดคือสายอากาศโมนโพล ซึ่งคลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศโมนโพลบนตัวสะท้อนแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือคลื่นที่แพร่กระจายสู่อากาศและคลื่นผิว โดยคลื่นทั้งสองชนิดนี้จะไปรวมกัน ณ จุด ๆ หนึ่งดังรูปที่ 3.11 (ข) ในที่นี้ถ้าคลื่นทั้ง 2 ชนิดมีเฟสตรงกันจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้



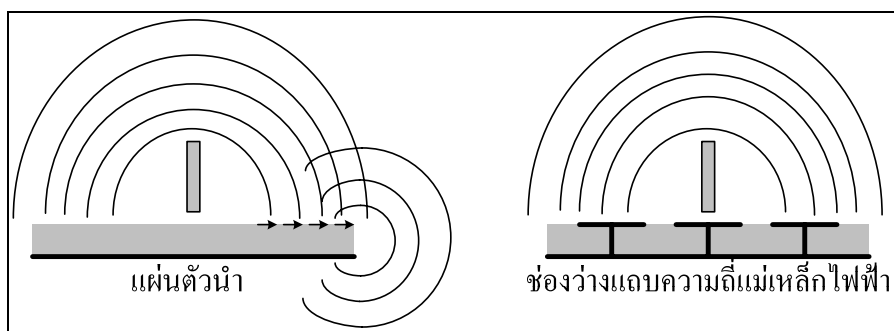
(ก) คลื่นผิวที่แพร่กระจายบนแผ่นโลหะในโหมด TM

รูปที่ 3.11 คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน



(ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโมโนโพลบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.11 คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน (ต่อ)



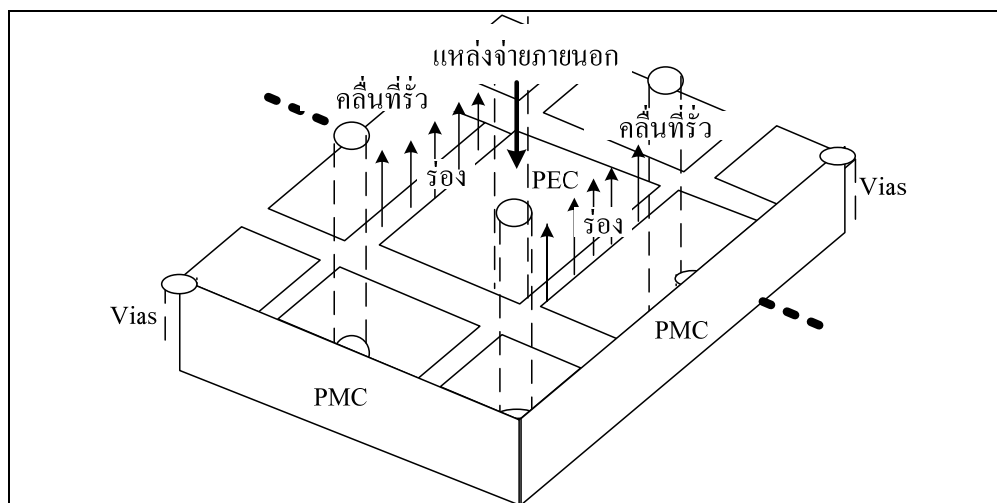
(ก) เกิดคลื่นผิว

(ข) ไม่เกิดคลื่นผิว

รูปที่ 3.12 การแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อน

รูปที่ 3.12 (ก) และ (ข) แสดงการแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อนของสายอากาศโมโนโพล เมื่อนำสายอากาศมาวางในระนาบตั้งฉากกับแผ่นตัวนำ และ แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ตามลำดับ โดยที่ไม่ได้มีขนาดของระนาบกราวด์เป็นอนันต์ ในกรณีแรกสายอากาศถูกวางใกล้กับแผ่นตัวนำมาก ๆ จะส่งผลให้เกิดคลื่นผิวที่บริเวณขอบจนไปถึงบริเวณด้านหลังของแผ่นตัวนำ เป็นสาเหตุของการเกิดพูหลัง (back lobe) ในกรณีที่สองเมื่อนำสายอากาศโมโนโพลบนแผ่นช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะไม่เกิดคลื่นผิวเนื่องจากที่ความถี่ปฏิบัติการเดียวกันของสายอากาศและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศทำหน้าที่

เป็นแหล่งจ่ายภายนอก ซึ่งมากระตุ้นการทำงานของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศพุ่งเข้าและพุ่งออกกลายเป็นคลื่นนิ่ง และมีพลังงานถูกเหนี่ยวนำออกจากร่องของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลดีคือคลื่นนั้นไปเสริมกับคลื่นจากสายอากาศทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานเพิ่มมากขึ้น ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 โครงสร้างการทำงานของช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งหน่วย

3.6 การสะท้อนของเฟส (Reflection Phase)

อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวกำหนดโดยเงื่อนไขขอบเขตที่พื้นผิวสำหรับคลื่นนิ่งประกอบด้วยคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน สำหรับพื้นผิวในระนาบ XZ อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว ดูจากคลื่นที่กระทบพื้นผิวจากทิศทาง X จะมีค่าตามสมการ

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} \quad (3.5)$$

เราสามารถกำหนดเฟสของการสะท้อนจากอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว พิจารณาคลื่นนิ่งประกอบด้วยคลื่นวิ่งไปข้างหน้ากระทบบนพื้นผิวและคลื่นวิ่งกลับจากการสะท้อนกลับ สนามของคลื่นนิ่งหาได้จาก

$$E(x) = E_f e^{-jkx} + E_b e^{jkx} \quad (3.6)$$

$$H(x) = H_f e^{-jkx} + H_b e^{jkx} \quad (3.7)$$

เงื่อนไขของขอบเขตที่ $x=0$ กำหนดโดยอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว

$$\frac{E_{total}(x=0)}{H_{total}(x=0)} = Z_s \quad (3.8)$$

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของคลื่นวิ่งแต่ละคลื่นสัมพันธ์โดยอิมพีแดนซ์ของสูญญากาศ

$$\left| \frac{E_f(x)}{H_f(x)} \right| = \left| \frac{E_b(x)}{H_b(x)} \right| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \eta \quad (3.9)$$

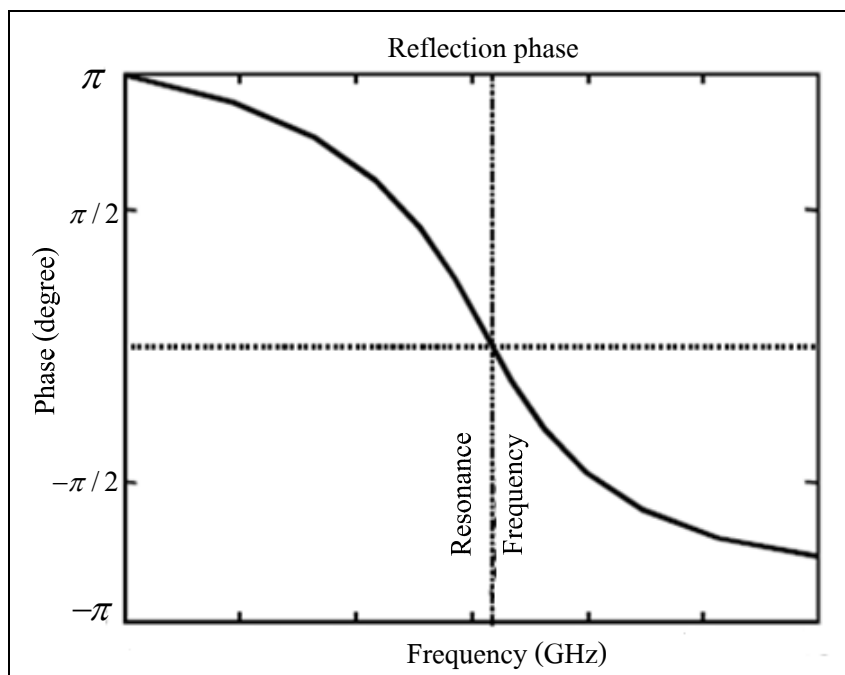
เฟสของการสะท้อนเป็นความแตกต่างเฟสระหว่างคลื่นวิ่งกลับและคลื่นที่วิ่งไปข้างหน้า

$$\Phi = \text{Im} \left\{ \ln \left(\frac{E_b}{E_f} \right) \right\} \quad (3.10)$$

ผลรวมของสมการ 3.8 และ 3.9 จะได้เฟสของการสะท้อนของพื้นผิวกับอิมพีแดนซ์

$$\Phi = \text{Im} \left\{ \ln \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right\} \quad (3.11)$$

สำหรับค่าที่ได้นำไปพล็อตเฟสสะท้อนกลับดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 เฟสของการสะท้อนคำนวณโดยใช้ผลของรูปแบบของวงจร

3.2 คลื่นระดับพื้นผิว (Surface Wave)

ความสัมพันธ์ของการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวนบนระนาบกราวด์ที่มีอิมพีแดนซ์สูงสามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ของการกระจายสำหรับคลื่นโหมด TM และ TE ในเวดล้อมของรูปแบบของผลที่เกิดจากตัวกลาง (effective medium model) เริ่มต้นพิจารณาจากสมการของแมกเวลล์

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (3.12)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -\varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.13)$$

คลื่นระดับพื้นผิวในโหมด TM พิจารณาที่องค์ประกอบในทิศทาง Z ของสนามแม่เหล็กดังสมการ

$$E_z = Ce^{-jkz - \alpha x} \quad (3.14)$$

เมื่อ C คือค่าคงที่ ซึ่งพิสูจน์ได้จากสมการที่ (3.12) และ (3.13) องค์ประกอบของสนามทั้งสามจะเป็นศูนย์สำหรับโหมด TM พิจารณาที่พื้นผิวที่ล้อมรอบด้วยอากาศว่าง ให้ $\epsilon = \epsilon_0$ และ $\mu = \mu_0$

$$j\omega\epsilon_0 E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.15)$$

$$j\omega\epsilon_0 E_x = \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (3.16)$$

$$-j\omega\mu_0 H_y = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.17)$$

หาคำตอบด้วยสมการที่ (3.14) และ (3.15) จะได้

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon_0}{\alpha} Ce^{-jkz - \alpha x} \quad (3.18)$$

ในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ (3.16) จะได้

$$E_y = \frac{-jk}{\alpha} Ce^{-jkz - \alpha x} \quad (3.19)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.14) ในสมการที่ (3.17) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง k α และ ω ได้ดังนี้

$$k^2 = \mu_0\epsilon_0\omega^2 + \alpha^2 \quad (3.20)$$

ซึ่งเป็นการนำเสนอความสัมพันธ์ของการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวของโหมด TM แต่สามารถประยุกต์ใช้กับคลื่นระดับพื้นผิวของโหมด TE ได้ ซึ่งเป็นความคล้ายที่กำหนดโดยเวกเตอร์ผลรวม

$$\mu_0 \epsilon_0 \omega^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (3.21)$$

เมื่อรวมสมการที่ (3.20) กับอิมพีแดนซ์ที่เราพิสูจน์สำหรับคลื่นระดับพื้นผิว TM ซึ่งเริ่มต้นจากสมการนั้นจะสะดวกในการใช้สมการ

$$Z_s(TM) = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon_0} \quad (3.22)$$

สามารถแยก α เพื่อหาสมการสำหรับ k ด้วยฟังก์ชันของ ω

$$Z = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon_0} = \frac{j}{\omega\epsilon_0} \sqrt{k^2 - \mu_0 \epsilon_0 \omega^2} \quad (3.23)$$

$$\omega^2 \epsilon_0^2 Z^2 = \mu_0 \epsilon_0 Z^2 - k^2 \quad (3.24)$$

$$k_{TM} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{Z^2}{\eta^2}} \quad (3.25)$$

เมื่อ η คือ อิมพีแดนซ์ในอากาศว่าง และ c คือ ความเร็วแสงในอากาศว่าง เราสามารถพิสูจน์โดยการเริ่มต้นจากสมการอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวของคลื่นโหมด TE

$$Z_s(TE) = \frac{-j\omega\mu_0}{\alpha} \quad (3.26)$$

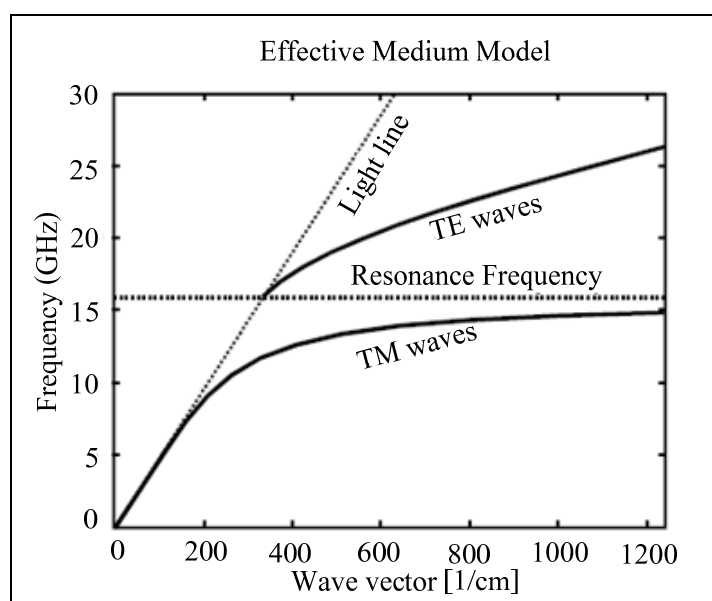
นำไปรวมกับสมการที่ (3.20) จะได้สมการการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวโหมด TE

$$Z = \frac{-j\omega\mu_0}{\alpha} = \frac{-j\omega\mu_0}{\sqrt{k^2 - \mu_0\epsilon_0\omega^2}} \quad (3.27)$$

$$Z^2(k^2 - \mu_0\epsilon_0\omega^2) = -\omega^2\mu_0^2 \quad (3.28)$$

$$k_{TE} = \frac{\omega}{c} \sqrt{-\frac{\eta^2}{E^2}} \quad (3.29)$$

เราสามารถนำผลของวงจรมิติพิเศษจากสมการที่ (3.22) และ (3.26) มาเขียนเป็นกราฟได้ ดังรูปที่ 3.15 โดยแผ่นตัวนำมีโครงสร้างแบบสองชั้น มีค่าความจุ 0.05 pF-square และค่าความเหนี่ยวนำ 2nH/square



รูปที่ 3.15 ไดอะแกรมการกระจายสำหรับคลื่นระดับพื้นผิว

3.3 สรุป

สำหรับงานวิจัยนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลคือ สายอากาศสตรีป ไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยนำสายอากาศสตรีปไดโพลมาดัดโค้งเป็น ครึ่งวงกลมและวางบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยการนำข้อดีของทั้งสายอากาศไดโพล และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ เพื่อให้สามารถนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้ สำหรับติดตั้งที่ส่วนเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี เพื่อพัฒนาระบบชำระ เงินบนทางด่วนได้อย่างมีประสิทธิภาพเพื่อลดความล่าช้าของการจราจรบนทางด่วน

บทที่ 4

การออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูง โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูงโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับตัวอ่านและบันทึกข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดี โดยออกแบบที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz สายอากาศที่ออกแบบแล้วจะถูกจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เพื่อดูค่าการสูญเสียย้อนกลับ รูปแบบการแผ่พลังงาน สนามระยะใกล้ และอัตรายายของสายอากาศซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

4.1 การศึกษาสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากบทที่ 3 ทฤษฎีสายอากาศไดโพลสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการนำมาคำนวณเพื่อหารัศมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (a) จากทฤษฎีความยาวของสายอากาศไดโพล

$$L = \lambda/2 \quad (4.1)$$

และความยาวเส้นรอบวงของครึ่งวงกลม

$$L = \pi a \quad (4.2)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (4.2) ใน (4.1) จะได้

$$a = (\lambda/2) / \pi \quad (4.3)$$

การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์อ้างอิงต่าง ๆ ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง แสดงดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนดให้มีความถี่ปฏิบัติการคือ 2.45 GHz และป้อนกำลังงานด้วยสายส่ง 50 โอห์ม

ความยาวของสายอากาศไดโพล หรือ L หาได้จาก

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2.45 \times 10^9 \text{ Hz}} = 122.45 \text{ mm}$$

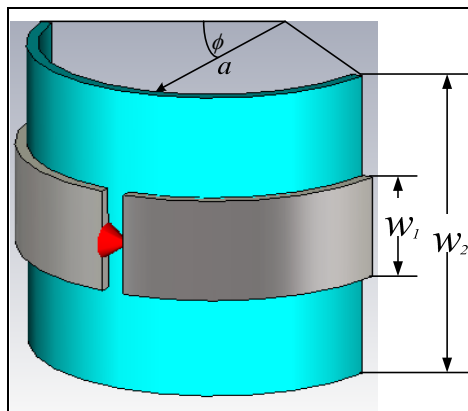
ดังนั้น $L = \frac{\lambda}{2} = \frac{122.45}{2} = 61.225 \text{ mm}$

รัศมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง หรือ a หาได้จาก

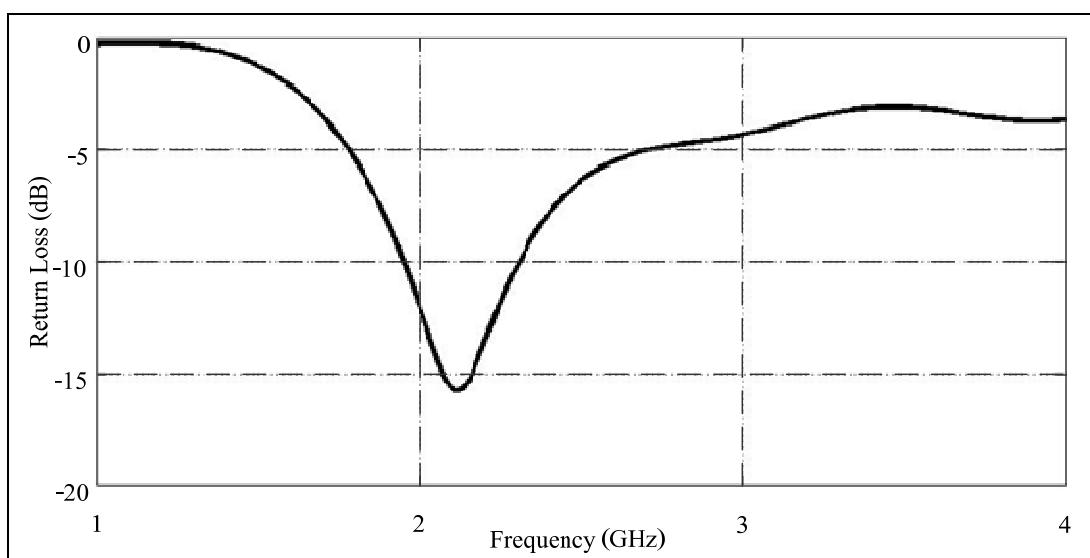
$$a = \frac{\lambda/2}{\pi} = \frac{61.225}{3.14} = 19.48 \text{ mm} = 0.16 \lambda$$

ซึ่งใช้เป็นค่าอ้างอิงในการออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง โดยเริ่มต้นจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ในการจำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ซึ่งถูกวางบนไดอิเล็กตริก (polyvinyl chloride: PVC) ซึ่งมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ϵ_r) เท่ากับ 3.4 โดยป้อนสัญญาณที่บริเวณกึ่งกลางของสายอากาศสตริปไดโพล ($\phi = \pi/2$) และค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) แสดงดังรูปที่ 4.1 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่ามีการสูญเสียย้อนกลับไม่เกินไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ดังนั้นจึงทำการปรับค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่มีความกว้างแถบครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการที่ 2.45 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับค่าที่เหมาะสม คือ รัศมีความโค้งของสายอากาศ (dipole radius: a) ซึ่งมีความสอดคล้องกับความยาวของสายอากาศ (curved strip dipole length: L) โดยค่า L จะมีขนาดน้อยกว่า 0.5λ

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่ารัศมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง คือให้ a เท่ากับ 0.12λ 0.137λ 0.14λ และ 0.16λ ตามลำดับ ซึ่งจะส่งผลต่อความยาวของสายอากาศ จากการจำลองพบว่าเมื่อสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมีความยาวน้อยลง จะส่งผลทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับ มีค่าเปลี่ยนไปดังรูปที่ 4.2 ดังนั้นจึงพิจารณาเพื่อเลือกค่ารัศมีความโค้งของสายอากาศ ลดลงจากเดิมเป็น 0.137λ



(ก) แบบจำลองสายอากาศ

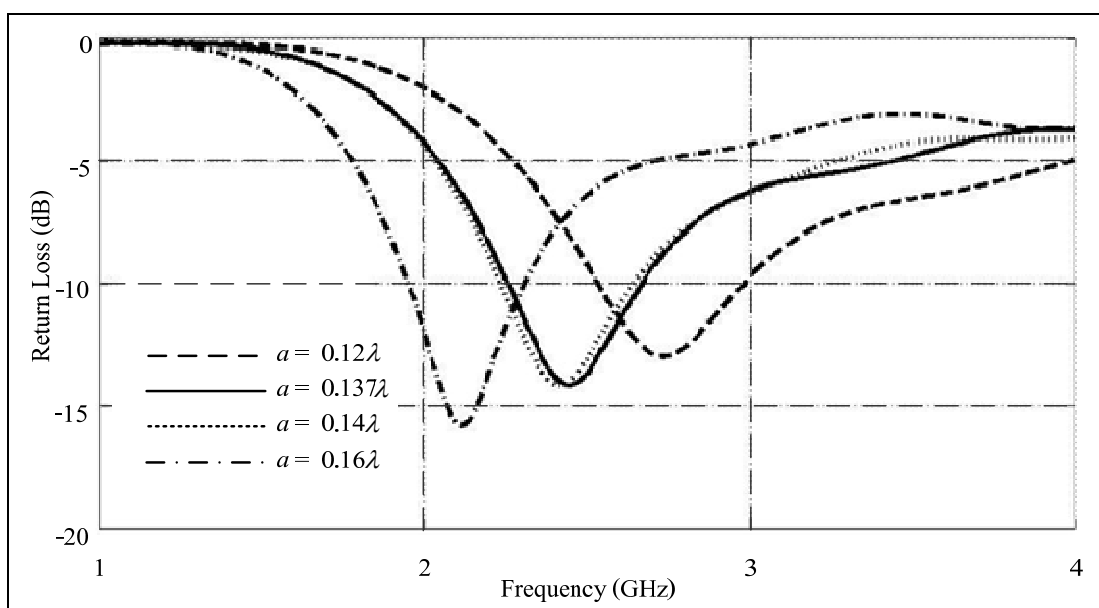


(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.1 ผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่สามารถทำงาน ที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบแสดงดังตาราง 4.1 และรูปที่ 4.3 (ก) แสดงผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB สามารถครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.26 GHz ถึง 2.67 GHz ดังรูปที่ 4.3 (ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าต่ำกว่า 2

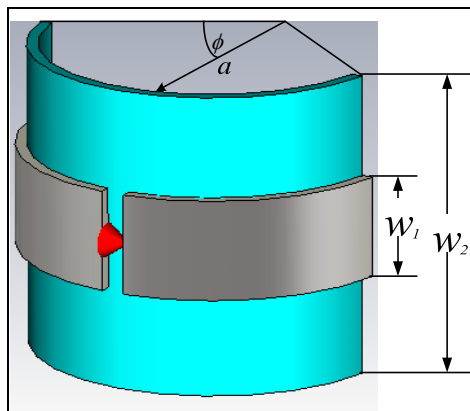
และสามารถครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.26 GHz ถึง 2.67 GHz เช่นกัน แสดงได้ดังรูปที่ 4.3 (ค) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.3 (ง) ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว และมีความกว้างครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 95.3 องศา ซึ่งมีลําค่สั้นกว่าความกว้างลําค่สั้นครึ่งกำลังของสายอากาศไดโพลเส้นตรง โดยผลการจำลองที่ได้มีอัตราขยาย 1.5 dB



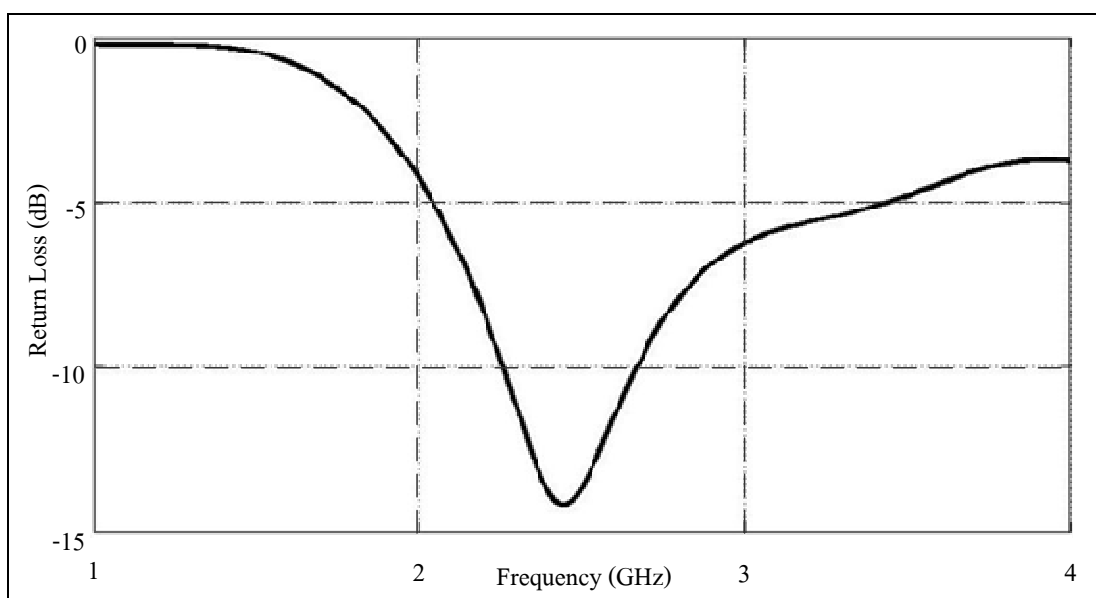
รูปที่ 4.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

พารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	ขนาด (λ)
a : รัศมีความโค้งของสายอากาศ	0.137
L : ความยาวของสายอากาศ	0.4
w_1 : ความกว้างของสตริปไดโพล	0.08
w_2 : ความกว้างของท่อนีวีซี	0.25



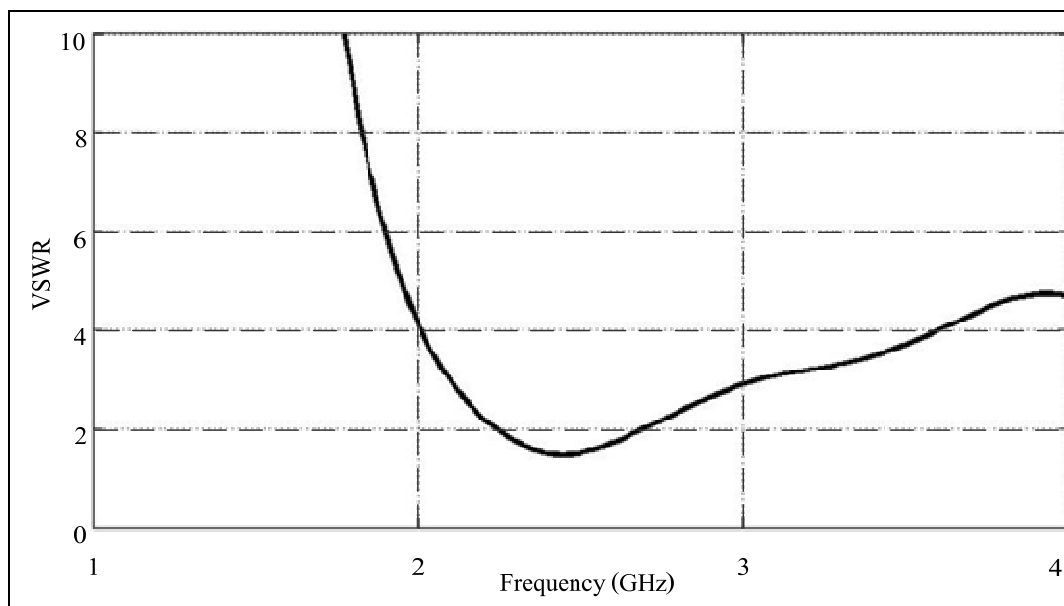
(ก) แบบจำลองสายอากาศต้นแบบ



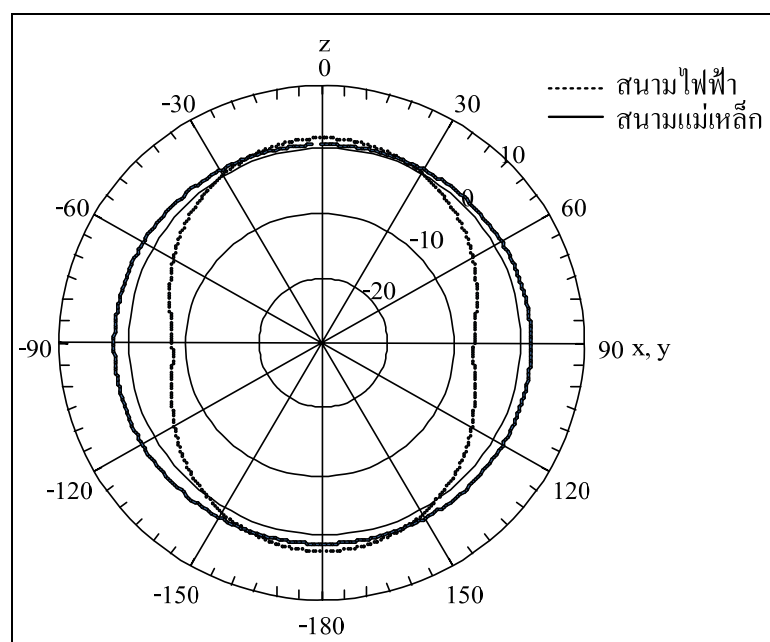
(ข) การสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.3 ผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม

CST Microwave Studio 2009 หลังจากปรับค่า a



(ค) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง



(ง) รูปแบบการแผ่พลังงาน

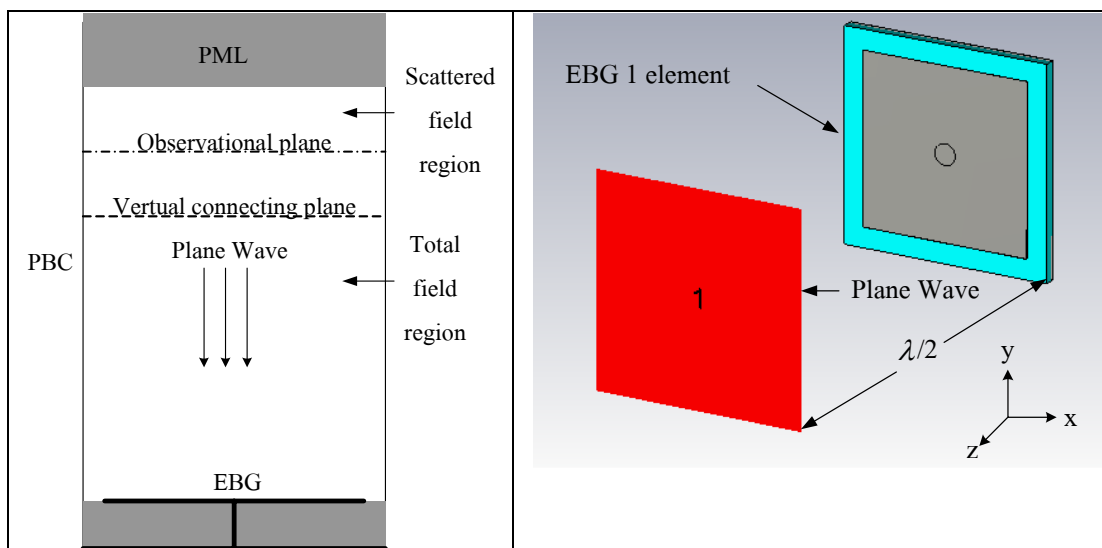
รูปที่ 4.3 ผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม
CST Microwave Studio 2009 หลังจากปรับค่า a (ต่อ)

4.2 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

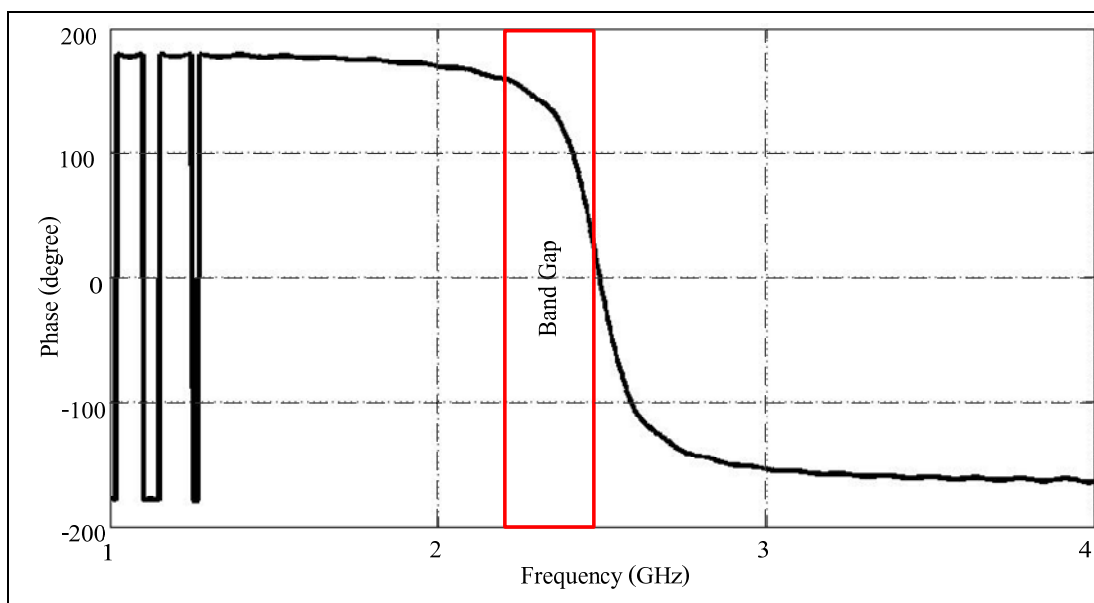
ออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดดอกระบายโดยกำหนดให้พารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังนี้ (Fan Yang, Yahya-Samii, 2006) ซึ่งใช้เป็นค่าพารามิเตอร์อ้างอิงเริ่มต้นในการออกแบบ โดยกำหนดให้ W , g , t และ r เท่ากับ 0.12λ , 0.02λ , 0.04λ , 0.005λ และ 2.2 ตามลำดับ เนื่องจากวัสดุที่ใช้ในการทดสอบมีขอบเขตจำกัด คือกำหนดให้มีสภาพยอมและความสูงของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 และ 1.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ จากบทที่ 3 กำหนดให้พื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไม่กลับเฟส เมื่อทำการป้อนสัญญาณโดยเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) ด้วยระยะห่างจากผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ $\lambda/2$ คลื่นระนาบที่สะท้อนกลับมาจึงจะมีค่าเฟสเท่ากับศูนย์พอดี จากรูปที่ 4.4 (ก) และ (ข) แสดงการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave 2009 และ ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับเป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบเนื่องจากการปรับค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz พิจารณาจากค่าเฟสเท่ากับศูนย์ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถทำงานได้ที่เฟสมีค่าเท่ากับ 90 ± 45 องศา เพื่อใช้เป็นแผ่นสะท้อนของสายอากาศตรีปไดโพลโค้ง ให้มีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่ 2.4 GHz ถึง 2.58 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าที่เหมาะสม ได้แก่ ความกว้างของแผ่นตัวนำ (patch width: W) และ ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width: g) ซึ่งจะพิจารณาการปรับค่าที่เหมาะสมจากค่าเฟสของการสะท้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าให้มีค่าเท่ากับศูนย์ จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำงาน ณ ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz แสดงค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	ขนาด (λ)
W	0.3505
g	0.045
t	0.01
r	0.012
ϵ_r	4.3

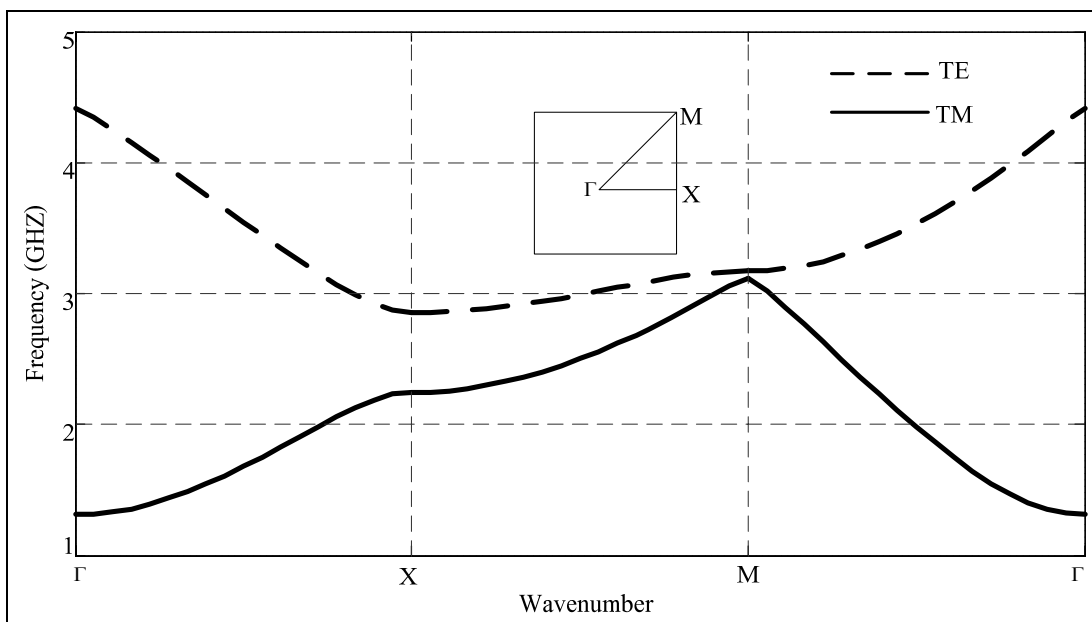


(ก) แบบจำลองช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 1 มิติ

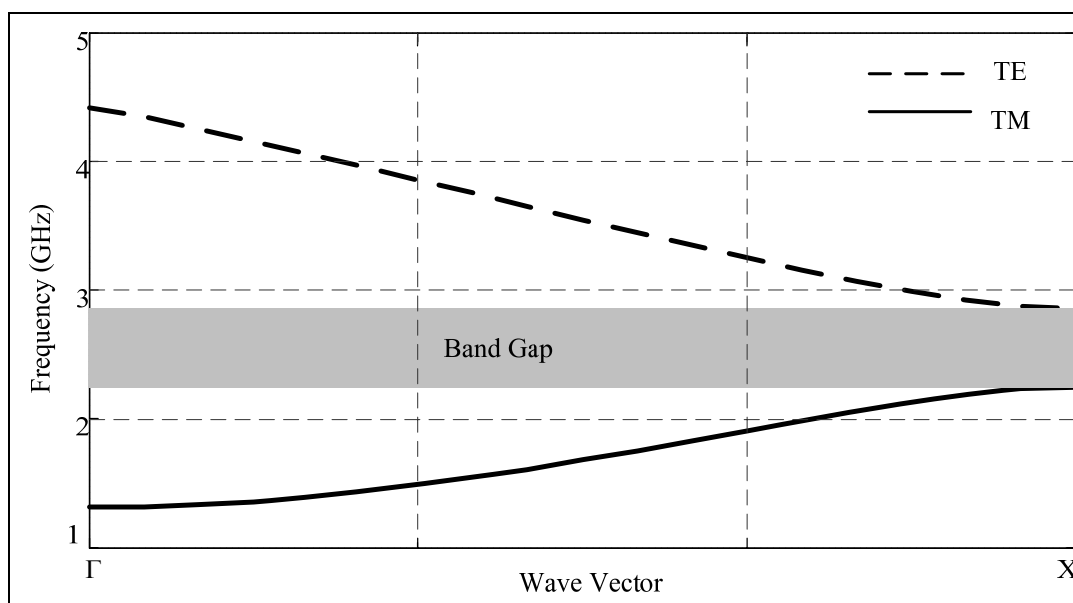


(ข) ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.4 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



(ค) โครงสร้างแถบคลื่นผิวสำหรับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



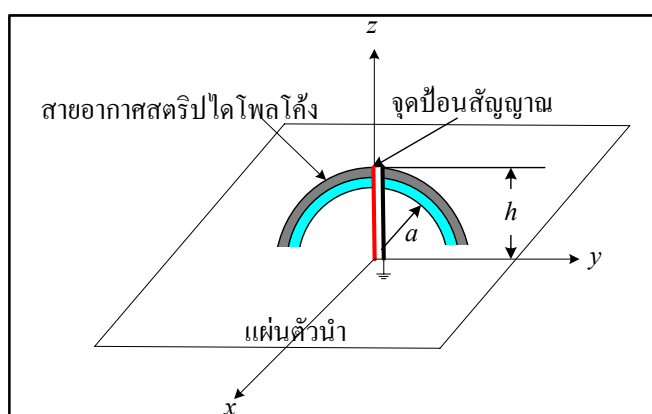
(ง) แถบความถี่ที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน

รูปที่ 4.4 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (ต่อ)

สำหรับการวิเคราะห์ช่องว่างแถบความถี่ (band gap) อีกรูปแบบหนึ่งคือพิจารณา dispersion diagram จากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งหน่วยโดยกำหนดให้แกน x คือเลขคลื่นส่วนแกน y คือความถี่ โดยเลขคลื่นคือลักษณะการเดินทางได้ของคลื่น จากรูปที่ 4.4 ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.2 GHz ถึง 2.8 GHz นั้นไม่มีคลื่น แสดงว่าในช่วงความถี่นี้เป็นช่วงคลื่นนิ่ง และเป็นช่วงความถี่ที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน

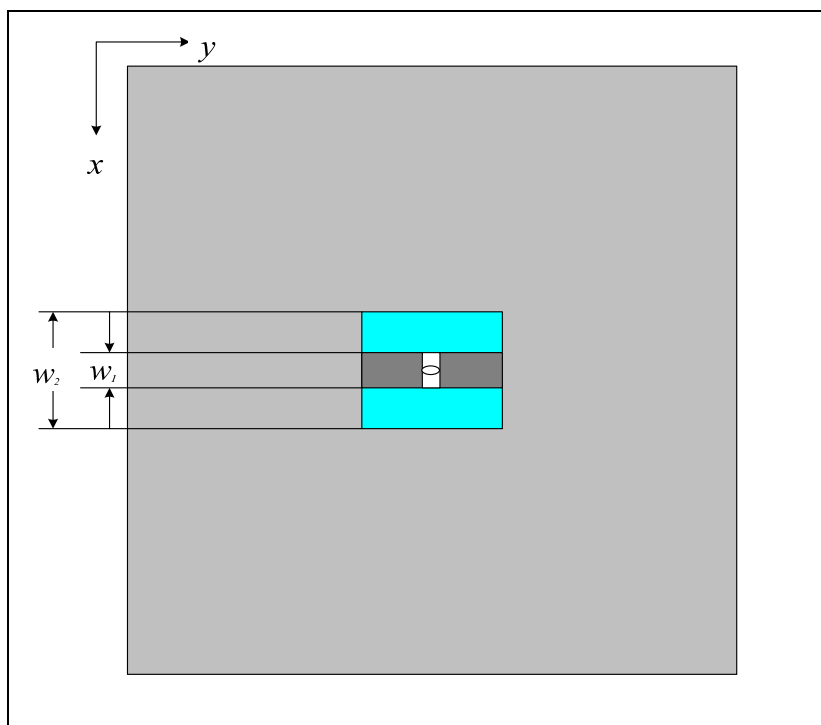
4.3 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ

จากบทที่ 3 เมื่อวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งในระนาบเดียวกันกับระนาบกราวด์ ซึ่งเป็นแผ่นตัวนำขนาด $1.2\lambda \times 1.2\lambda$ ด้วยระยะห่างจากจุดป้อนสัญญาณและผิวของแผ่นตัวนำเท่ากับ 0.25λ ค่าเฟสของคลื่นที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศและคลื่นที่ไปกระทบกับแผ่นตัวนำแล้วสะท้อนกลับจะมีค่าเป็นศูนย์ตรงกันพอดี ในหัวข้อนี้จึงกล่าวถึงผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนระนาบแผ่นตัวนำที่ระยะ h เท่ากับ 0.25λ ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงในรูปที่ 4.6 (ก) จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.2 GHz ถึง 2.5 GHz อัตราส่วนคลื่นนิ่ง และ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า แสดงดังรูปที่ 4.6 (ข) และ (ค) ตามลำดับ สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.6 (ง) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 71.3 องศา และ 97.8 องศา ตามลำดับ โดยการจำลองที่ได้มีอัตราขยาย 7.3 dB

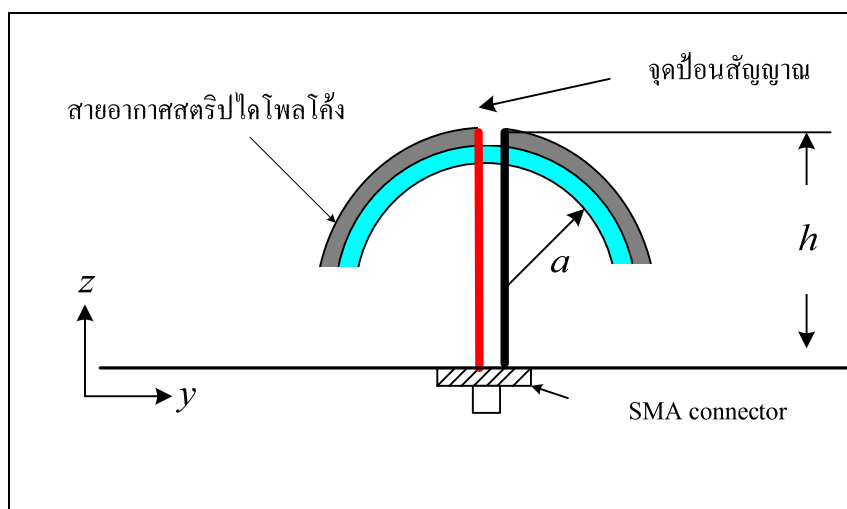


(ก) สามมิติ

รูปที่ 4.5 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำตันแบบ

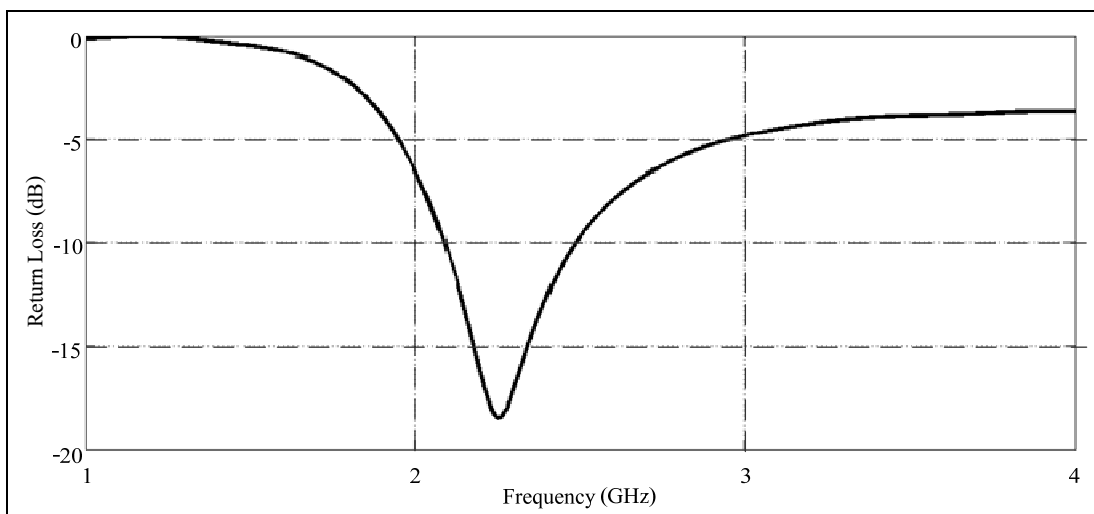


(ข) ด้านหน้า

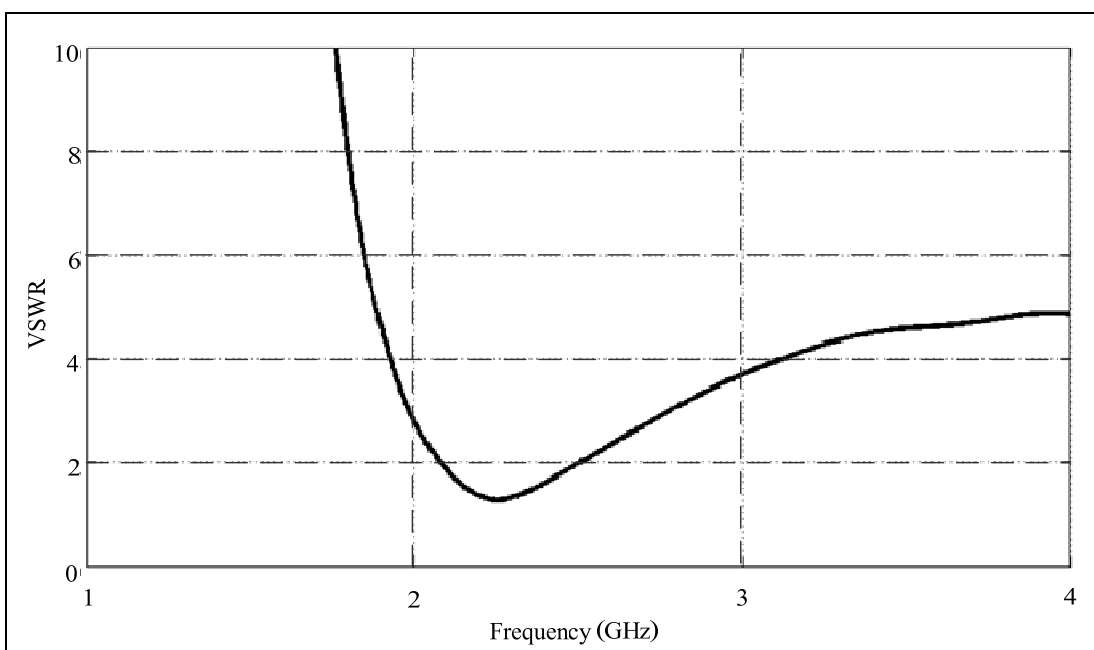


(ค) ด้านข้าง

รูปที่ 4.5 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำดินแบบ (ต่อ)

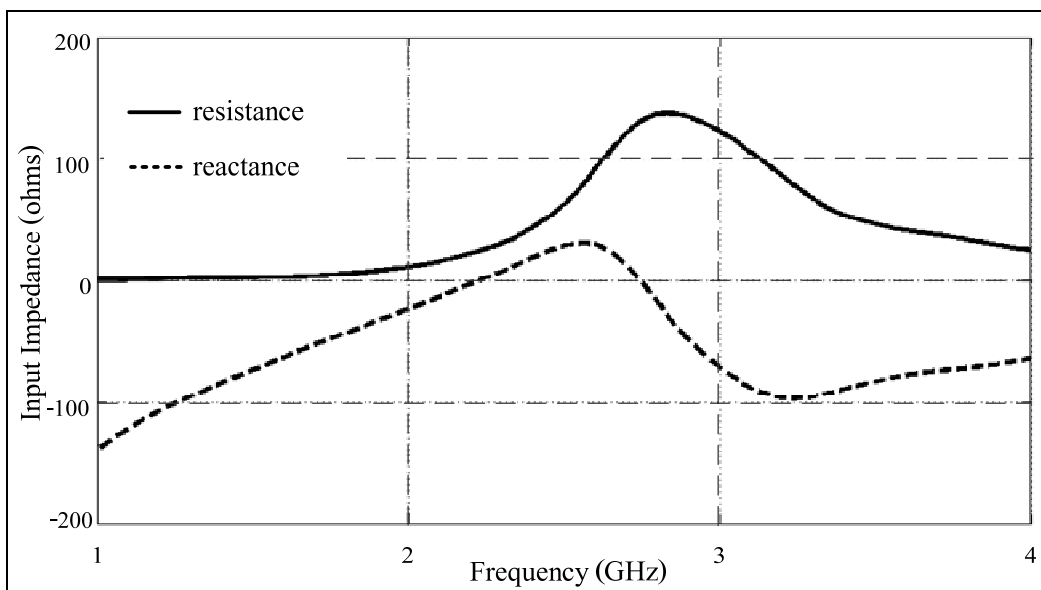


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ

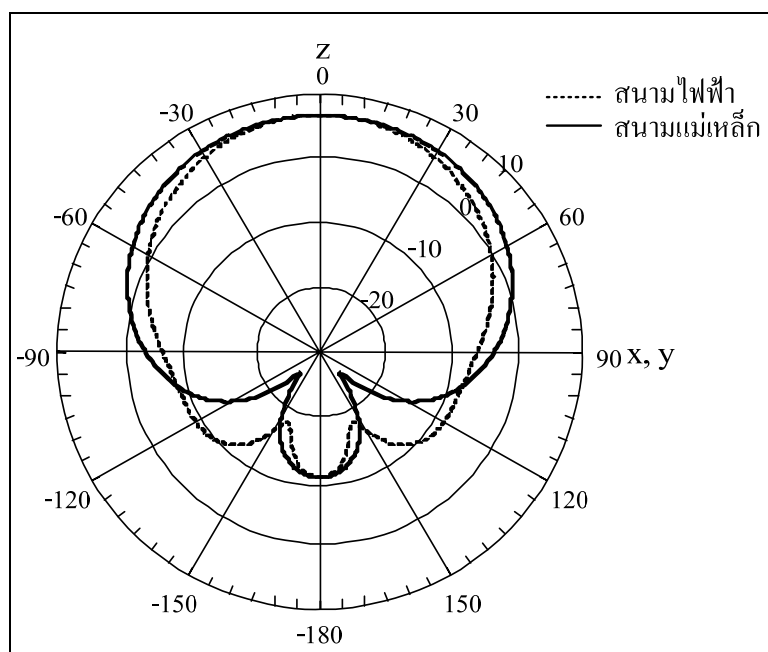


(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 4.6 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

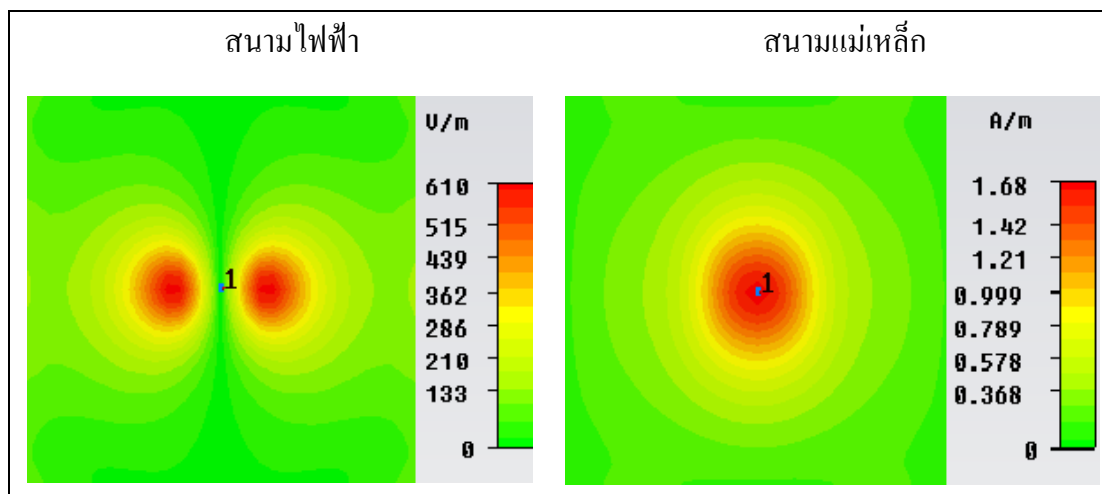


(ค) อิมพีแดนซ์ด้านเข้า



(ง) แบบรูปการแผ่พลังงาน

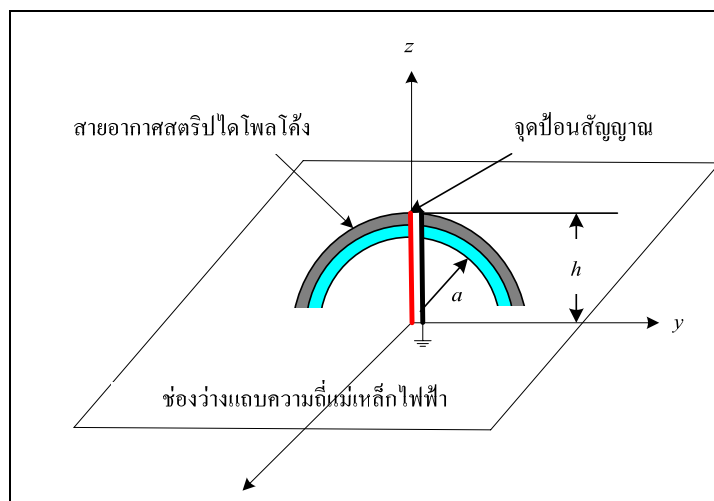
รูปที่ 4.6 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 (ต่อ)



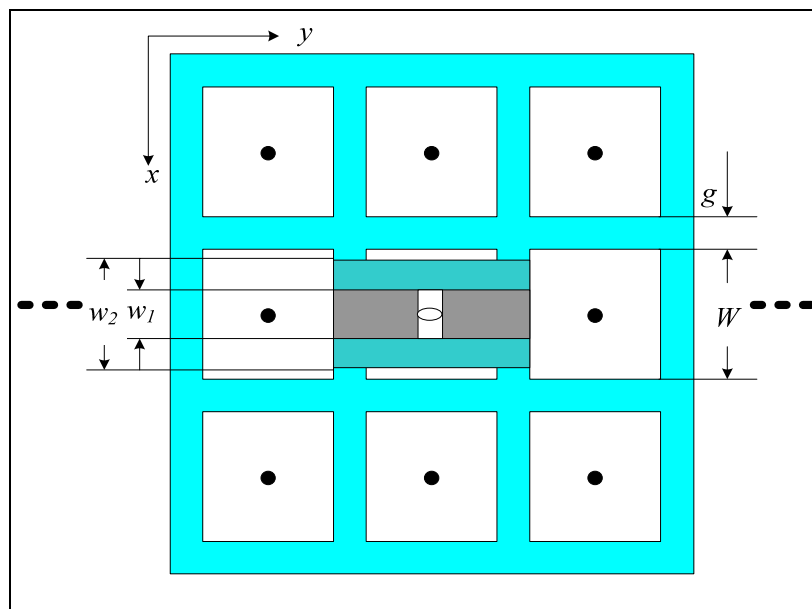
รูปที่ 4.7 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0.25 \lambda$

จากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำสามารถนำมาพิจารณาสนามระยะใกล้ (near-field) ที่เกิดบริเวณผิวด้านบนของแผ่นตัวนำ ในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อระยะ h เท่ากับ 0.25λ ดังรูปที่ 4.7 พบว่าค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุด คือ 610 V/m และ 1.68 A/m ตามลำดับ เนื่องจากแผ่นตัวนำไม่สามารถระงับคลื่นผิวได้ ค่าสนามระยะใกล้จึงมีค่าน้อย และส่งผลให้มีคลื่นเกิดที่บริเวณขอบของแผ่นสะท้อนก่อให้เกิดเป็นพูหลัง (back lobe) เมื่อพิจารณาความเข้มของสนามระยะใกล้ที่จุดต่างๆ บนแผ่นตัวนำ พบว่าระดับความเข้มของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่บริเวณขอบของแผ่นตัวนำประมาณ 180 V/m และ 0.5 A/m ตามลำดับ โดยจะนำไปเปรียบเทียบกับความเข้มของสนามที่บริเวณขอบของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในหัวข้อต่อไปว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถกักเก็บสนามให้อยู่เฉพาะในบริเวณที่มีตัวกระตุ้นป้อนกำลังงานได้มากกว่าในกรณีที่ใช้แผ่นตัวนำเป็นตัวสะท้อนหรือไม่

4.4 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

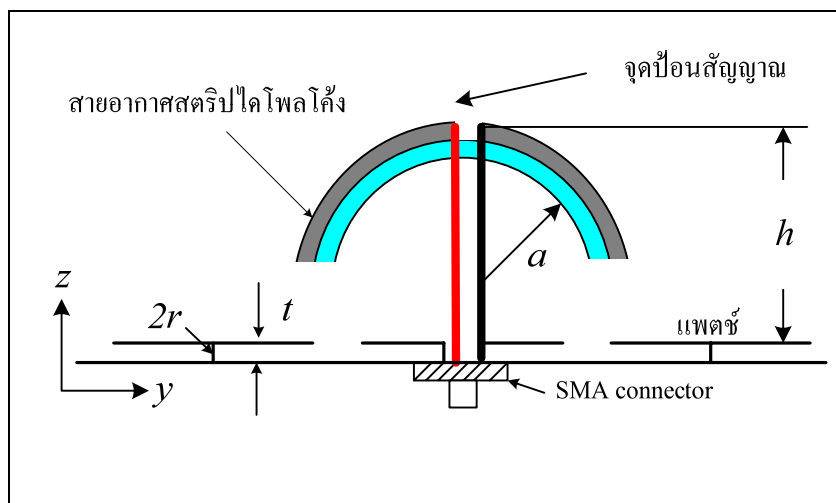


(ก) สามมิติ



(ข) ด้านหน้า

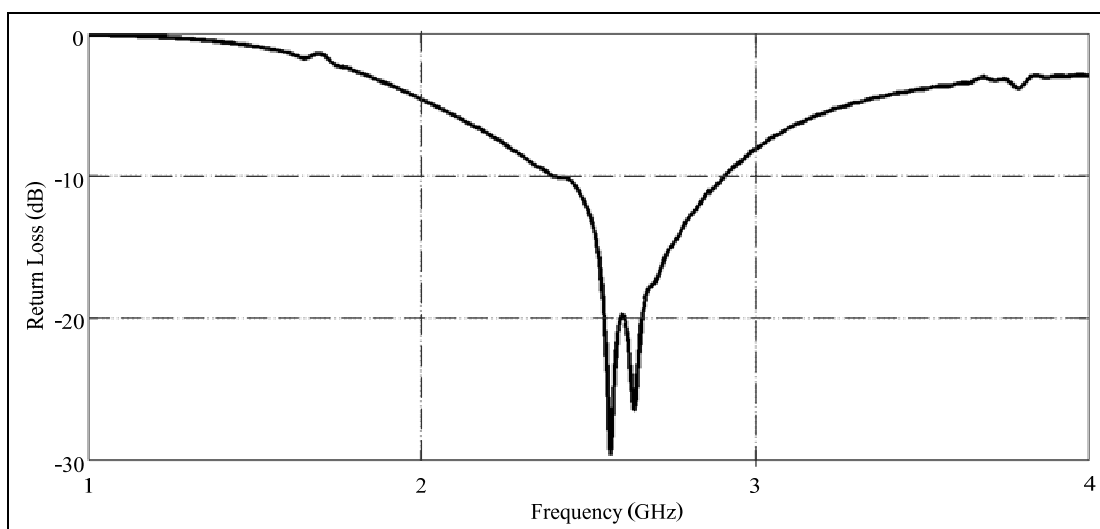
รูปที่ 4.8 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ



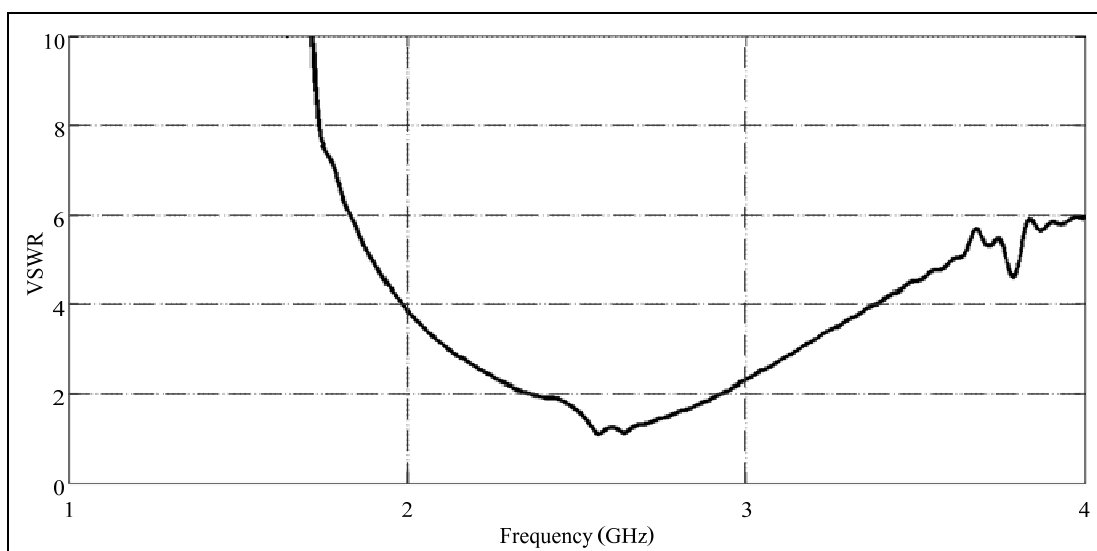
(ค) ด้านข้าง

รูปที่ 4.8 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่าง
แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ (ต่อ)

จากบทที่ 3 เมื่อวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งในระนาบเดียวกันกับระนาบกราวด์ ซึ่งเป็นแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลลิเมตร ด้วยขนาดตั้งตารางที่ 4.2 และระยะห่างจากจุดป้อนสัญญาณและผิวของแผ่นตัวนำเท่ากับ 0.5λ ค่าเฟสของคลื่นที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศและคลื่นที่ไปตกกระทบกับผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแล้วสะท้อนกลับจะมีค่าเป็นศูนย์ตรงกันพอดีเนื่องจากพื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไม่กลับเฟสในหัวข้อนี้จึงกล่าวถึงผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนระนาบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ระยะ h เท่ากับ 0.5λ ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ดังแสดงในรูปที่ 4.8 ค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงในรูปที่ 4.9 (ก) จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.4 GHz ถึง 2.9 GHz อัตราส่วนคลื่นนิ่ง และ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า แสดงดังรูปที่ 4.9 (ข) และ (ค) ตามลำดับ สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.9 (ง) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 38.2 องศา และ 48.4 องศา ตามลำดับ โดยการจำลองที่ได้มีอัตราขยาย 6.1 dB เนื่องจากส่วนโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งจึงส่งผลทำให้เฟสไม่เท่ากับศูนย์ในบางอิลลิเมนต์ของสายอากาศด้วยเหตุนี้ประสิทธิภาพของสายอากาศจึงลดลง

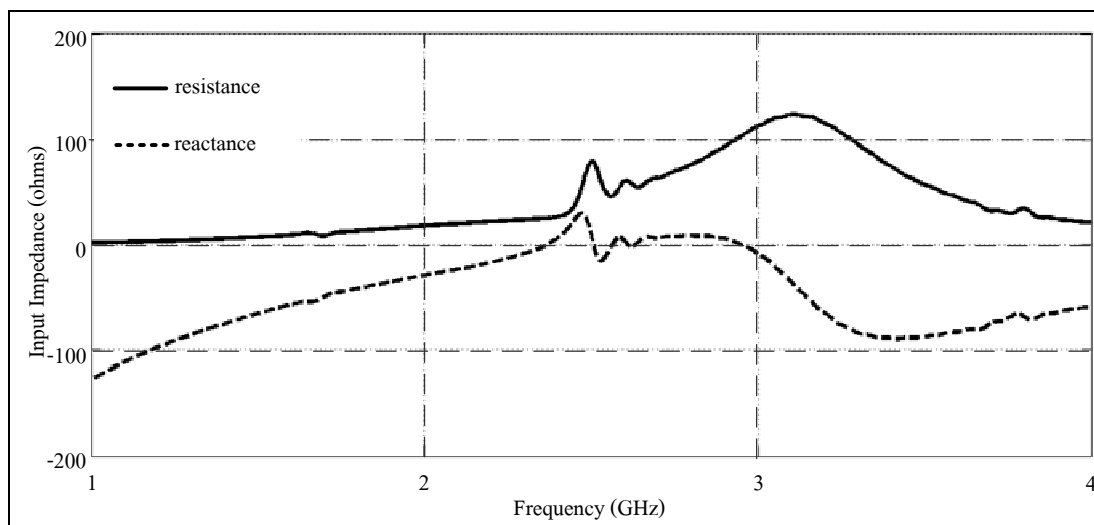


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ

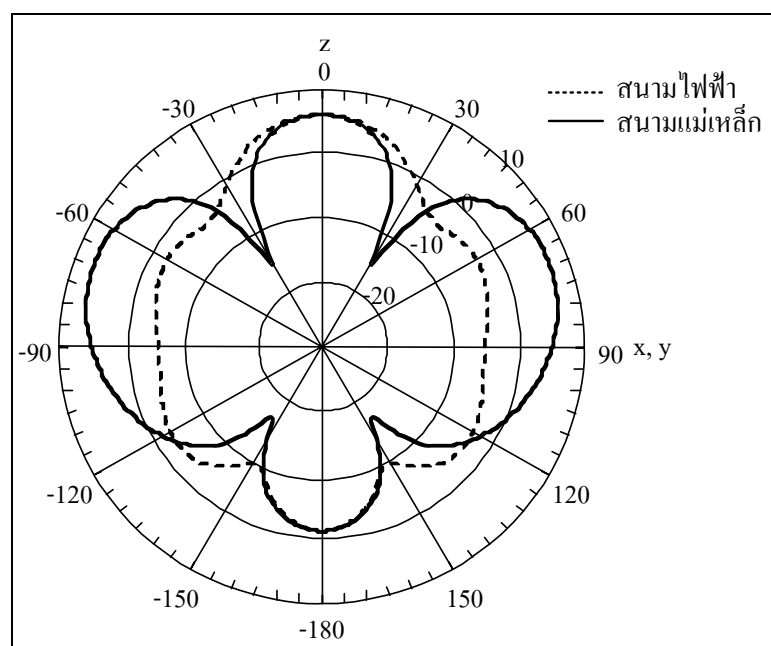


(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อ $h = 0.5 \lambda$

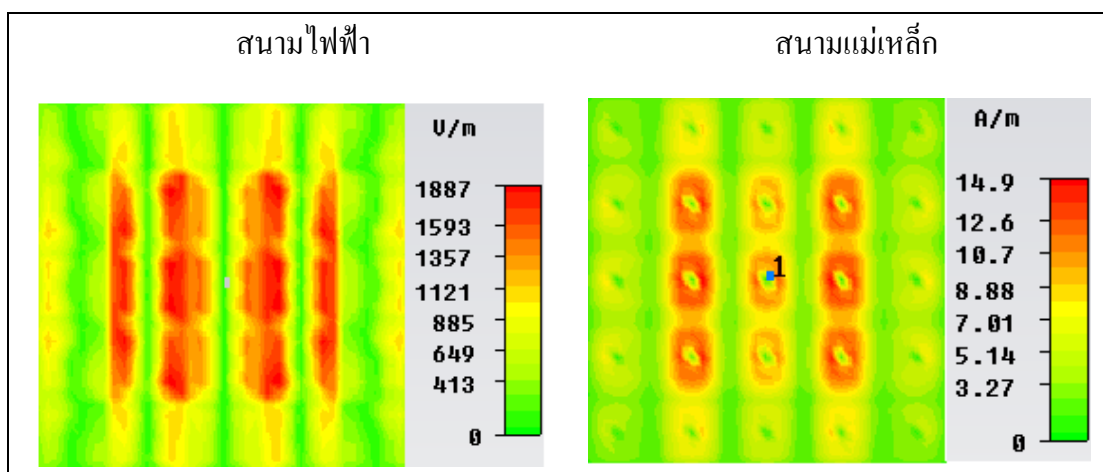


(ค) อิมพีแดนซ์ด้านเข้า



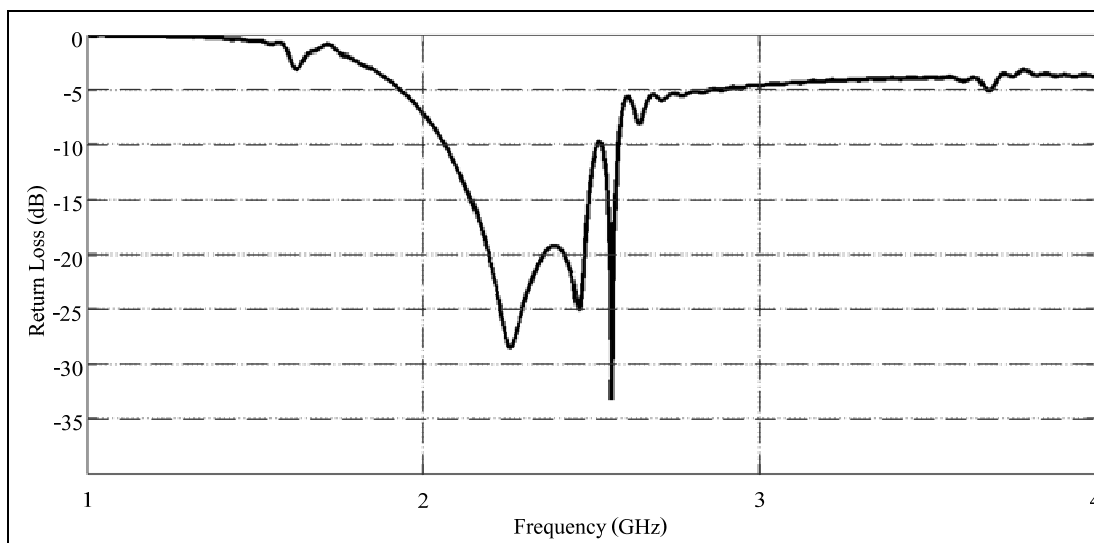
(ง) แบบรูปการแผ่พลังงาน

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อ $h = 0.5 \lambda$ (ต่อ)

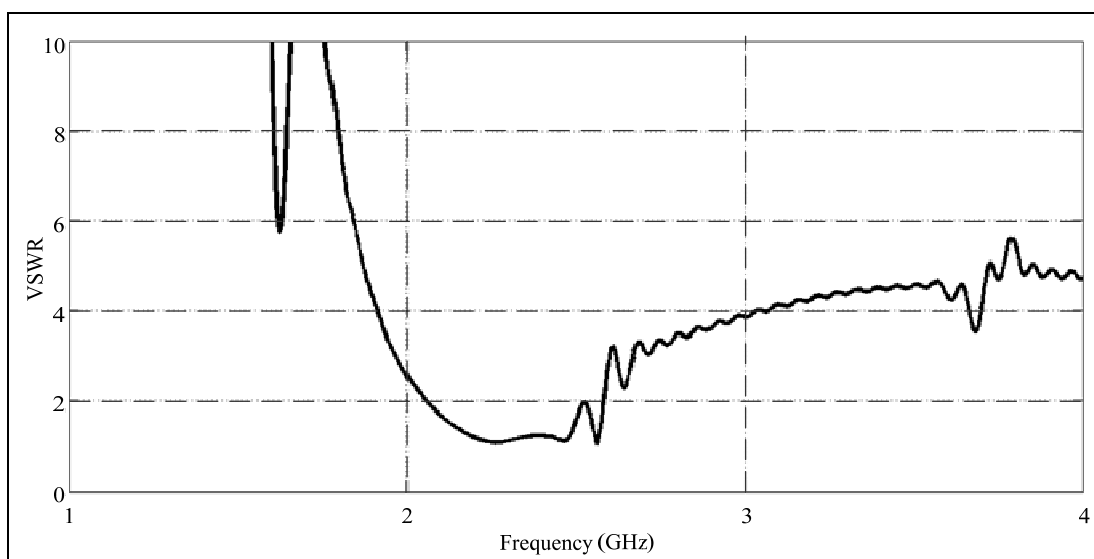


รูปที่ 4.10 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0.5 \lambda$

จากการจำลองสายอากาศสตริปโคโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถอธิบายสนามระยะใกล้ (near-field) ที่เกิดบริเวณผิวของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อระยะ h เท่ากับ 0.25λ ดังรูปที่ 4.10 พบว่าค่าของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กสูงสุด คือ 1593 V/m และ 12.6 A/m ตามลำดับ เนื่องจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีความสามารถในการรับคลื่นผิวได้ และค่าสนามระยะใกล้ที่ซึ่งมีค่ามากขึ้นกว่ากรณีที่ใช้แผ่นตัวนำเป็นแผ่นสะท้อน ส่วนสนามที่เกิดบริเวณขอบของแผ่นสะท้อนนั้นก่อให้เกิดเป็นพูหลังและพูข้าง (side lobe) เกิดจากส่วนโค้งของสายอากาศในแต่ละอิลิเมนต์ที่มีเฟสไม่เป็นศูนย์ เมื่อพิจารณาระดับความเข้มของสนามระยะใกล้ที่จุดต่าง ๆ บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า พบว่าระดับความเข้มของสนามระยะใกล้ยังไม่สามารถถูกกักเก็บไว้เฉพาะในบริเวณที่เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณได้ดีมากนัก ดังนั้นจึงลดระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศและผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าลง โดยกำหนดให้ h เท่ากับ 0.25λ ค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงในรูปที่ 4.11 (ก) จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.0 GHz ถึง 2.58 GHz อัตราส่วนคลื่นนิ่ง และ อิมพีแดนซ์ด้านเข้า แสดงดังรูปที่ 4.11 (ข) และ (ค) ตามลำดับ สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.11 (ง) ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 59.2 องศา และ 119 องศา ตามลำดับ โดยการจำลองที่ได้มีอัตราขยาย 7.2 dB

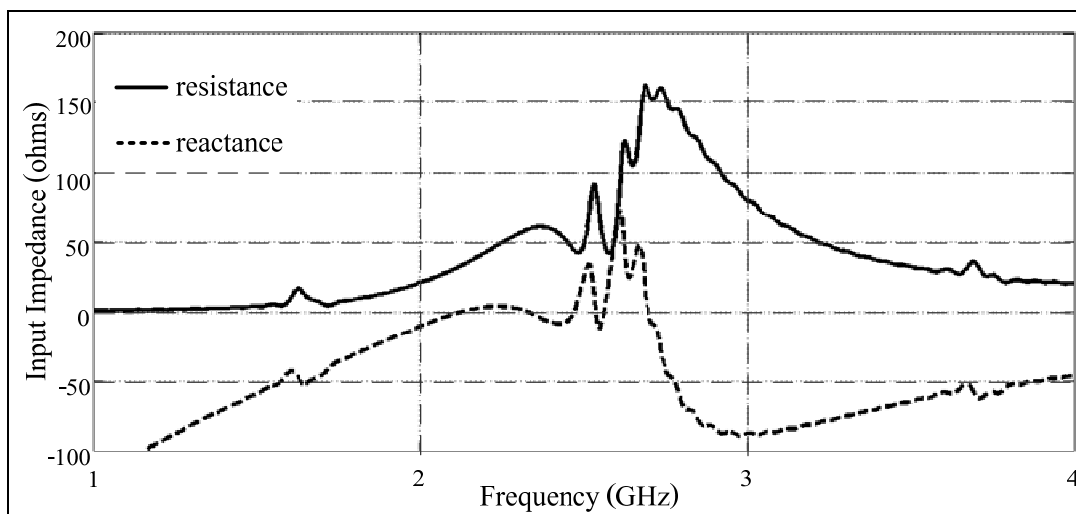


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ

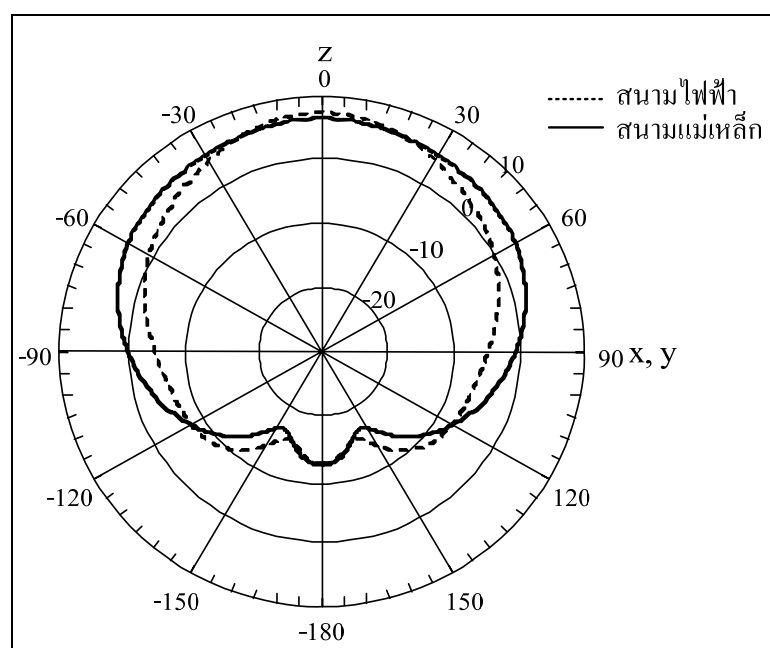


(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อ $h = 0.25 \lambda$

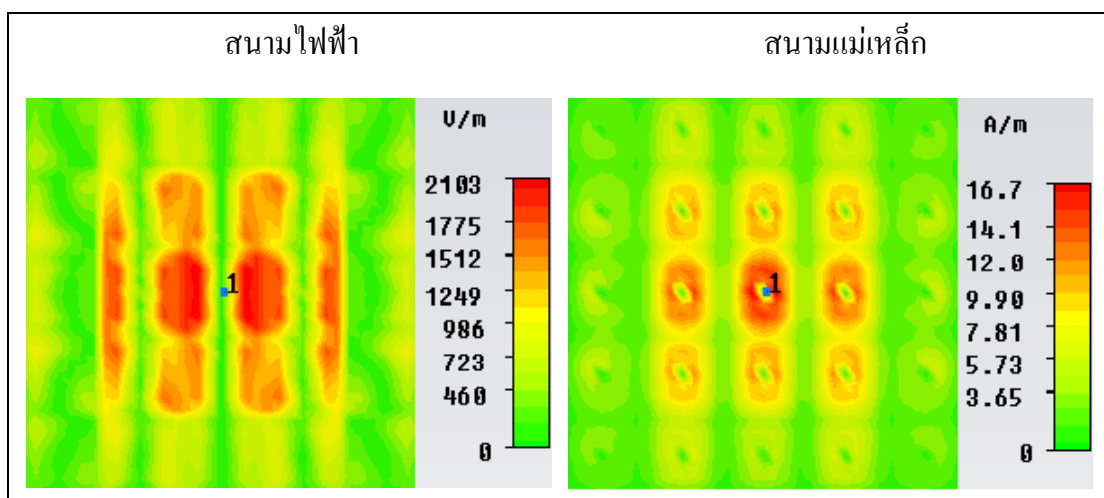


(ค) อิมพีแดนซ์ด้านเข้า



(ง) แบบรูปการแผ่พลังงาน

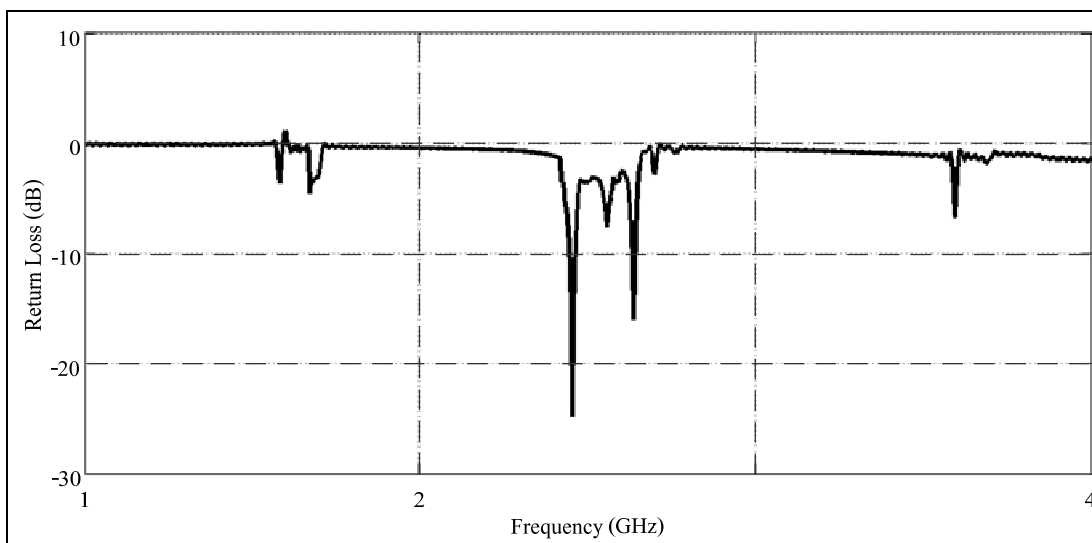
รูปที่ 4.11 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อ $h = 0.25 \lambda$ (ต่อ)



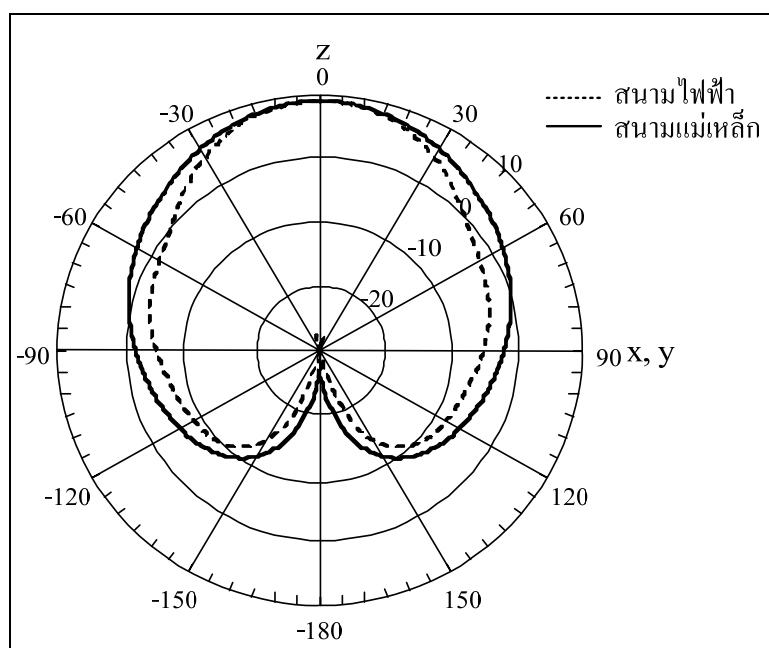
รูปที่ 4.12 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0.25 \lambda$

พิจารณาสนามระยะใกล้ที่เกิดบริเวณผิวของแผ่นตัวนำในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อระยะ h เท่ากับ 0.25λ ดังรูปที่ 4.12 พบว่าค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุด คือ 2103 V/m และ 16.7 A/m ตามลำดับ ค่าสนามระยะใกล้มีค่าเพิ่มมากขึ้น และส่งผลให้คลื่นที่เกิดบริเวณขอบของแผ่นสะท้อนก่อให้เกิดเป็นพหุหลังลดลง เมื่อพิจารณาความเข้มของสนามระยะใกล้ที่จุดต่างๆบนแผ่นตัวนำ และที่บริเวณขอบของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีระดับความเข้มของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กลดลงจากเดิม

จากนั้นจึงทำการวัดจรรยาพลายทั้งสองข้างของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงในรูปที่ 4.13 (ก) จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB และครอบคลุมช่วงความถี่เพียงช่วงความถี่ 2.45 GHz ถึง 2.46 GHz เท่านั้น สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.13 (ง) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 47.4 องศา และ 61.3 องศา ตามลำดับ โดยการจำลองที่ได้มีอัตราขยาย 9.7 dB

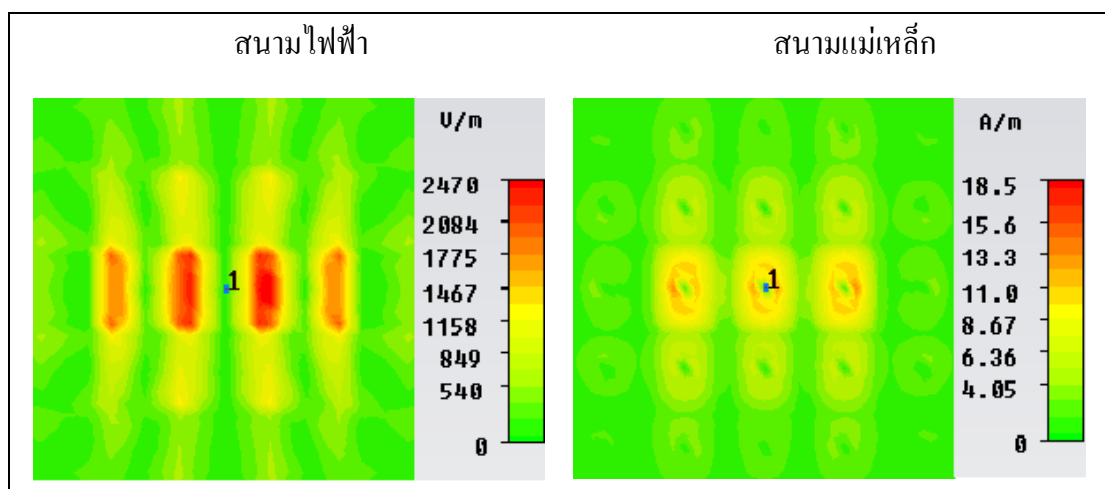


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ



(ข) แบบรูปการแผ่พลังงาน

รูปที่ 4.13 ผลการจำลองสายอากาศสตริปโคโรโลคั้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เมื่อ $h = 0 \lambda$



รูปที่ 4.14 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h = 0 \lambda$

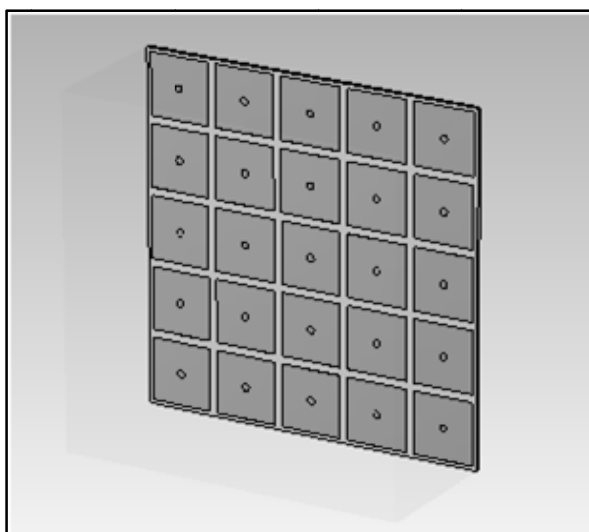
เมื่อพิจารณาสนามระยะใกล้ที่เกิดบริเวณผิวของแผ่นตัวนำในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อระยะ h เท่ากับ 0λ ดังรูปที่ 4.14 พบว่าค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุดคือ 2470 V/m และ 18.5 A/m ตามลำดับ ค่าสนามระยะใกล้มีค่าเพิ่มมากขึ้นจากเดิมมากและส่งผลให้คลื่นที่เกิดบริเวณขอบของแผ่นสะท้อนก่อให้เกิดเป็นพูลังหมดไป เมื่อพิจารณาความเข้มของสนามระยะใกล้ที่จุดต่าง ๆ บนแผ่นตัวนำ และที่บริเวณขอบของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีระดับความเข้มของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กน้อยมาก แสดงให้เห็นว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถกำจัดคลื่นผิวบนแผ่นสะท้อนได้

แต่เมื่อพิจารณาจากการนำไปใช้งาน สายอากาศจะต้องสามารถทำงานได้ดีในช่วงความถี่ไมโครเวฟคือ 2.4 GHz ถึง 2.58 GHz จึงต้องนำสายอากาศไปทำการศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อหาค่าที่เหมาะสมซึ่งจะแสดงขั้นตอนในการหาค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดในหัวข้อที่ 4.5

4.5 การศึกษาพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

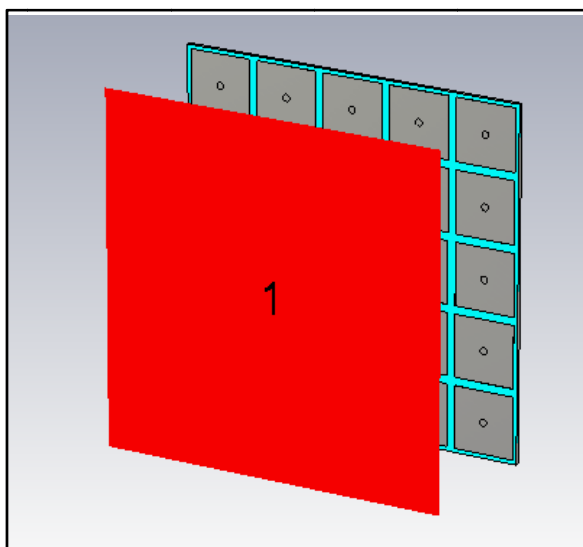
ในหัวข้อนี้นำเสนอสายอากาศสตริปไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านั้นถูกนำมาใช้เพื่อเป็นแผ่นสะท้อนให้มีประสิทธิภาพในการระงับคลื่นผิวในช่วงความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการ โดยเลือกใช้แบบจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโดยการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ดังที่ออกแบบในหัวข้อ 4.2 ที่ซึ่งกำหนดระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและผิวด้านบนของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า หรือ h เท่ากับ $\lambda/4$

เริ่มต้นการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยการวิเคราะห์เฟสของการสูญเสียย้อนกลับของผิวช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าถูกนำมาจัดแถวลำดับ 5×5 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.15 (ก) แล้วป้อนสัญญาณแบบคลื่นระนาบ (plane wave) ด้วยระยะห่างจากผิวช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า หรือ h เท่ากับ 0.5λ ดังรูปที่ 4.15 (ข)



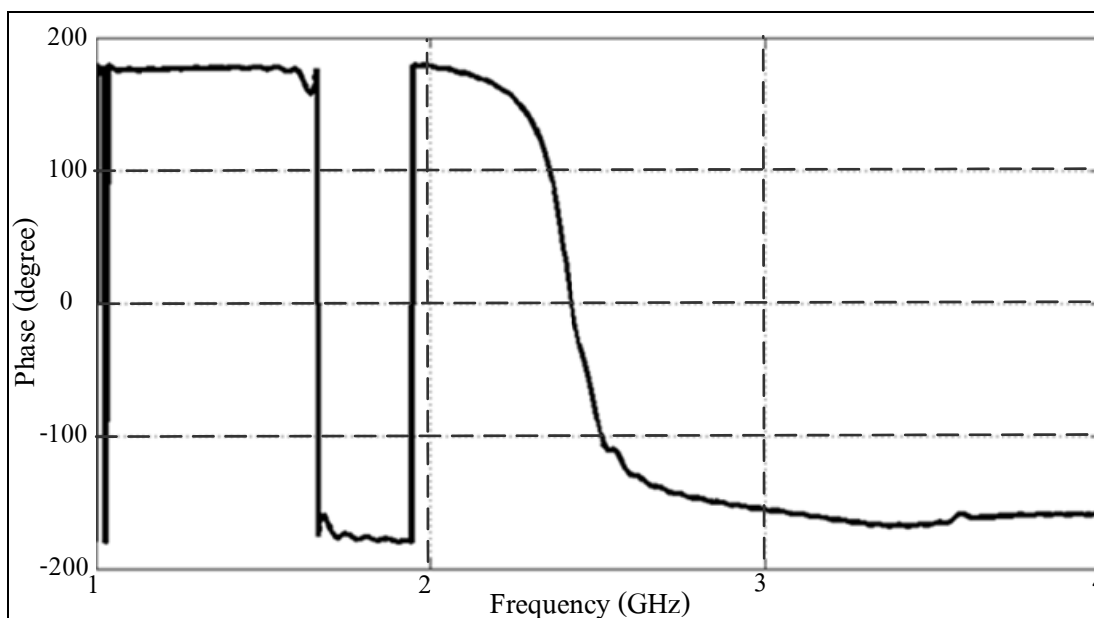
(ก) ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 มิลลิเมตร

รูปที่ 4.15 ผลการจำลองเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009



(ข) การป้อนคลื่นระนาบบนผิวช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 5×5 อิลิเมนต์

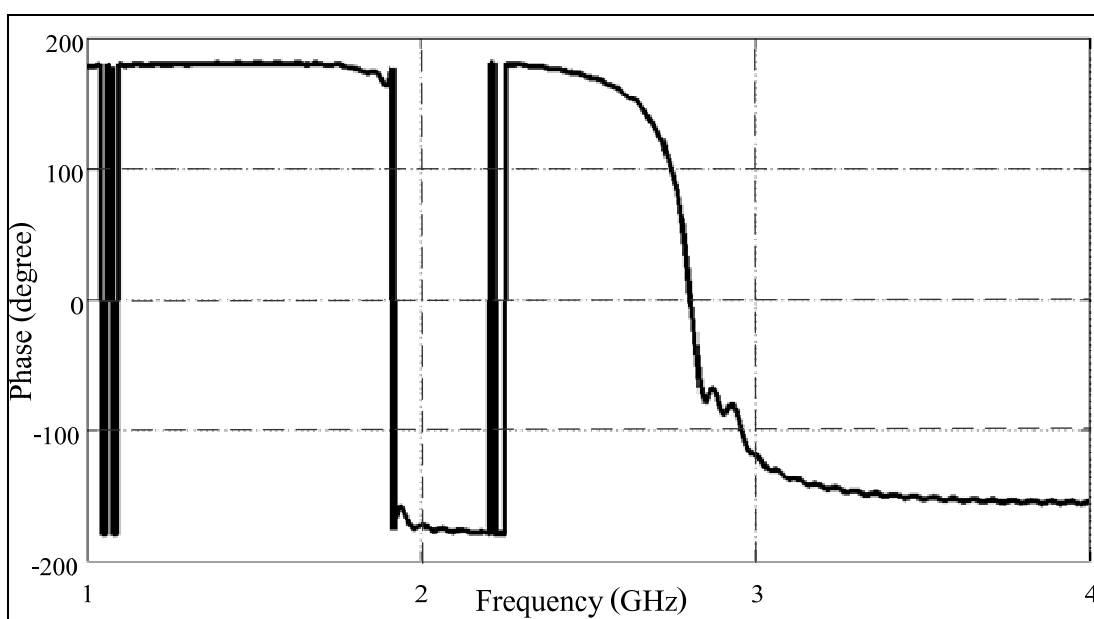
รูปที่ 4.15 ผลการจำลองเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 (ต่อ)



รูปที่ 4.16 ผลการสะท้อนเฟสเมื่อ $W = 0.3505 \lambda$ และ $g = 0.045 \lambda$

รูปที่ 4.16 แสดงผลของการสะท้อนเฟสของช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด โดยจำลอง จาก Dispersion Diagram ของ Yang, F. and Rahmat-samii, Y. ด้วย โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 พบว่าความถี่ปฏิบัติการของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า คือช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.9 GHz ถึง 2.7 GHz ซึ่งเพียงพอที่จะใช้เป็นแผ่นสะท้อนของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งสำหรับ ตัวอ่านข้อมูลของระบบ RFID และเมื่อพิจารณาที่ความถี่ 2.45 GHz พบว่าค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อ $w = 0.3505 \lambda$ และ $g = 0.045 \lambda$ เท่ากับ 0 องศา ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่ว่าแผ่นช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้ไม่กลับเฟสของคลื่นที่มาตกกระทบ

แต่เมื่อจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้องมีระยะห่างจากพื้นผิวของแผ่น ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 0.25λ ดังนั้นระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณคลื่นระนาบ และพื้นผิวของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงต้องมีระยะห่างที่เท่ากัน ซึ่งข้อดีอีกหนึ่ง ประการของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบ ความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ ขนาดแพตช์ (w) และ ขนาดช่องว่าง (g) โดยคงค่าผลรวมของขนาดแพตช์ และขนาดช่องว่างให้เท่าเดิมเพื่อปรับเปลี่ยนค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าให้เป็นไปตามที่ต้องการ อีกทั้งยังสามารถคงให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ยังสามารถทำงานที่ช่วงความถี่เดิมได้อีกด้วยแสดงเฟสของการสูญเสียย้อนกลับที่มีการกลับเฟส ที่เหมาะสมและทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz ดังรูปที่ 4.17

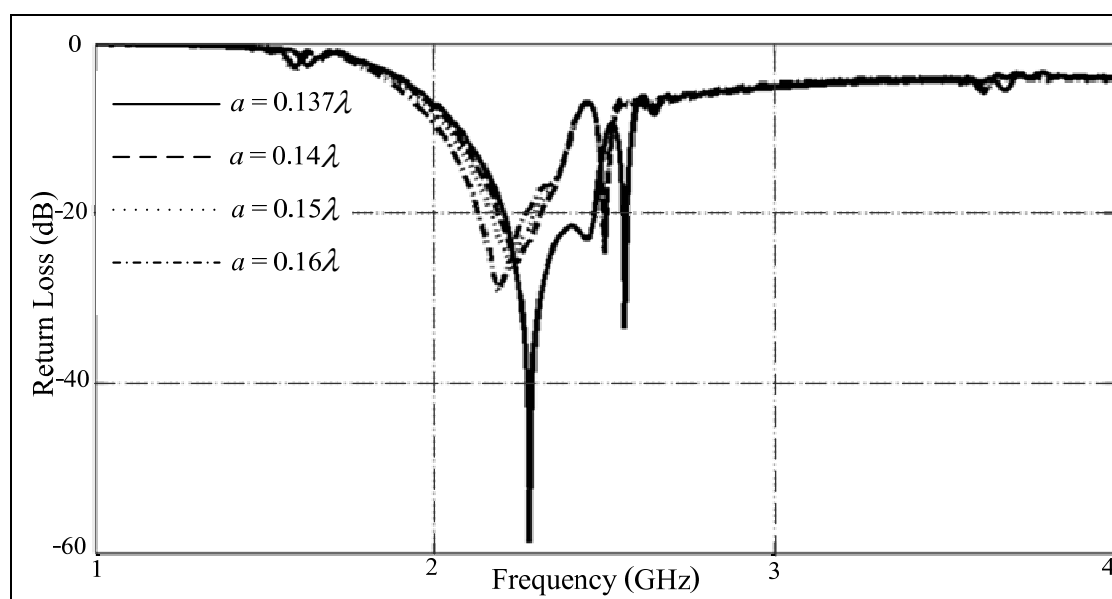


รูปที่ 4.17 ผลการสะท้อนเฟสเมื่อ $w = 0.31 \lambda$ และ $g = 0.0855 \lambda$

หัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงการปรับค่าพารามิเตอร์คือ รัศมีความโค้งของสายอากาศ (a) ความยาวของสายอากาศ (L) และระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณและผิวของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (h) โดยพิจารณาการเปลี่ยนแปลงการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แล้วทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ ขนาดแพตช์ (W) และ ขนาดช่องว่าง (g) เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพตามที่ต้องการ

4.5.1 รัศมีความโค้งของสายอากาศ

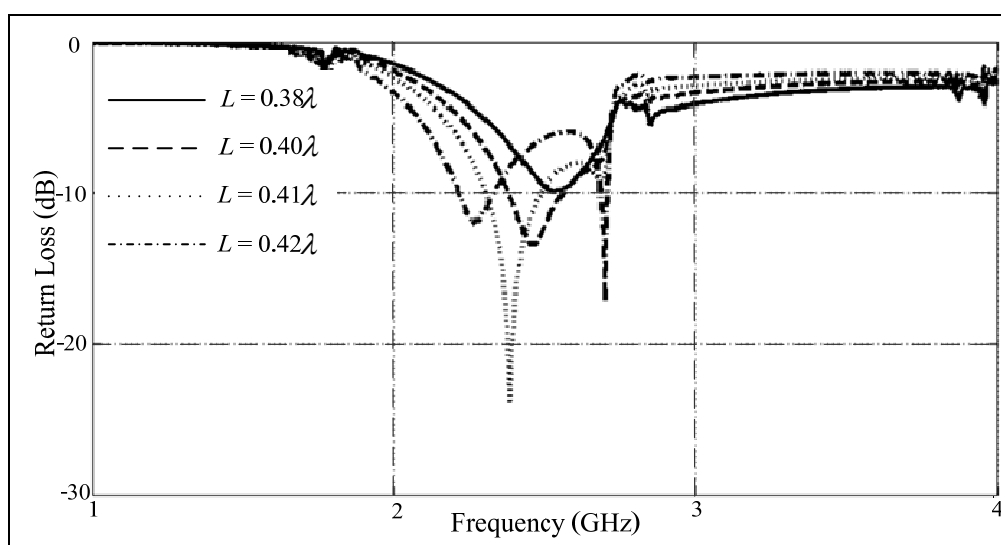
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่ารัศมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง หรือ a คือให้ a เท่ากับ 0.12λ 0.137λ 0.14λ และ 0.16λ และวางบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยให้ระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณและพื้นผิวช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ 0.25λ เมื่อ λ คือความยาวคลื่นในอากาศว่างที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz ส่วนความยาวของสายอากาศจะถูกปรับให้เท่าเดิมคือ 0.5λ ด้วยการตัดบริเวณปลายทั้งสองข้างด้วยขนาดที่เท่า ๆ กัน จากการจำลองผลพบว่าทุก ๆ รัศมีความโค้งของสายอากาศสามารถครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2 GHz ถึง 2.58 GHz โดยพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่มีค่าต่ำกว่า -10 dB สายอากาศสตริปไดโพลโค้งโดยมีรัศมีความโค้งเท่ากับ 0.137λ จะมีค่าการสูญเสียย้อนกลับน้อยที่สุดที่ความถี่ปฏิบัติการเมื่อเปรียบเทียบกับรัศมีความโค้งอื่น ๆ ดังรูปที่ 4.18 โดยค่าการสูญเสียย้อนกลับน้อยที่สุดมีค่าเท่ากับ -23.05 dB



รูปที่ 4.18 การสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า a

4.5.2 ความยาวของสายอากาศ

จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของสายอากาศสตริปไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า หรือ L คือ ให้ L เท่ากับ 0.38λ 0.4λ 0.41λ และ 0.42λ ตามลำดับ โดยให้คงค่ารัศมีความโค้งมีค่าเท่ากับ 0.137λ ในทุก ๆ ความยาวของสายอากาศ ด้วยการตัดปลายของสายอากาศทั้งสองข้าง ข้างละเท่า ๆ กัน เพื่อดูความเป็นไปของการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 4.19 และให้ระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณและผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามี่ค่าเท่ากับ 0.25λ แสดงให้เห็นว่า ช่วงความถี่ที่สายอากาศสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้คือ ตั้งแต่ช่วงความถี่ 2.2 GHz ถึง 2.8 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่ที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงานเช่นกัน เมื่อพิจารณาทุก ๆ ความยาวของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง เมื่อความยาวของสายอากาศลดลง สายอากาศจะทำงานที่ความถี่สูงขึ้นตามหลักทฤษฎีของสายอากาศไดโพลในอุดมคติ และที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz สายอากาศที่มีความยาว 0.4λ มีผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับน้อยกว่า -10 dB มากที่สุดคือ -32 dB ในกรณีที่เป็นสายอากาศไดโพลจิว (Finite Length Dipole) ซึ่งมีขนาดพอมมาก ๆ สายอากาศไดโพลจะมีความยาวเท่ากับ 0.5λ แต่ความยาวของสายอากาศสตริปไดโพลมีขนาดลดลงนั้นเป็นผลมาจากความกว้างของสายอากาศสตริปไดโพล ถ้าขนาดของพื้นที่หน้าตัด (Effective Area) เพิ่มขึ้นความยาวของสายอากาศจะลดลง จากนั้นนำไปพิจารณาระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศและผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 4.19 ค่าการสูญเสียย้อนกลับเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า L

4.5.3 ระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศและผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

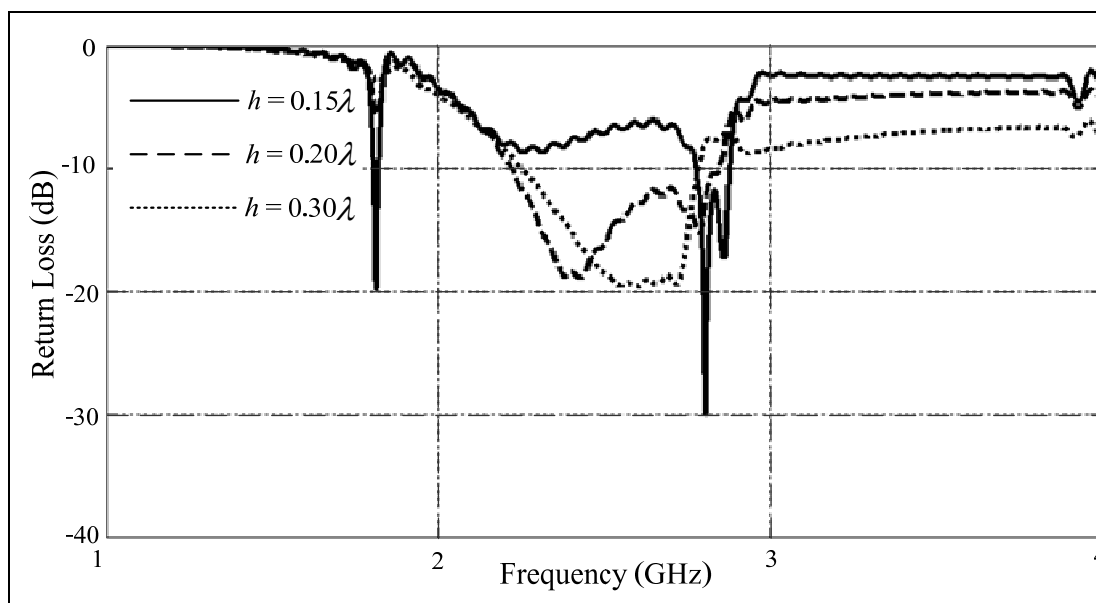
เมื่อวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งโดยให้ รัศมีความโค้ง หรือ a เท่ากับ 0.37λ และความยาวของสายอากาศ หรือ L เท่ากับ 0.4λ บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด $1.2 \lambda \times 1.2 \lambda$ จากการปรับค่าที่เหมาะสมในหัวข้อที่ 4.5 เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณและผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า หรือ h คือ ให้ h เท่ากับ 0.15λ , 0.2λ และ 0.3λ โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่าเมื่อสายอากาศสตริปไดโพลโค้งยิ่งใกล้แผ่นช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่าใดความกว้างแถบจะแคบลงทำให้สายอากาศไม่สามารถทำงานครอบคลุมช่วงความถี่ที่ต้องการ แต่ในทางกลับกันสายอากาศสตริปไดโพลโค้งยิ่งเข้าใกล้แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามากเท่าใด อัตราขยายก็จะเพิ่มขึ้นจนถึงระยะห่างที่เหมาะสม ดังนั้นจึงทำการปรับหาระยะห่างที่เหมาะสม ดังแสดงในรูปที่ 4.20

ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ต้นแบบของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า (λ)	ขนาดทางกายภาพ ที่ความถี่ 2.45 GHz (mm)
L	0.4	48.98
a	0.137	16.8
h	0.20	24.61
w_1	0.08	10
w_2	0.24	30
g	0.085	10.4
W	0.31	37.95
r	0.005	0.6
t	0.013	1.6

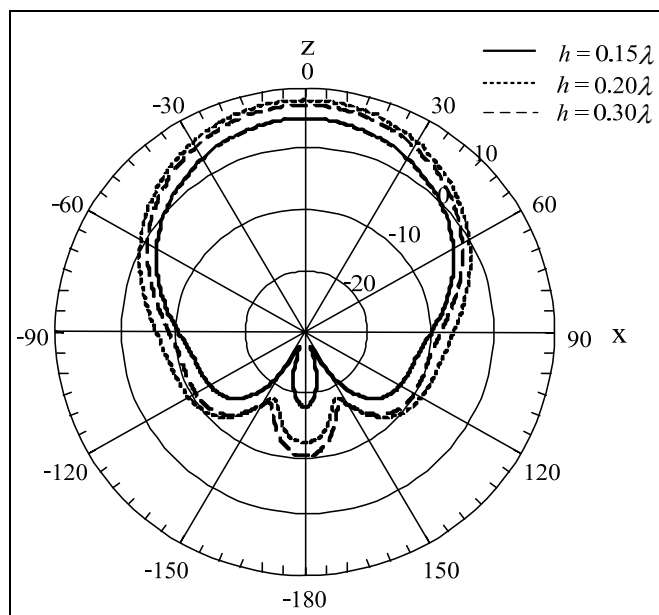
จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่ 2.23 GHz ถึง 2.85 GHz แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าดังตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.20 (ก) แสดงผลของค่าการสูญเสียย้อนกลับ

มีค่าน้อยกว่า -10 dB และสามารถครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.23 GHz ถึง 2.85 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเปรียบเทียบเมื่อเปลี่ยนแปลงระยะ h แสดงดังรูปที่ 4.20 (ข) และ (ค) ตามลำดับ ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทาง พิจารณาที่ระยะ h เท่ากับ 0.2λ มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 69.9 องศา และ 91.8 องศา ตามลำดับ โดยผลของอัตราขยายเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า h แสดงได้ดังรูปที่ 4.21

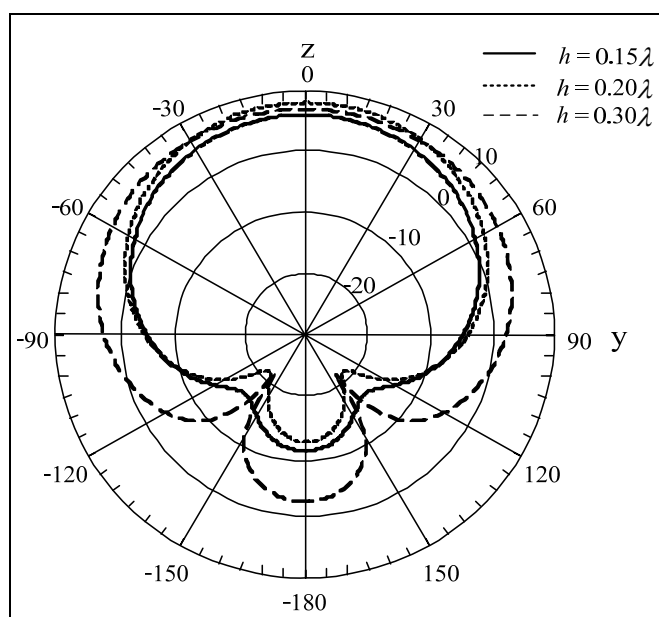


(ก) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.20 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่าง
แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

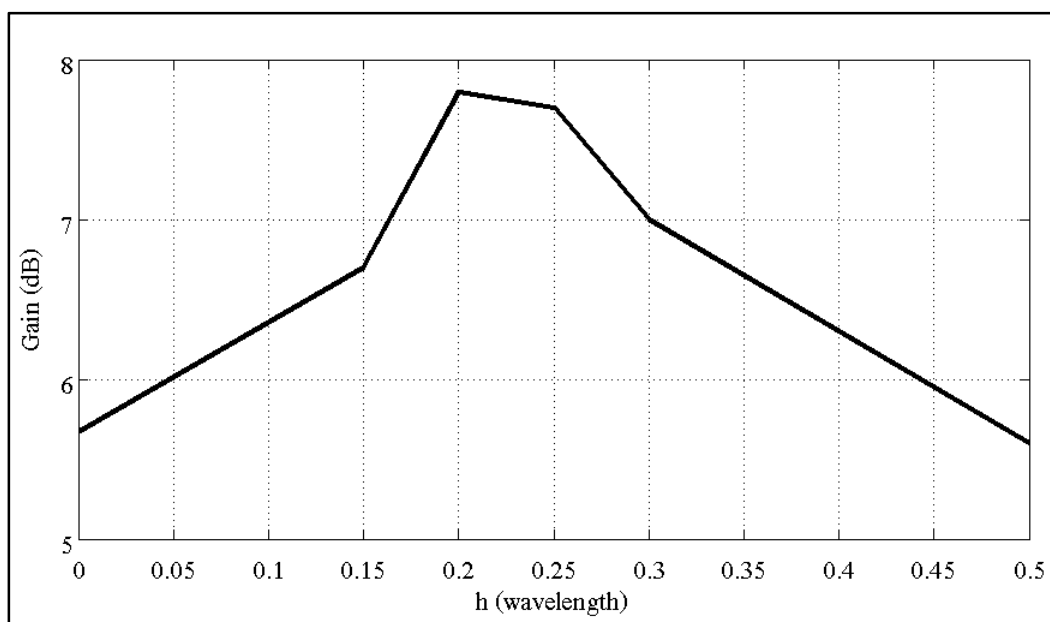


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



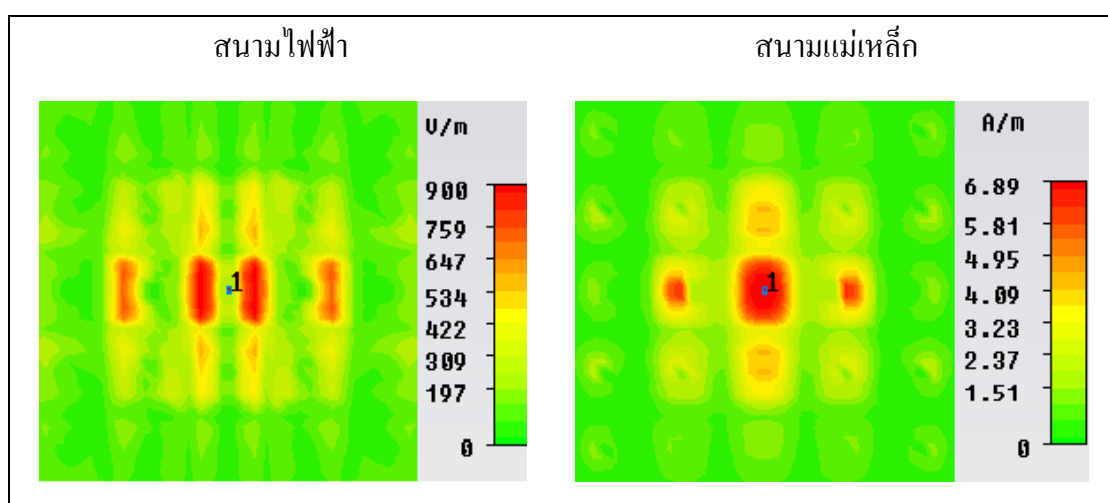
(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.20 ผลการจำลองสายอากาศตรีปโพลโค้งบนช่องว่าง
แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ (ต่อ)



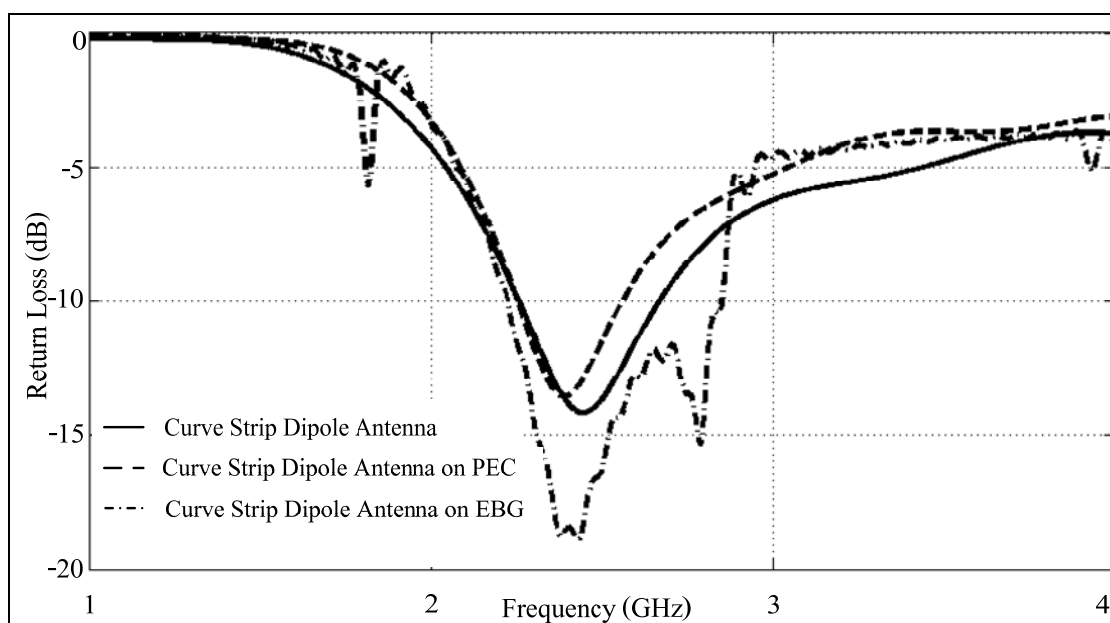
รูปที่ 4.21 อัตราขยายสูงสุดเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h

ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าพิจารณาสนามระยะใกล้บริเวณผิวของแผ่นตัวนำในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz โดยที่ระยะ h เท่ากับ 0.2λ ค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุด คือ 900 V/m และ 6.89 A/m ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 สนามระยะใกล้บนผิวช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อค่า $h = 0.20\lambda$

รูปที่ 4.23 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนคือ แผ่นตัวนำและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (แผ่นสะท้อนมีขนาดเท่ากับ $1.2\lambda \times 1.2\lambda$ และ h เท่ากับ 0.2λ) สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำมีค่าเพียง -14 dB เท่านั้น เนื่องจากผิวด้านบนของแผ่นตัวนำกลับเฟสของคลื่นที่กระทบ 180 องศา ดังนั้นกระแสเงา (image current) จึงมีทิศทางตรงกันข้ามกับกระแสของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ส่งผลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศทำให้ประสิทธิภาพลดลงและมีค่าการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่าสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ปราศจากแผ่นสะท้อนอีกด้วย และที่สำคัญคือสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการได้ตั้งแต่ 2.2 GHz ถึง 2.8 GHz ซึ่งเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้

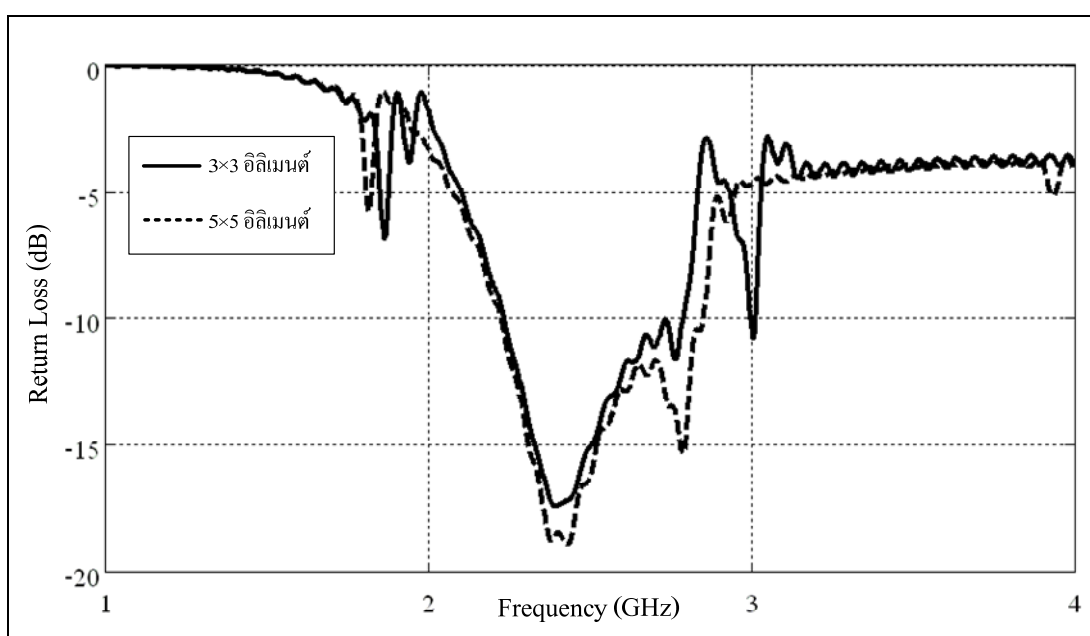


รูปที่ 4.23 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและสายอากาศบนแผ่นสะท้อน (แผ่นตัวนำและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า)

4.6 การศึกษาขนาดของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

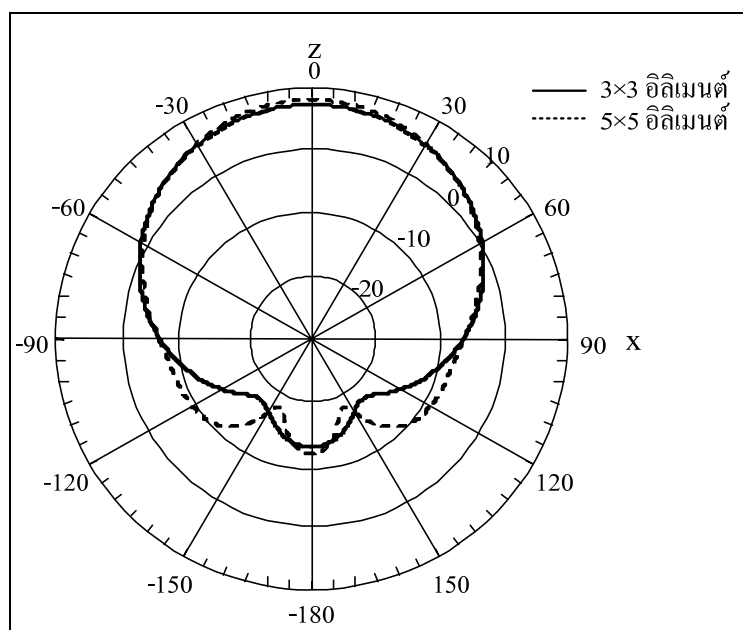
หัวข้อนี้ได้ทำการศึกษาเพิ่มเติมเกี่ยวกับขนาดของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยศึกษาขนาดแผ่นสะท้อน 2 ขนาดคือ 3×3 อิลิเมนต์และ 5×5 อิลิเมนต์ โดยวางสายอากาศด้วยระยะ h เท่ากับ 0.2λ พบว่าทั้งสองกรณีสามารถนำไปใช้งานได้ในช่วงความถี่ของตัวอ่านข้อมูล

ในระบบอาร์เอฟไอดี เมื่อพิจารณาจากค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB แสดงดังรูปที่ 4.24 (ก) และที่ความถี่ 2.45 GHz ในกรณี 3×3 อิลิเมนต์ และ 5×5 อิลิเมนต์ มีค่าการสูญเสียย้อนกลับเท่ากับ -16.9 dB และ -18 dB ตามลำดับ สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทาง และมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 75.3 องศา และ 69.9 องศา ในกรณี 3×3 อิลิเมนต์ และ 5×5 อิลิเมนต์ ตามลำดับ แสดงดังรูปที่ 4.24 (ข) และรูปที่ 4.24 (ค) แสดงระนาบสนามแม่เหล็กโดยมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังเท่ากับ 84.5 องศา และ 91.8 องศา ในกรณี 3×3 อิลิเมนต์ และ 5×5 อิลิเมนต์ ตามลำดับ โดยการจำลองที่ได้มีอัตราขยายแสดงดังตารางที่ 4.4

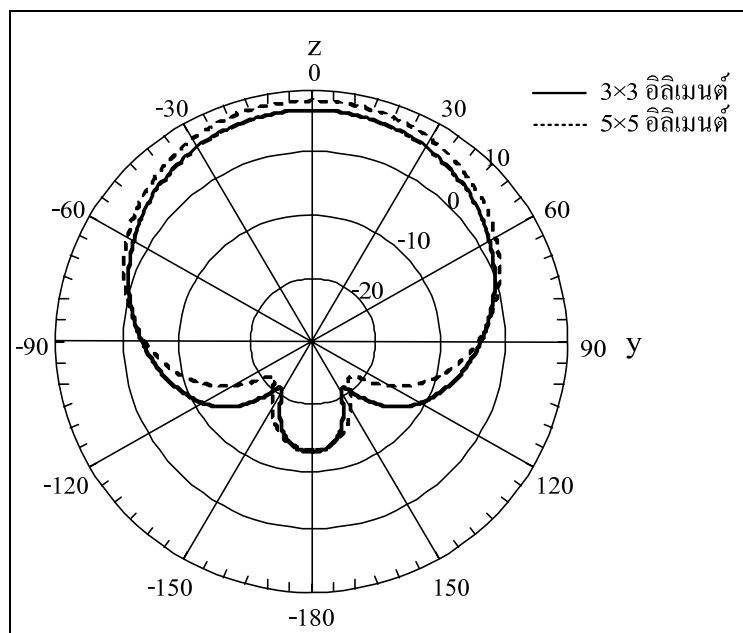


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.24 ผลการจำลองสายอากาศสตริปโคโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของแผ่นสะท้อน



(ข) แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานระนาบสนามไฟฟ้า



(ค) แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.24 ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดของแผ่นสะท้อน (ต่อ)

ตารางที่ 4.4 ค่าอัตราขยายสูงสุดจากผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าระหว่าง 3×3 อิลิเมนต์ และ 5×5 อิลิเมนต์

ขนาดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	อัตราขยายสูงสุด
3×3 อิลิเมนต์	7.5 dB
5×5 อิลิเมนต์	7.82 dB

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง สายอากาศสตริปไดโพลบนแผ่นตัวนำ และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 พบว่าสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมีข้อดีคือ สามารถแผ่กระจายกำลังงานได้เป็นบริเวณที่กว้างกว่าสายอากาศไดโพลชนิดเส้นตรง เนื่องจากความโค้งของสายอากาศ ส่งผลให้มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระบบสนามไฟฟ้าคือเท่ากับ 90 องศา แต่มีข้อเสียคือ อัตราขยายต่ำ จึงนำสายอากาศชนิดนี้มาวางบนแผ่นสะท้อน (แผ่นตัวนำและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า) เพื่อพิจารณาข้อดีข้อเสียของแผ่นสะท้อนทั้งสองชนิดนี้ พบว่าสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า มีข้อดีคืออัตราขยายเพียงพอสำหรับตัวอ่านข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดีเท่ากับ 7.82 dB มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่กว้างเพียงพอ และครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่ 2.23 GHz ถึง 2.85 GHz เพื่อใช้เป็นสายอากาศของตัวอ่านและบันทึกข้อมูลในเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีสำหรับเก็บค่าผ่านทางด่วนที่กำลังเป็นที่น่าจับตามองในปัจจุบัน

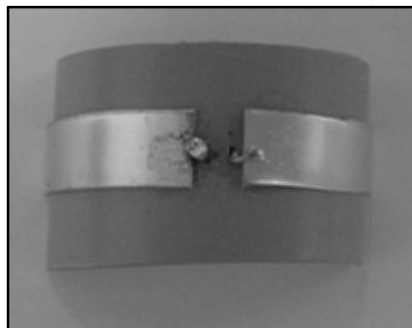
บทที่ 5

การทดสอบและวิเคราะห์ผล

จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมด ตลอดจนการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 และ 4 ดังนั้นในบทที่ 5 นี้จะกล่าวถึงการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง และอัตราขยาย โดยในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้น จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

5.1 วิธีการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จนได้ขนาดของสายอากาศตามที่ต้องการสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 และรูปที่ 5.1 แสดงรูปสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ โดยสายอากาศสตริปไดโพลโค้งสร้างจากการนำแผ่นโลหะมาทำการตัดโค้ง จากนั้นวางบนท่อพีวีซีรูปทรงครึ่งวงกลม แล้วแบ่งครึ่งตรงกลางของแผ่นโลหะเพื่อทำการป้อนสัญญาณเข้าด้วยหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์ม

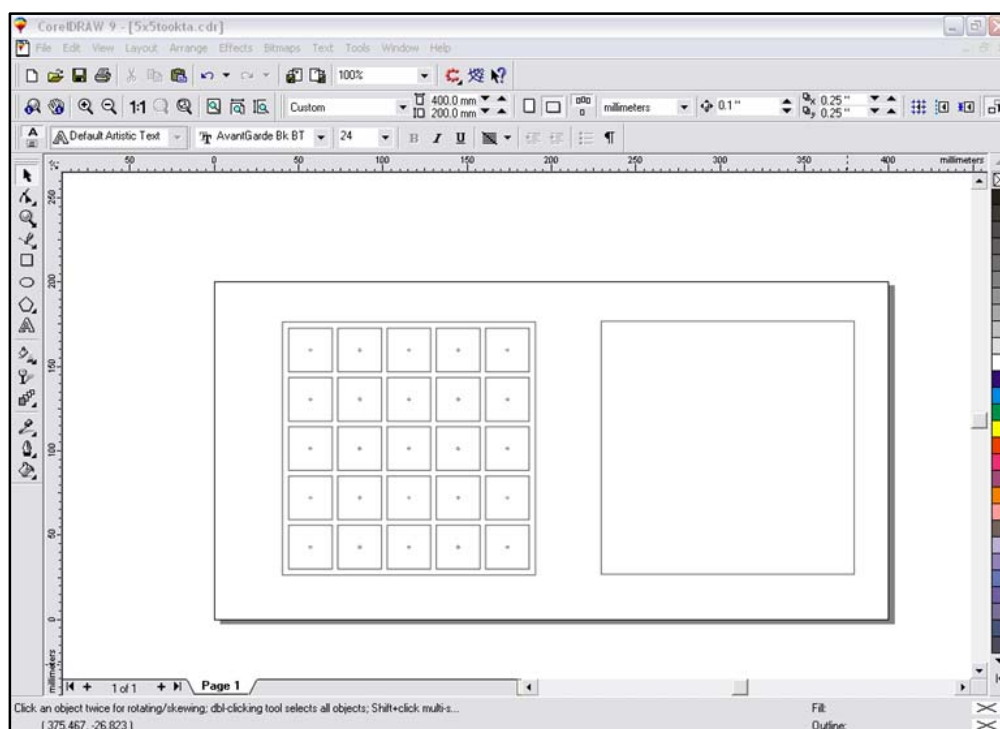


รูปที่ 5.1 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า (λ)	ขนาดทางกายภาพ ที่ความถี่ 2.45 GHz (mm)
L	0.4	48.98
a	0.137	16.8
w_1	0.08	10
w_2	0.24	30

5.2 วิธีการสร้างและวัดทดสอบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ



รูปที่ 5.2 โปรแกรม CoreIDRAW กำหนดการตัดแผ่น PCB

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสร้างจาก การนำโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไปวาดและตัดสติ๊กเกอร์โดยใช้โปรแกรม CoreIDRAW 9 ดังรูปที่ 5.2 ด้วยขนาดที่แสดงในตารางที่ 5.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้ใช้

แผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 จากนั้นเจาะรูตรงการของแต่ละแพตช์ เพื่อทำการเชื่อมแพตช์กับกราวด์ ด้วยลวดเส้นเล็ก โดยรูปที่ 5.3แสดงแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างเสร็จแล้ว

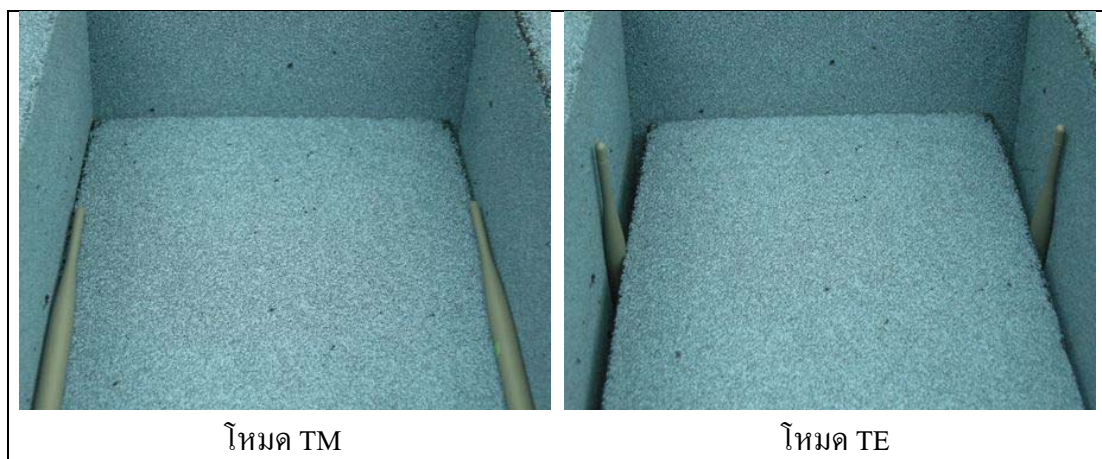
ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า (λ)	ขนาดทางกายภาพ ที่ความถี่ 2.45 GHz (mm)
g	0.0855	10.4
W	0.31	37.95
r	0.005	0.6
t	0.013	1.6

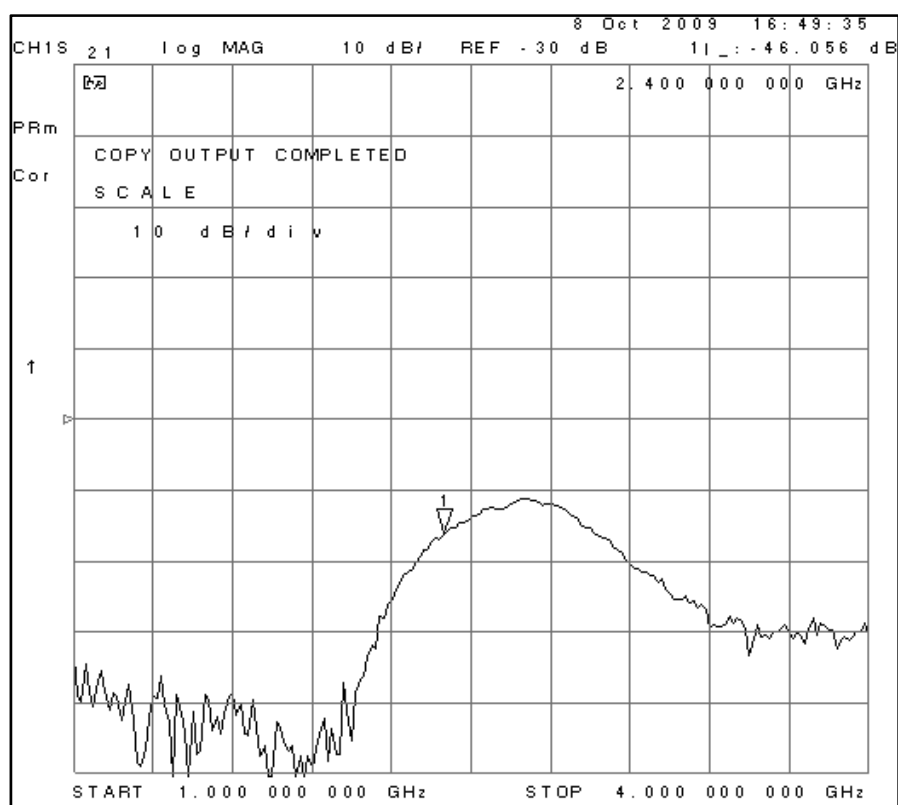


รูปที่ 5.3 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการทดสอบความสามารถในการลดคลื่นผิวของแผ่นสะท้อนคือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (transmission coefficient: S_{21}) ของคลื่น หมายถึงการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าด้านเข้าของสายอากาศ (port1) ไปยังสายอากาศด้านรับ (port2) ซึ่งตามปกติขนาดของ S_{21} ควรมีค่ามาก ๆ นั่นหมายถึงสายอากาศตัวส่งสามารถส่งกำลังงานไปยังสายอากาศตัวรับได้ดี เริ่มต้นการวัดทดสอบ S_{21} ด้วยการวางสายอากาศโมโนโพลระหว่างอากาศว่างแสดงดังรูปที่ 5.4 (ก) ทั้งในโหมด TE และ TM พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งและรับกำลังงานได้ดีที่สุดที่ความถี่ 2.45 GHz ดังรูปที่ 5.4 (ข) และ (ค) ก็มีค่าเท่ากับ -46.06 dB และ -40.52 dB ในโหมด TM และ TE ตามลำดับ

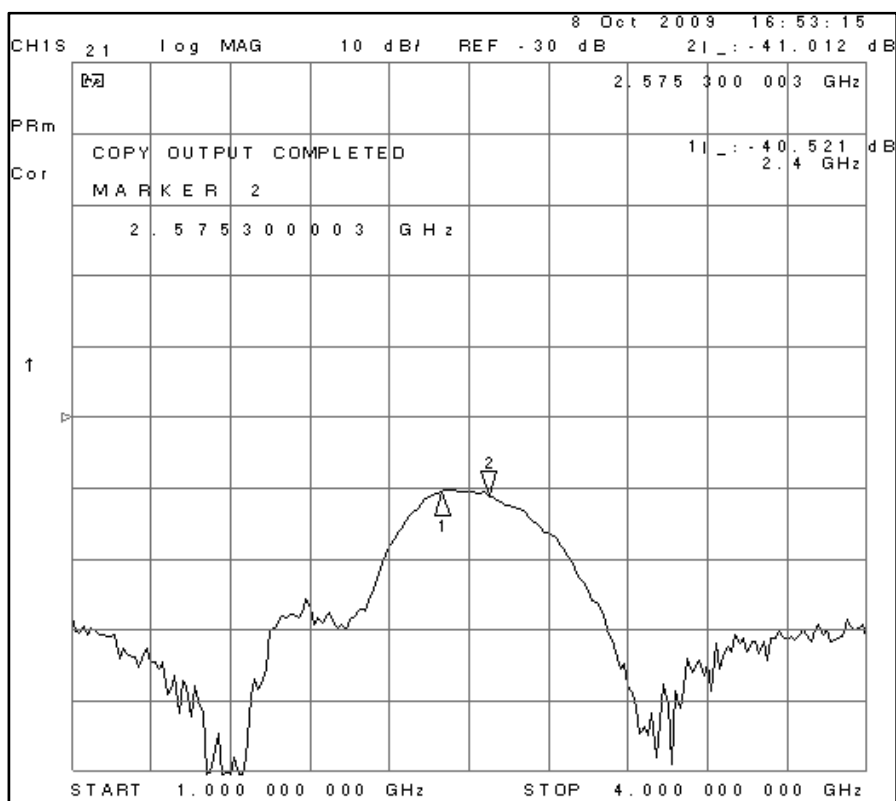


(ก) สายอากาศโมโนโพลระหว่างอากาศว่าง



(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TM

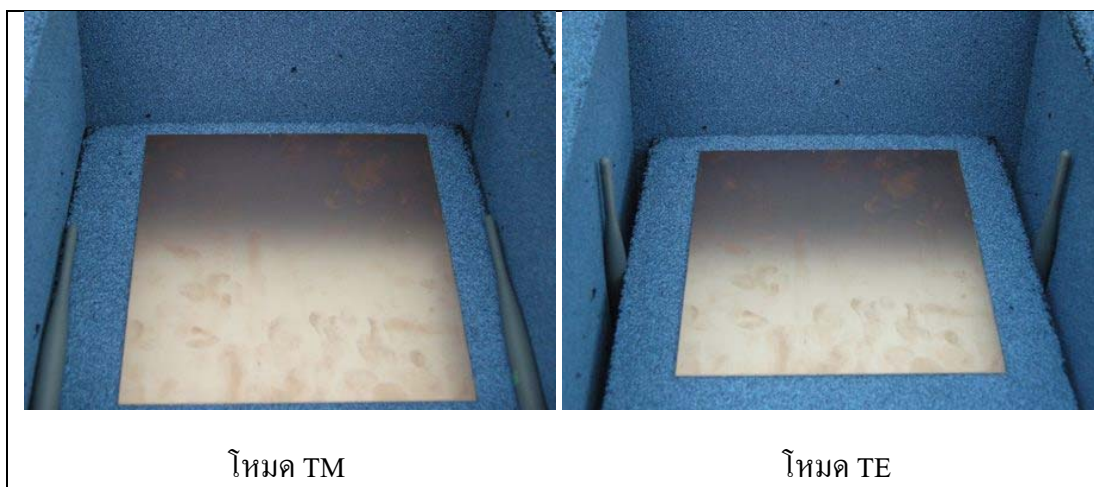
รูปที่ 5.4 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างอากาศว่าง



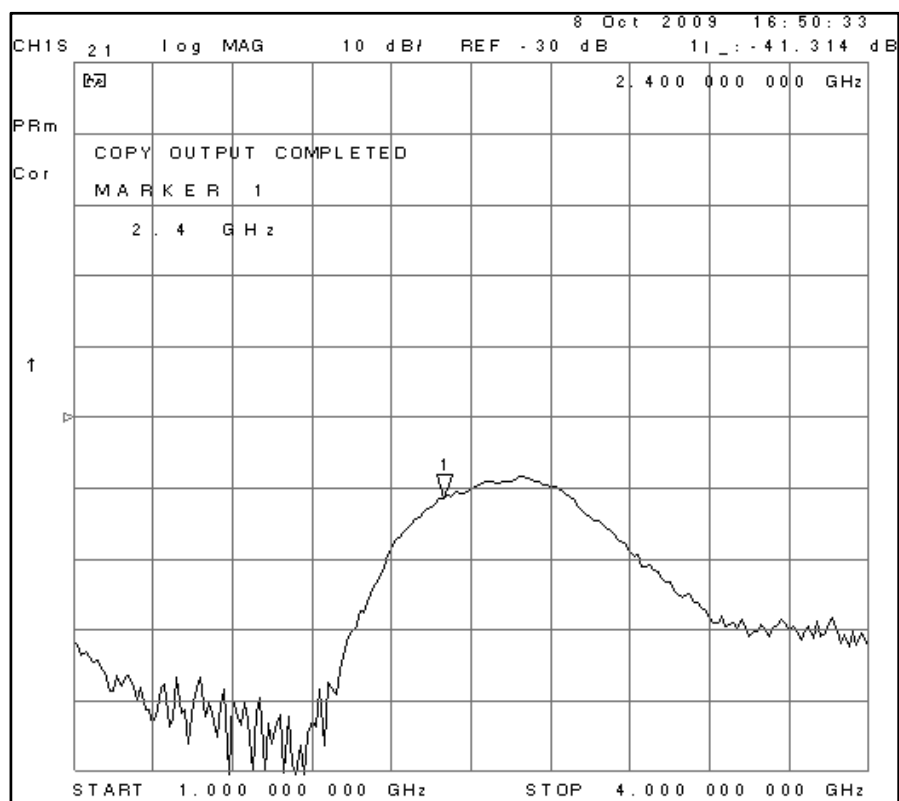
(ค) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TE

รูปที่ 5.4 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างอากาศว่าง (ต่อ)

จากนั้นทดสอบความสามารถในการระงับคลื่นผิวของแผ่นตัวนำด้วยการวางแผ่นตัวนำไว้ระหว่างสายอากาศทั้งสองต้นทั้งในโหมด TE และ TM แสดงดังรูปที่ 5.5 (ก) พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านคลื่นนั้นมีความถี่เพิ่มขึ้น ณ ความถี่ปฏิบัติการในโหมด TM เนื่องจากในทิศทางเดินทางของคลื่นที่ส่งผ่านแผ่นตัวนำนั้นมีสนามไฟฟ้าเกิดขึ้น และบนแผ่นตัวนำก็เกิดสนามไฟฟ้าในทิศทางเดียวกัน จึงทำให้เกิดการเสริมกันของคลื่น ดังนั้นค่าของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านจึงมีค่าเพิ่มขึ้นคือเท่ากับ -41.31 dB ในทางกลับกัน ในโหมด TE พบว่าค่าของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านมีค่าลดลงซึ่งเกิดจากการหักล้างกันของคลื่นคือเท่ากับ -42.63 dB แสดงดังรูปที่ 5.5 (ข) และ (ค) ตามลำดับ

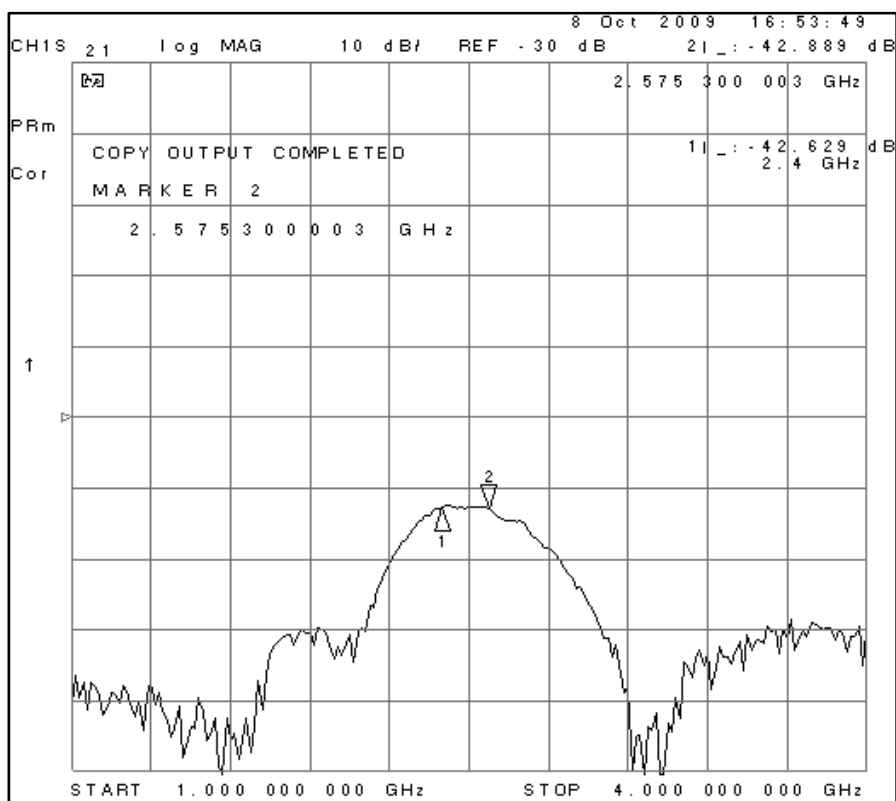


(ก) สายอากาศโมโนโพลระหว่างแผ่นตัวนำ



(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TM

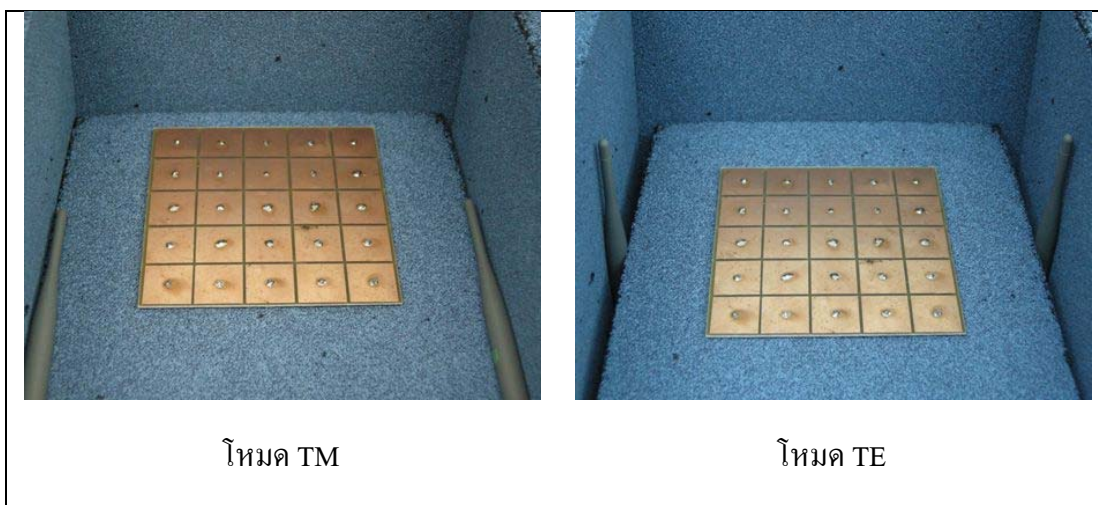
รูปที่ 5.5 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างแผ่นตัวนำ



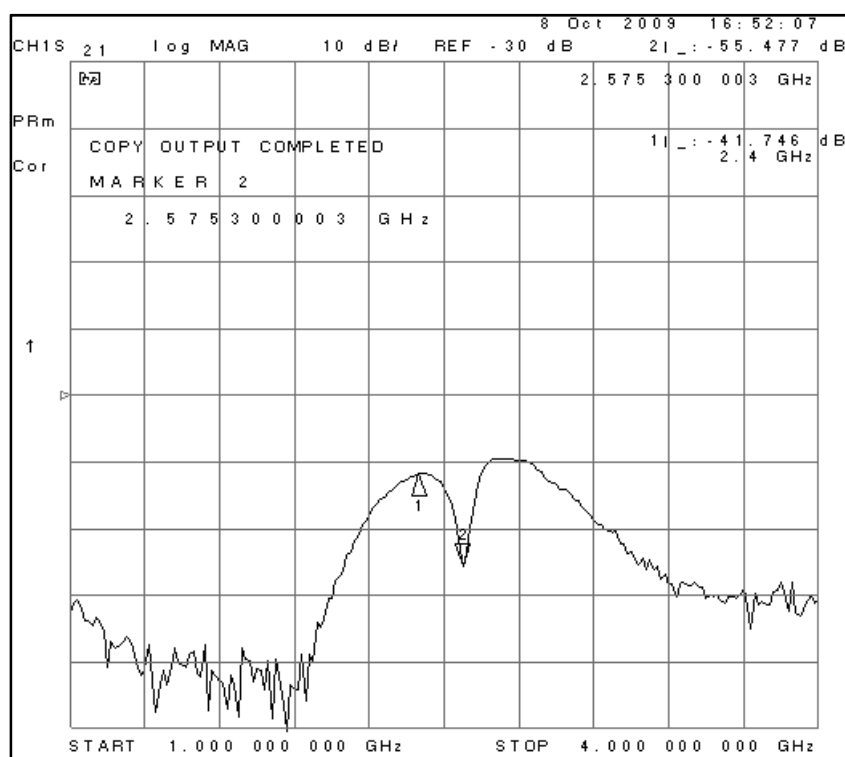
(ค) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TE

รูปที่ 5.5 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างแผ่นตัวนำ (ต่อ)

สามารถทดสอบความสามารถในการระงับคลื่นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ด้วยการวางแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไว้ระหว่างสายอากาศทั้งสองต้นทั้งในโหมด TE และ TM แสดงดังรูปที่ 5.5 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านคลื่นนั้นมึขนาดลดลง ณ ความถี่ 2.57 GHz และ 2.7 GHz ในโหมด TM และ TE ตามลำดับดังรูปที่ 5.6 (ข) และ (ค) แสดงให้เห็นว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถลดคลื่นผิวได้ในช่วงความถี่ที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงานได้

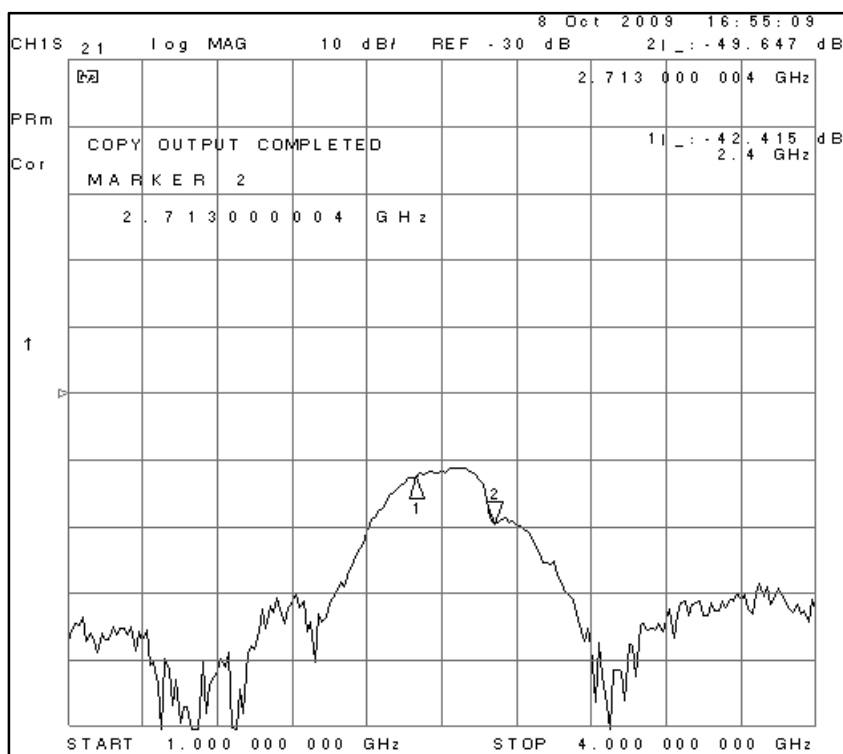


(ก) สายอากาศโมโนโพลระหว่างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TM

รูปที่ 5.6 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

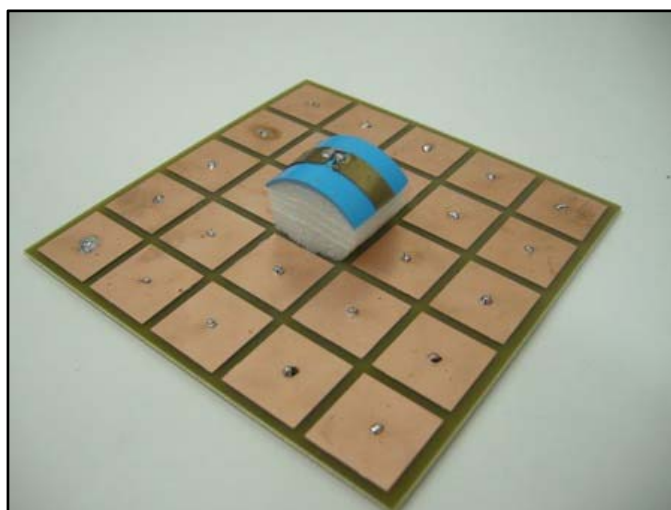


(ค) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TE

รูปที่ 5.6 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (ต่อ)

5.3 วิธีการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการแล้ว สายอากาศจะถูกนำมาวางบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า หรือ h เท่ากับ 0.2λ แสดงดังรูปที่ 5.7 เป็นสายอากาศที่ช่วยให้มีลำคลื่นกว้างสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการกว้างขึ้นและยังสามารถสะท้อนคลื่นให้ไปยังทิศทางที่ให้บริการซึ่งจะมีผลทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้น

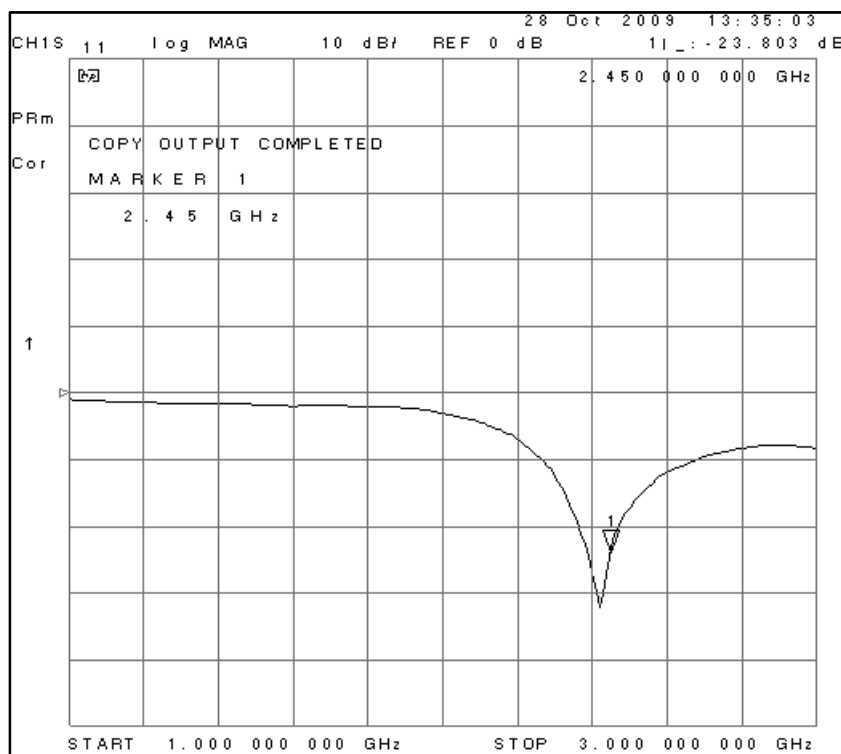


รูปที่ 5.7 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น

5.4 ผลการวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับและความกว้างแถบ

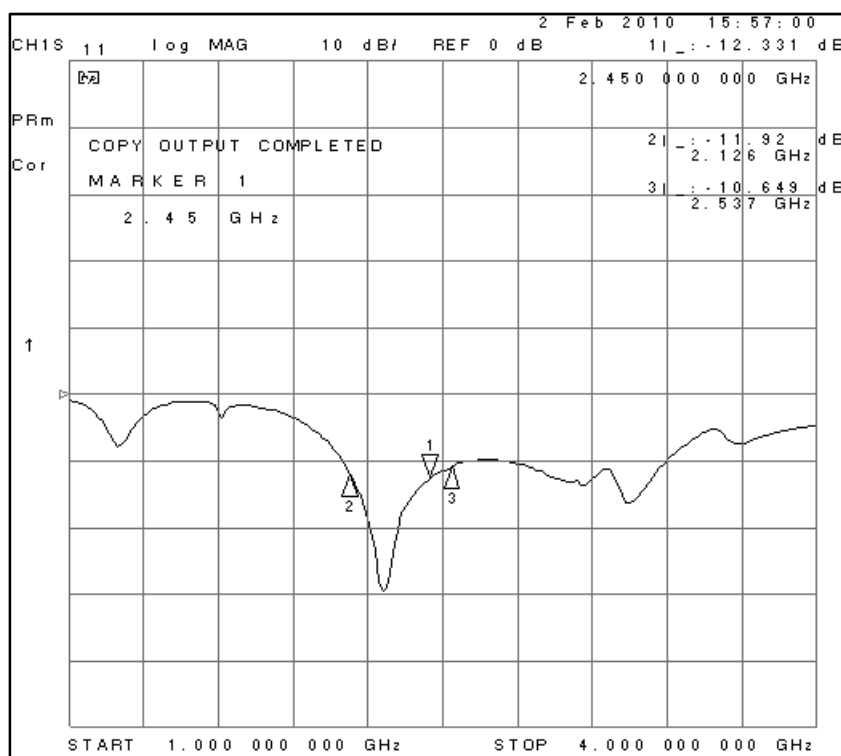
สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตช์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) หรือในรูปพารามิเตอร์ S_{11} และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) ในการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ S_{11} หมายถึงการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้า (port1) ของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ S_{11} อาจจะมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึงลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตช์อย่างสมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ วงศ์สรรค และ ชวงค์ พงศ์เจริญพานิชย์, ม. ป. ป) ในงานประยุกต์ต่าง ๆ ค่าของ S_{11} จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่ามีการแมตช์ที่ดี

จากรูปที่ 5.8 แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ต้นแบบในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} จากรูปสังเกตได้ว่า สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบที่ได้ ทำการสร้างขึ้นนั้นมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.35 GHz ถึง 2.65 GHz



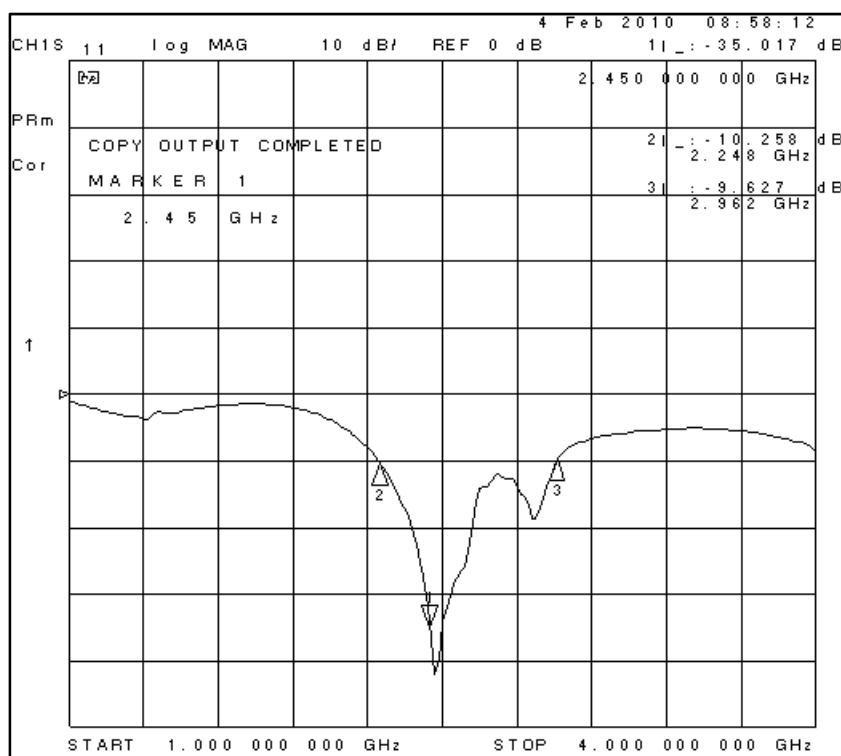
รูปที่ 5.8 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากรูปที่ 5.9 แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำดินแบบในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} จากรูปสังเกตได้ว่าสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.12 GHz ถึง 2.53 GHz ซึ่งไม่สามารถครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการได้



รูปที่ 5.9 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ

จากรูปที่ 5.10 แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} จากรูปสังเกตได้ว่าสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.24 GHz ถึง 2.96 GHz

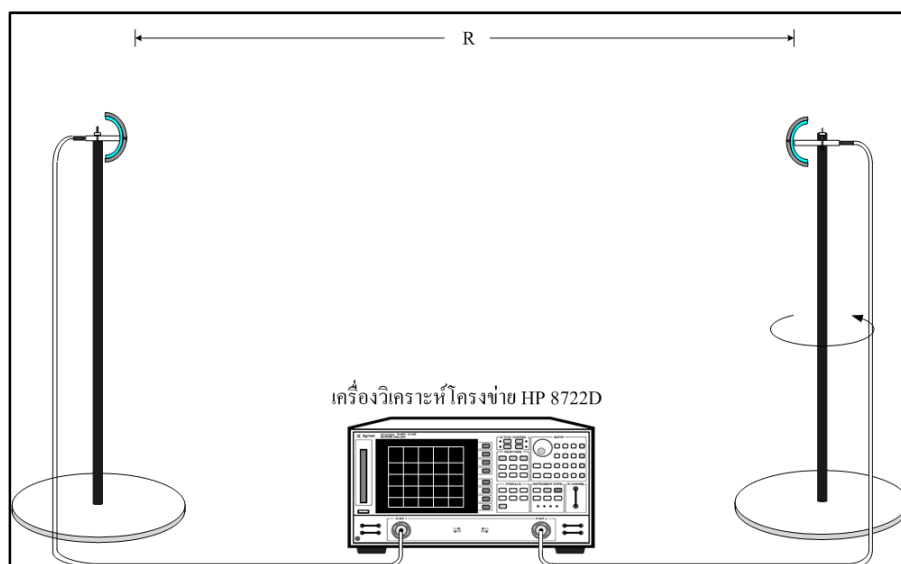


รูปที่ 5.10 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลิเมนต์

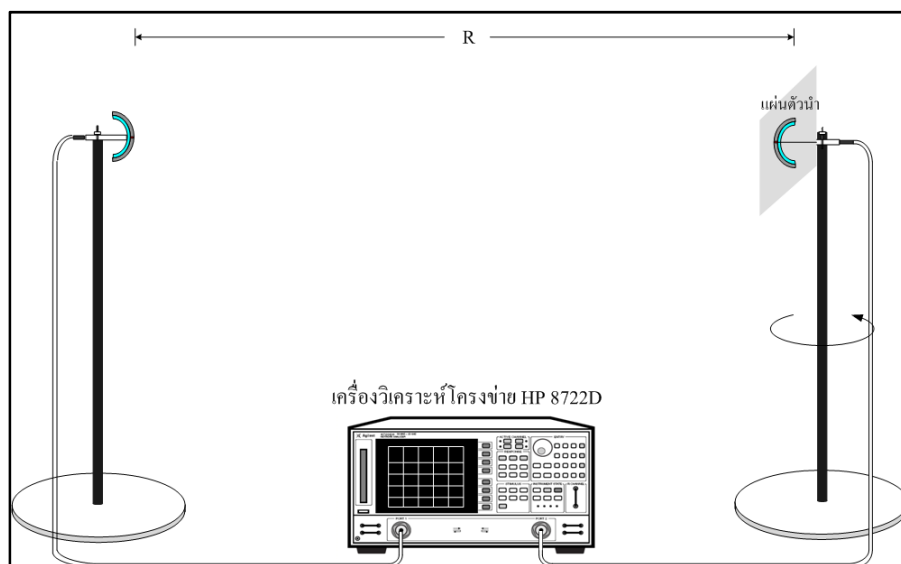
5.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ $R = 2D^2/\lambda$ ซึ่ง R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิง โดยการทดสอบนี้กำหนดให้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่ 2.45 GHz ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1 เมตร และ D คือขนาดความยาวของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.05 เมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง โดยมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 2.35 GHz ถึง 2.65 GHz มาเป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง โดยที่สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ และสายอากาศไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

นำมาทดสอบทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ แสดงดังรูปที่ 5.11 (ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจากมุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา

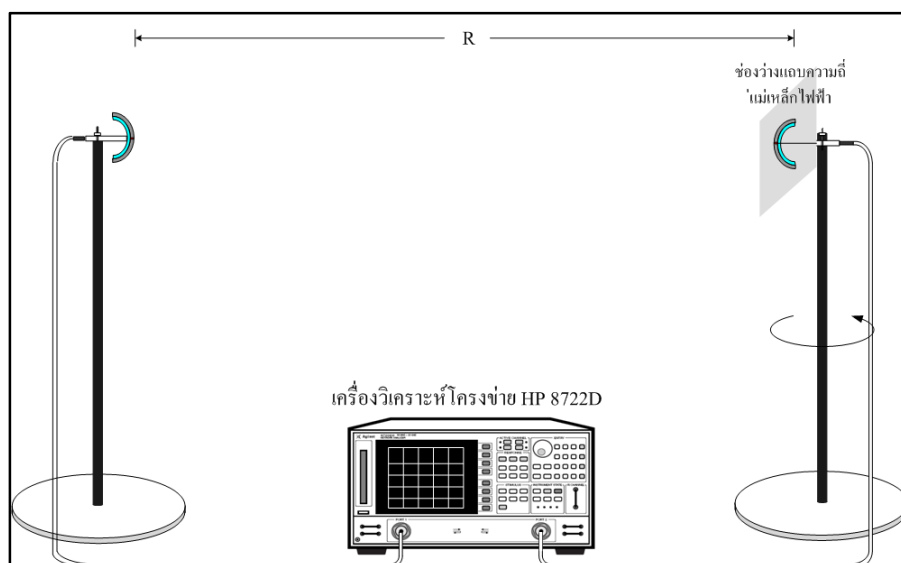


(ก) สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง



(ข) สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ

รูปที่ 5.11 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

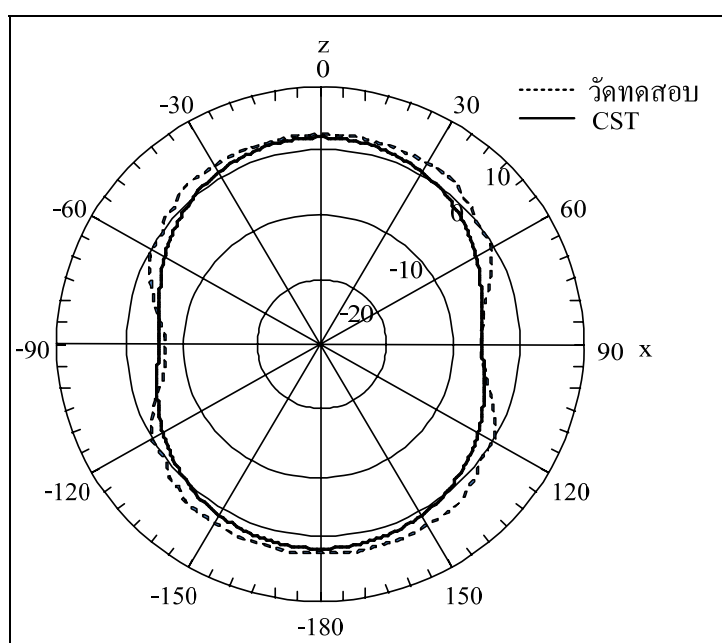


(ค) สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 5.11 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน (ต่อ)

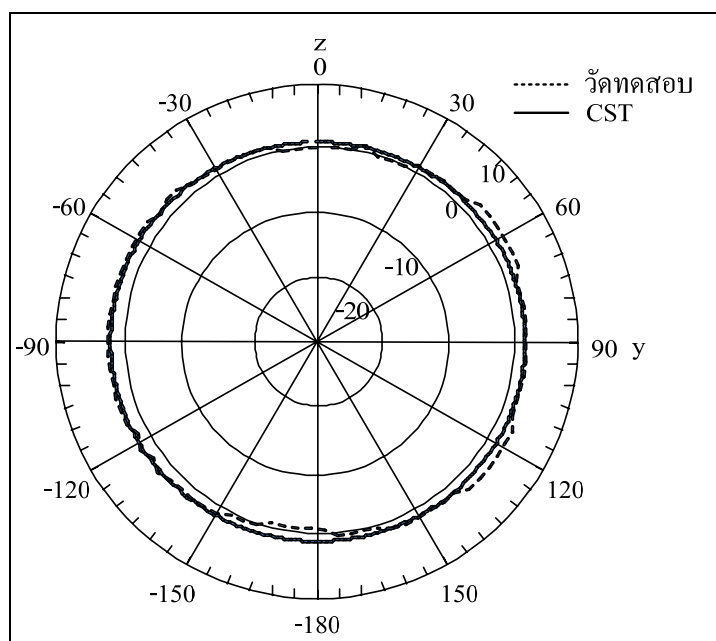
5.5.1 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.12 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลจากการวัดทดสอบ จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ปราศจากแผ่นสะท้อนในระนาบสนามแม่เหล็กจะเป็นแบบรอบทิศทาง แต่ในระนาบสนามไฟฟ้าแบบรูปการแผ่พลังงานจะแตกต่างจากสายอากาศไดโพลเส้นตรง ที่ความกว้างลำคลื่นที่กว้างขึ้น



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.12 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ

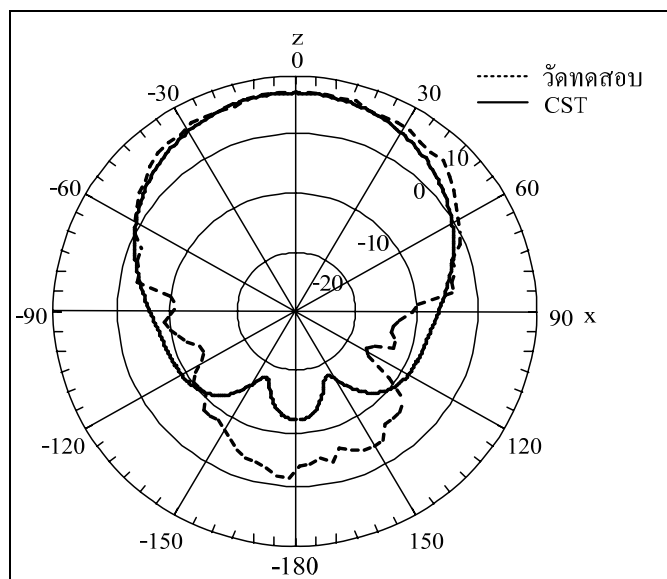


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

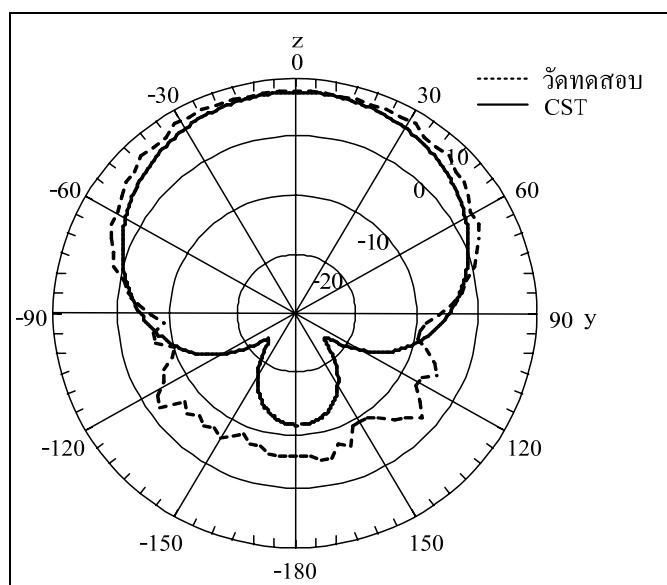
รูปที่ 5.12 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ (ต่อ)

5.5.2 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.13 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลจากการวัดทดสอบ ซึ่งแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานได้ถูกเปลี่ยนไปเป็นแบบเจาะจงทิศทางในทั้งสองระนาบ



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า

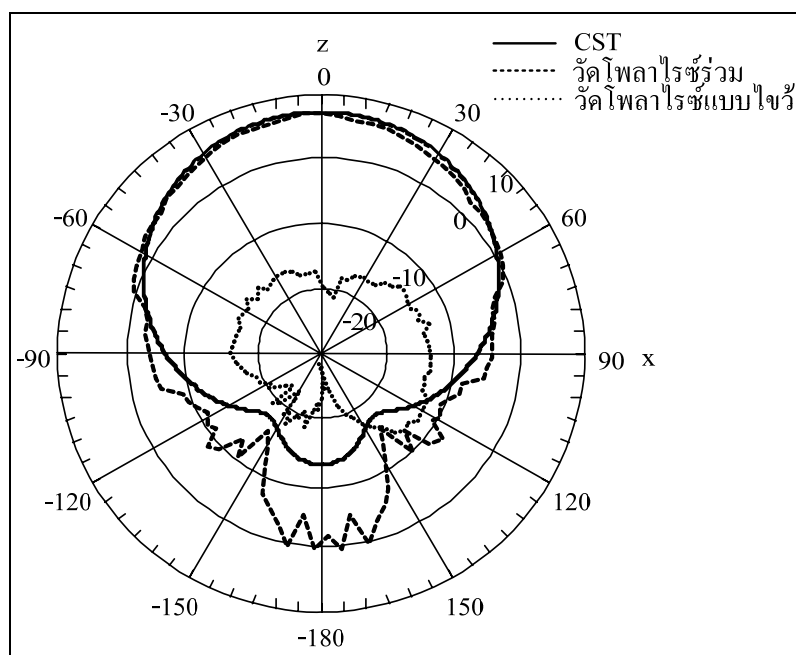


(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.13 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นตัวนำที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ

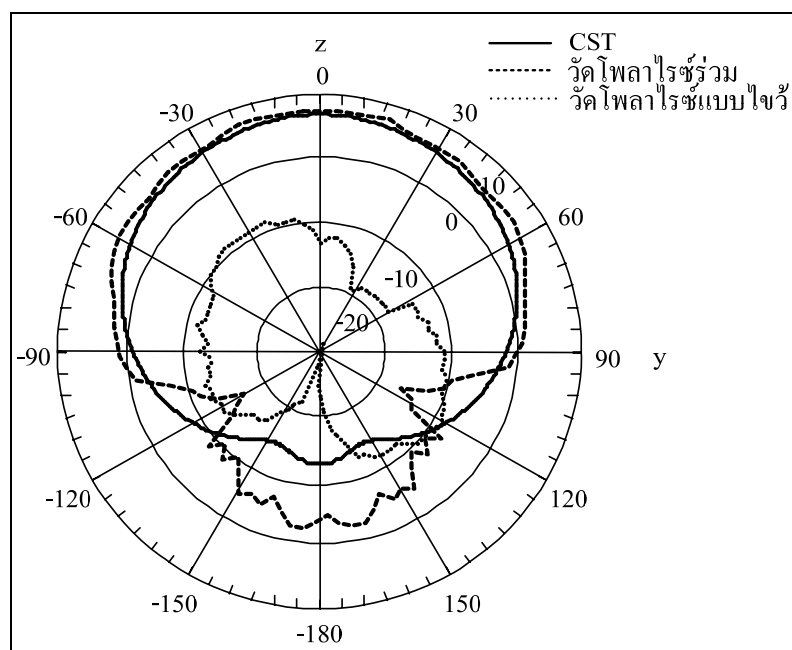
5.5.3 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลิเมนต์เปรียบเทียบกับผลจากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.14 (ก) และ (ข) ตามลำดับ และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 3×3 อิลิเมนต์ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.15 (ก) และ (ข) ตามลำดับซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลจากการวัดทดสอบ ซึ่งแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานได้ถูกเปลี่ยนไปเป็นแบบเจาะจงทิศทางในทั้งสองระนาบ โดยที่พหุหลังลดลงจากเดิมที่มีแผ่นตัวนำเป็นแผ่นสะท้อน



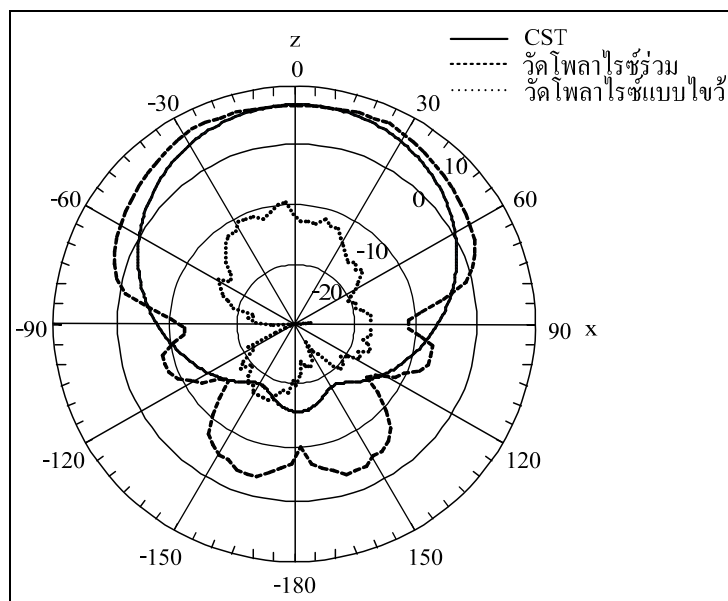
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.14 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลิเมนต์ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ

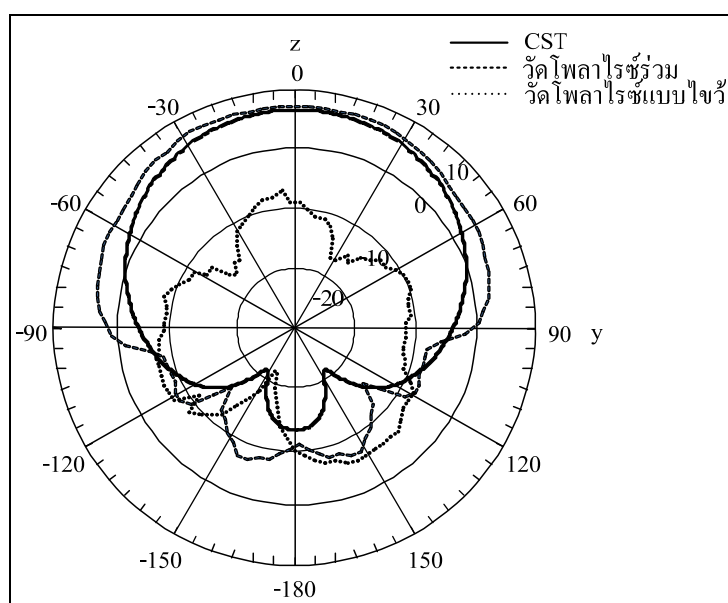


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.14 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 มิลลิเมตรที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ (ต่อ)



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.15 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 3×3 อิลิเมนต์ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ

สำหรับการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในลักษณะที่เป็นโพลาไรซ์ไขว้ (cross-polarized) ในระนาบ สนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กโดยทำการเปรียบเทียบกันกับการโพลาไรซ์ร่วม (co-polarized) ทั้งในแนวนอน และแนวตั้งของสายอากาศ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.14 และ 5.15 ในขนาด 5×5 อิลิเมนต์ และ 3×3 อิลิเมนต์ ตามลำดับ จากการวัดโพลาไรซ์ไขว้ จากรูปที่ 5.14 จะสังเกตได้ว่าแบบรูปการแผ่พลังงาน ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก สามารถกระจายคลื่นได้ดี ซึ่งแต่ละระนาบมีค่าประมาณเท่ากับ -17 dB และ -13 dB ตามลำดับ และจากรูปที่ 5.15 มีแบบรูปการแผ่พลังงาน ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก มีค่าประมาณเท่ากับ -18 dB และ -11 dB ตามลำดับ แม้ว่าเป็นจุดที่มีค่าพลังงานสูง แต่เป็น ตำแหน่งที่อยู่ด้านหลังซึ่งไม่ได้ใช้งาน

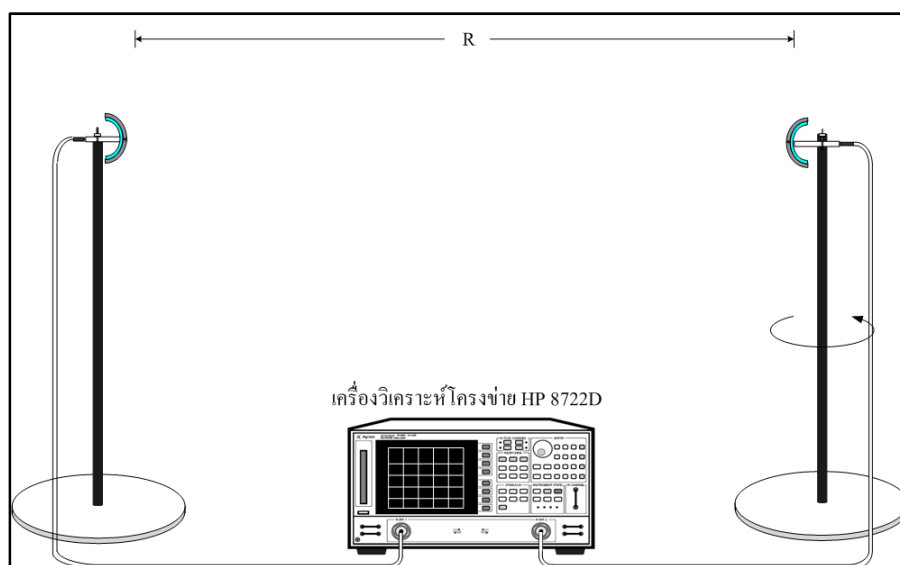
จากผลการวัดทดสอบจะ ได้ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศ สตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ

สายอากาศ	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)			
	CST		วัดทดสอบ	
	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	95.3	-	96	-
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนแผ่นตัวนำ	59.2	69.9	60	70
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 3×3 อิลิเมนต์	75.3	84.5	100	110
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 5×5 อิลิเมนต์	69.9	91.8	70	92

5.6 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

สำหรับการวัดอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในขั้นตอนแรกได้ทำการวัดอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง เพื่อหาอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ปราศจากแผ่นสะท้อน แสดงดังรูปที่ 5.16 ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้สายอากาศสองตัว (two-antenna method) ที่มีลักษณะเหมือนกันสำหรับการวัดทดสอบ โดยตัวหนึ่งที่ใช้ทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและอีกตัวหนึ่งที่เหลือจะเป็นสายอากาศภาครับ



รูปที่ 5.16 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากนั้นใช้สมการ การส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง โดยสมการการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้เท่ากับ

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

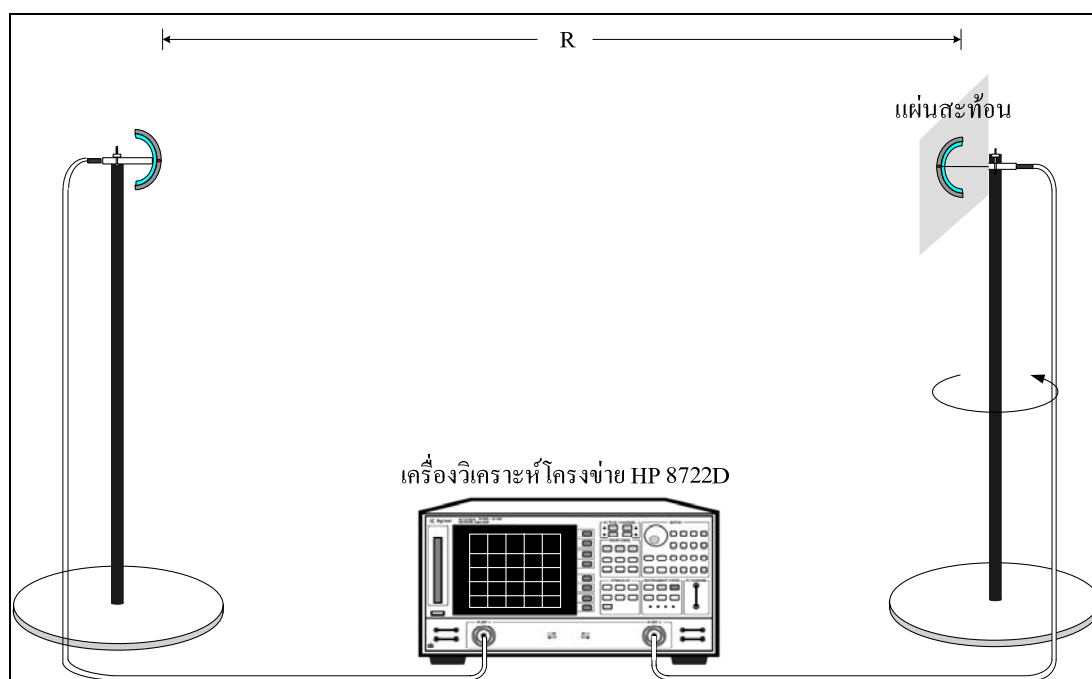
$$G_{dB} = \left(\frac{P_{r,dB} - P_{t,dB} + Loss}{2} \right) \quad (5.2)$$

$$G_{dB} = \left(\frac{P_{r_{dB}} - P_{t_{dB}} + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)}{2} \right) \quad (5.3)$$

$$G_{r_{dBb}} = P_{r_{dB}} - P_{t_{dB}} - G_{t_{dB}} + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad (5.4)$$

โดยที่	P_t	คือ	กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศส่ง
	P_r	คือ	กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศรับ
	G_{dB}	คือ	อัตราขยายรวมของสายอากาศส่งและสายอากาศรับ เมื่อสายอากาศทั้งสองตัวมีลักษณะเหมือนกัน
	G_t	คือ	อัตราขยายของสายอากาศส่ง
	G_r	คือ	อัตราขยายของสายอากาศรับ
	R	คือ	ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ (1 เมตร)
เมื่อ	$P_r - P_t$	คือ	ค่าของสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน

ในขั้นตอนต่อมาได้ทำการวัดอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ และ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 5.17 โดยกำหนดให้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งเป็นสายอากาศภาคส่งและสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนทั้งสองชนิดเป็นสายอากาศภาครับ ซึ่งได้ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายวัดกำลังไฟฟ้าที่รับได้โดยกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับที่ใช้ในการทดสอบเท่ากับ 1 เมตร มีกำลังด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่งเท่ากับ -10 dB



รูปที่ 5.17 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อน

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศstriplineไดโพลโค้ง

จากสมการ (5.3) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศstriplineไดโพลโค้งได้ดังนี้

$$G_{r_{dB}} = G_{t_{dB}} = \left[\frac{(-36.825 \text{ dB}) + 20 \log \left(\frac{4 \times \pi \times (1)}{3 \times 10^8 / 2.45 \times 10^9} \right)}{2} \right] = 1.7 \text{ dB}$$

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศstriplineไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ

จากสมการ (5.4) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศstriplineไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำได้ดังนี้

$$G_{r_{dB}} = (-31.245 \text{ dB}) - (1.7 \text{ dB}) + 20 \log \left(\frac{4 \times \pi \times (1)}{3 \times 10^8 / 2.45 \times 10^9} \right) = 7.28 \text{ dB}$$

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศstriplineไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลิเมนต์

จากสมการ (5.4) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศstriplineไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลิเมนต์ได้ดังนี้

$$G_{r_{dB}} = (-30.625 \text{ dB}) - (1.7 \text{ dB}) + 20 \log \left(\frac{4 \times \pi \times (1)}{3 \times 10^8 / 2.45 \times 10^9} \right) = 7.9 \text{ dB}$$

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 3×3 อิลิเมนต์

จากสมการ (5.4) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 3×3 อิลิเมนต์ได้ดังนี้

$$G_{dB} = (-31.075 \text{ dB}) - (1.7 \text{ dB}) + 20 \log \left(\frac{4 \times \pi \times (1)}{3 \times 10^8 / 2.45 \times 10^9} \right) = 7.45 \text{ dB}$$

จากผลการคำนวณจะได้อัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ค่าอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ

สายอากาศ	อัตราขยาย (dB)	
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	1.5	1.7
สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ	7.3	7.28
สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 3×3 อิลิเมนต์	7.5	7.45
สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 5×5 อิลิเมนต์	7.8	7.9

5.7 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้าง และการวัดทดสอบคุณลักษณะคุณสมบัติของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อน ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลบนแผ่นสะท้อนต้นแบบในสนามระยะไกล รวมถึงอัตราขยายมีผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และจากการนำไปวัดทดสอบ คล้ายคลึงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกันซึ่งอาจจะมีสามเหตุมาจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้จำลองผล ตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง

บทที่ 6

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศสตริปไดโพลถูกนำมาตัดโค้งวางในแนวระนาบบนท่อพีวีซีเพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่นของสายอากาศ และปรับแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางด้วยการวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสายอากาศจะมีลักษณะของการกระจายคลื่นไปยังทิศทางที่ต้องการ และสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้กว้างขึ้นในระนาบอซิมูท (azimuth) สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาขนาดและโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากการปรับค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง สำหรับการประยุกต์ใช้งานเพื่อเป็นแผ่นสะท้อนสำหรับสายอากาศสตริปไดโพลโค้งโดยที่ทั้งสององค์ประกอบมีความถี่ปฏิบัติการที่ตรงกันคือ 2.45 GHz สำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดี ในการเก็บค่าผ่านทางบนทางด่วน

สำหรับการออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบในวิทยานิพนธ์นี้ ในเบื้องต้นได้ออกแบบหาสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ โดยการปรับเปลี่ยนหาค่ารัศมีความโค้งที่เหมาะสมเพื่อให้ได้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่มีความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.4 GHz ถึง 2.58 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่สำหรับระบบเก็บค่าผ่านทางของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี จากนั้นนำสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมาวางในแนวระนาบบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทาง โดยมีระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและพื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่เหมาะสมในการใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นแผ่นสะท้อน โดยทำหน้าที่ระงับคลื่นผิวจะส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายสูง โดยได้เลือกใช้โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ในการออกแบบเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าก่อน สำหรับรายละเอียดในการออกแบบและวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 จากตารางที่ 6.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเมื่อพิจารณาความกว้างแถบที่ได้จากความถี่ความต้องการที่จะนำไปใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีที่ตั้งเป้าหมายไว้นั้น และอัตราขยาย

ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกัน พบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	CST		วัดทดสอบ	
ความกว้างแถบ	(2.20 GHz ถึง 2.80 GHz)		(2.24 GHz ถึง 2.96 GHz)	
อัตราขยาย (dB)	7.8		7.9	
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก
	78.3	91.8	79	92

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

จากบทที่ 5 ระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีระยะห่างค่อนข้างมาก เนื่องจากถ้าวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งใกล้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเกินไปความกว้างแถบจะแคบ แนวทางการแก้ไขคือปรับขนาดไดโพลเล็กทรอนิกส์ของวัสดุฐานรองให้หนาขึ้น

6.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีเพียงอิมพีแดนซ์เดียว สามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศได้โดยการจัดแถวลำดับสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถปรับไปใช้งานที่ความถี่ที่ต้องการได้ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งคือ รัศมีความโค้งและความยาวของสายอากาศ รวมถึงระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า พร้อมทั้งปรับเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของพื้นผิวช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รายการอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สรรค์ และ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ (ม.ป.ป.). **คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ.**
สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- รังสรรค์ วงศ์สรรค์. (2552). **วิศวกรรมสายอากาศ.** สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชา
วิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- I-Fong, Chen., Chia-Mei, Peng., and Sheng-Chieh, Liang. (2005) **Single Layer Printed Monopole Antenna for Dual ISM-Band Operation.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol. 53, No. 2, pp. 1270-1273.
- Taguchi, M., Egashira, S., Tanaka, K. (1991) **Sleep Antenna with Ground Wires.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Vol. 39, No.1, pp. 1-7.
- Jame, J.D., and Hall, P.S. (1989) **Handbook of Microstrip Antenna,** Vol.1, London.
- Sim, D.-U., Choi, J.-I. (2006) **A Compact Wideband Modified Planar Inverted F Antenna (PIFA) for 2.4/5-GHz WLAN Applications.** Antennas and Wireless Propagation Letters. Vol. 5, No. 1, pp. 391-394.
- Krishnan, L.-W, Li., and M.-S, Leong. (2005) **A V-Shaped Structure for Improving the Directional Properties of the Loop Antenna.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol.53. pp. 2114-2117.
- Dubost, G. (1981) **Flat Radiating Dipoles and Applications to Arrays.** RESEARCH STUDIES PRESS A DIVISION OF JOHN WILEY & SONS LTD. pp. 28-36.
- Thumvichit, A., Takano, T. (2006) **Ultra Low Profile Dipole Antenna with a Simplified Feeding Structure and a Parasitic Element.** IEICE Transaction Communications, vol.E89-B, No.2, pp. 576-580.
- Thumvichit, A., Takano, T. (2007) **Characteristics Verification of a Half-Wave Dipole Very Close to a Conducting Plane With Excellent Impedance Matching.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.55, No.1.

- Pimpol, S. and Wongsan, R. (2007) **Impedance Analysis of a Shorted-End Curved Dipole on Reflector Plane using Method of Moment**. The 2007 ECTI International Conference, Thailand, Vol. 2, pp. 667-670.
- Sievenpiper, D., Zhang, L., Broas, R. F. J., Alexopolus, N. G., and Yablonovitch, E. (1999) **High Impedance Electromagnetic Surface with a for-bidden Frequency Band**. IEEE Trans. Microw. Theory Tech, Vol. 47, No. 11, 2059–2074.
- Wongsan, R. (2009) **A wide-beam array antenna using shorted-end curved dipoles on a reflector plane**. WSEAS Trans. Commun, vol. 8, pp. 207–216.
- Li, L., Li, B., Liu, H., and Liang, C. (2006) **Locally resonant cavity cell model for electromagnetic band gap structure**. Transactions on Antenna and Propagation, vol. 54, pp. 90–100.
- Wang, E., Zheng, J., and Liu, Y. (2009) **A Novel Dual-Band Patch Antenna for WLAN Communications**. Progress In Electromagnetics Research C, Vol.6, 2009, pp. 93-102.
- Elkamchouchi, H., and Abu Nasr, M. (2004) **The S-Shaped Dipole Antenna**. 2004 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceeding, 2004, pp. 19-22.
- Yang, F., Rahmat-Samii, Y. (2009) **Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering**. USA by Cambridge University Press, New York.
- Wang, E., Zheng, J., Lui, Y. (2009) **A Novel Dual-Band Patch Antenna for WLAN Communication**. Progress In Electromagnetic Research C, vol. 6, pp. 93–102.
- Zhan, L., Rahmat-Samii, Y. (2000) **PBG, PMC and PEC Ground Plane: A Case Study of Dipole Antenna**. IEICE Transaction. Communications, pp. 674–677.

ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1) N. Fhafhiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, **A Shorted-End Curved Strip Dipole on Dielectric and Conducting Plane for Wireless LANs** , The 2009 International Symposium on Antenna and Propagation, 2009, pp. 835-838.

2) N. Fhafhiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, **High Directive Gain Antenna Using Shorted-end Curved Strip Dipole on Electromagnetic Band Gap**, Progress In Electromagnetics Research Symposium 2010, March 22-26, 2010, Xi'an, China.

3) N. Fhafhiem and P. Krachodnok, **The Study of A Curved Strip Dipole Antenna Parameters On EBG Reflector Plane for RFID Applications**, The World Scientific and Engineering Academy and Society, March 23-25, 2010, Penang, Malaysia.

4) N. Fhafhiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, **Curved Strip Dipole Antenna on EBG Reflector Plane for RFID Applications**, WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS, Issue 6, Volume 9, June, 2010.

A Shorted-End Curved Strip Dipole on Dielectric and Conducting Plane for Wireless LANs

[#]N. Fhaffiem, P. Krachodnok, M. Uthansakul, and R. Wongsan
School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology
Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand, Email: m5140732@g.sut.ac.th

1. Introduction

Wireless local area network (WLAN) system has been extensively used for communications in wide range of the service area. The antenna is important for develop WLANs, it applied for high frequency 2.45 GHz. In addition the antenna has been sufficient gain, it required either unidirectional or omnidirectional beam coverage abroad area and high power handling. Moreover, the antennas are relatively simple in concept, structure easy, and inexpensive. The dipole antenna has some qualification that prominent point, its shape could be change easy and variety. This antenna will be usually placed at the wall of rooms or buildings. However, most kinds of this antennas has omnidirectional pattern, therefore, they are not suitable for field radiating in the large room because of power loss in unnecessary directions such as outside of room. Also, this paper is interested that qualification. This argues, if we can design an antenna to illuminate a predefined wide coverage area, it will have more efficient for field radiating.

The related literatures to the shape or curved dipole structure have been reported by several authors. Krishnan et al. [1] presented a V-shape wire loop that structure liked butterfly, it had elliptically radiation pattern. Dubost [2] presented the antenna which is shorted-circuited dipole parallel on perfect reflector plane. Tumvichit et al. [3] presented a half-wave dipole with a conductor plane at a distance much smaller than a quarter wavelength, the operating frequency is 2 GHz. Feed point of the antenna is fed through the coaxial cable on the backside of the conductor plane, it had the half power beamwidth is 85.5° in the E-plane and 87° in the H-plane. Besides these, Pimpol and Wongsan [4] presented the impedance analysis of a shorted-end curved dipole on reflector plane. A curved dipole consists of curved wire dipole and shorted their both end on metallic reflector plane applied for the broadcasting station (UHF TV). As far as we know, there is no information about curved strip dipole which is necessary for the structure that requires the simple in concept, simple feeder high power handling, small structure, and used for high frequency that is required. Since impedance is the important characteristic that determines efficiency of antenna. Therefore, this paper focuses on the impedance and parameter that used for design of a shorted-ends curve strip dipole. Numerical result of this antenna will be simulated by Computer Simulation Technology (CST) Software.

At first, we present about configuration geometry of propose curved strip antenna (Sect. 2). Next, current distributions, input impedance, return loss, and radiation patterns are introduced with computational results in Sect. 3. Finally, the conclusions are given in Sect. 4.

2. Configuration of the Proposed Antenna

A shorted-end curved dipole antenna is constructed of a curved strip dipole that it is mounted over a dielectric which has permittivity (ϵ_r) is 3.6. The both ends of curve strip dipole are welded connection on a metallic conductor plane as shown in Figs. 1 and 2. The parameters of antenna consist of the total length and wide of curved strip dipole expressed by L_d and w , respectively, and the radius a is aligned along ϕ -direction at which the feed center of this curved strip is connected at $\phi = \pi/2$. In addition, the dimension of the square reflector plane is $L \times W$. The length L_d is half-wavelength structure at curved strip dipole.

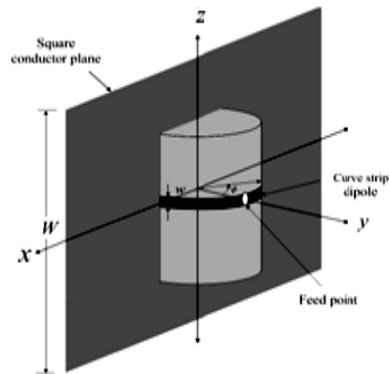


Figure 1: Configuration of the Curved Strip Dipole on Dielectric and Conductor Plane

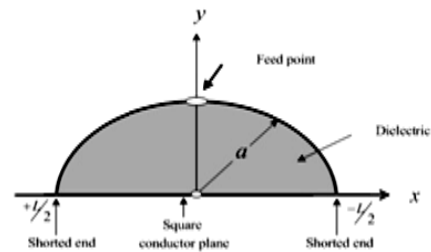


Figure 2: Model of a Horizontal Curved Strip Dipole on Dielectric and Conductor Plane

3. Numerical Results

The objective of this paper is to match the constructed antenna with a 50 ohms coaxial feed at a desired frequency. The curved strip dipole antenna was designed for 2.45 GHz ($\lambda = 8$ cm). From calculations, it is found that the half-wavelength of curved strip dipole is $L_d = \pi a$. In order to tune the center frequency of the constructed antenna to 2.45 GHz, we analyze the antenna model by using the CST software. In the computation, L_d , w , L , and W are varied. From optimize analysis, the good matching and the proper gain of this antenna could be obtained. The data of the antenna geometry is summarized in Table 1.

3.1 Current Distribution, Input Impedance, and Return Loss

For illustrated in Fig. 3, it found that the appropriate length of this curved strip dipole should be 0.47λ because a dielectric is affected to decrease a few length of curve strip dipole. Also, the current magnitude at the both ends is zero and at the feed point current is most. As shown in Fig. 4, the length of curved strip dipole and size of conductor plane is the important parameter to characterize the impedance characteristic. After optimize analysis, we have obtained good impedance matching with 50 ohms at 2.45 GHz, and the excellent return loss is -15.42 dB as illustrated in Fig. 5.

Table 1: The Data of the Antenna Geometry

Parameters	Electrical Size
w	0.04λ
L_d	0.47λ
W	0.42λ
L	0.50λ
a	0.17λ

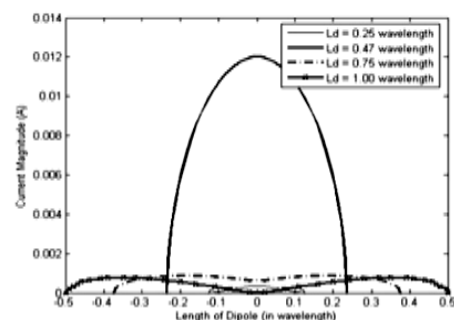


Figure 3: Current Distribution of Curved Strip Dipole on Dielectric and Conductor Plane

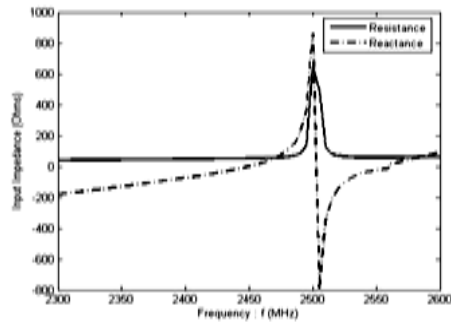


Figure 4: Input Impedance of Curved Strip Dipole on Dielectric and Conductor Plane

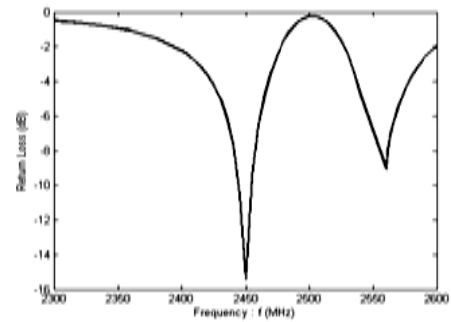


Figure 5: Return Loss of Curved Strip Dipole on Dielectric and Conductor Plane

3.2 Radiation Patterns

The radiation patterns are shown in Figs. 6 and 7 which E- and H-plane of the antenna correspond to the xy -plane and yz -plane, respectively. The maximum radiation occurs in the normal direction to a reflector plane. We have achieved a maximum gain of 6.21 dB which is higher than that of a traditional half-wave dipole. Moreover, it had the half power beamwidth E- and H-plane are 80° and 90° , respectively, that is wide because the antenna is bended to curved and also sideward along the plane in a small amount. The results of gain, HPBW, and patterns are well agreement of antenna for wireless local area (WLAN) system. In application that wanted unidirectional beam and high gain, which is wider than straight dipole.

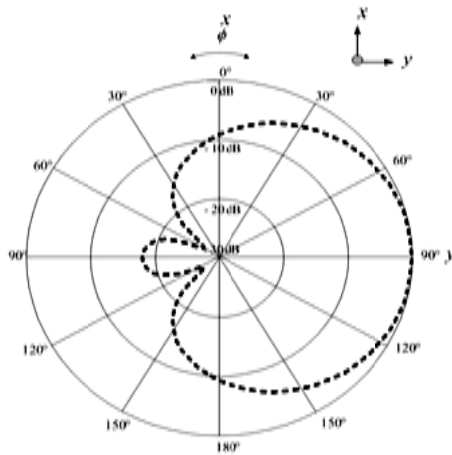


Figure 6: Radiation Pattern in xy -Plane

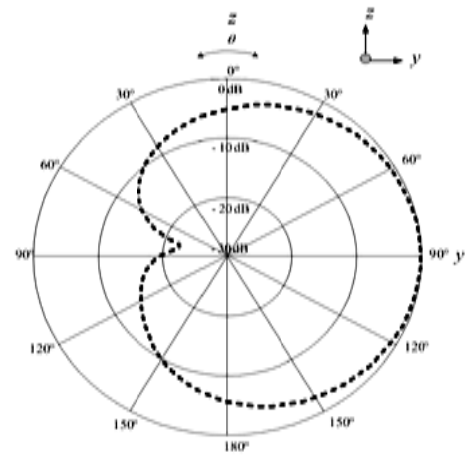


Figure 7: Radiation Pattern in yz -Plane

4. Conclusion

This paper proposes curved strip dipole on dielectric and reflector plane antenna which is utilized to usually placed at the wall and ceiling for wireless communication system at 2.45 GHz. Design and analysis of propose antenna use Computer Simulation Technology (CST) Software. It has been structure uncomplicated and in expensive that was demand on equipment for communication system. In addition, it has been enough beamwidth for wireless local area network (WLAN) system and high directive gain and then, it had developed simple dipole to curved dipole feed point at center of curved. This antenna obviated back lobe by conductor plane and have a small size due to permittivity of dielectric.

References

- [1] Krishnan, L.-W. Li, and M.-S. Leong, "A V-Shaped Structure for Improving the Directional Properties of the Loop Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, pp. 2114-2117, June 2005.
- [2] G. Dubost, "Flat Radiating Dipoles and Applications to Arrays," RESEARCH STUDIES PRESS A DIVISION OF JOHN WILEY & SONS LTD. pp. 28-36.1981.
- [3] Thumvichit , Takano, "Ultra Low Profile Dipole Antenna with a Simplified Feeding Structure and a Parasitic Element", *IEICE Trans. Commun.*, vol.E89-B, No.2, pp. 576-580, 2006.
- [4] Pimpol, Wongsan, "Impedance Analysis of a Shorted-End Curved Dipole on Reflector Plane using Method of Moment ,"*The 2007 ECTI International Conference, Thailand, Vol. 2*, pp. 667-670, 2007.

High Directive Gain Antenna Using Shorted-end Curved Strip Dipole on Electromagnetic Band Gap

N. Fhafhiam, P. Krachodnok, and R. Wongsan
 School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering
 Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand

Abstract— This paper presents a curved strip dipole constructed of a metallic sheet that is bended to a half annular and the both ends are short circuited on electromagnetic band gap (EBG) ground plane. The EBG surface is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band, resulting in good radiation efficiency. The proposed antenna is suitable to apply for wireless communications at 2.45 GHz and it will be usually placed at the wall and ceiling of large rooms or buildings. The maximum gain occurs in the normal direction to a reflector plane that direct to service area. The numerical results are given by Computer Simulation Technology (CST) software. From the numerical results, the frequency response of return loss and radiation patterns can be investigated. The simulation results show a maximum gain of 9.7 dB, it has maximum gain higher than a curved strip dipole which is mounted over a conductor plane.

1. INTRODUCTION

With the rapid development of the wireless communications and the communication industry, the antenna is important to develop wireless local area network (WLAN) and worldwide interoperability for microwave access (WiMAX), it is applied for high frequency 2.45 GHz. In addition, the antenna has been sufficient gain and it required either unidirectional or omnidirectional beam, coverage abroad area, and high power handling. Moreover, the antenna is relatively simple in concept, structure easy, and inexpensive. The dipole antenna has some qualifications that are prominent point, its shape could be change easy and variety. However, the dipole antenna has low gain and the half power beamwidth (HPBW) in the E -plane is about 78 degree. This argues, if we can design antenna to illuminate a predefined wide coverage area, it will have more efficiency for field radiating. The related literatures to the shape or curved dipole structure have been reported by several authors. Krishnan et al. [1] presented a V-shape wire loop that structure like butterfly. Dubost [2] presented the antenna which short circuited dipole parallel on perfect conductor plane. Tumvichit et al. [3] presented a half-wave dipole with a conductor plane at a distance smaller than a quarter wavelengths. Pimpol and Wongsan [4] presented the impedance analysis of a shorted-end curved dipole on reflector plane. Fhafhiam et al. [5] presented shorted-end curved strip dipole antenna on conductor plane for 2.45 GHz. In this paper, shorted-end curved strip dipole antenna on EBG designed form extremely attractive solutions for wireless communication are presented. A strip dipole is bended to curve for wider HPBW and it is mounted over a curve dielectric for durable of the antenna. In recent years, the EBG structures have been developed in fields of antenna, and it is exhibit high impedance characteristic on a certain frequency range and in-phase reflection characteristics for the incident wave [6]. Therefore, the EBG surface is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band, resulting in good radiation efficiency. For this reason, we are attractive solutions about EBG for the ground plane of curved strip dipole antenna. This antenna has achieved the maximum gain more than the antenna on conductor plane. In the same time, it could be cover bandwidth of IEEE standard (802.11 b/g).

2. ANTENNA DESCRIPTION AND DESIGN GEOMETRY

The geometry of the curved strip dipole antenna short circuited both ends on EBG ground plane with detailed dimensions is shown in Fig. 1. The antenna is constructed of a metal plate (a 1 mm thick perfect conductor plate), it is mounted over an inexpensive curve polyvinyl chloride (PVC) with the dielectric constant of 3.4. The thickness and wide of dielectric are 1 mm and 30 mm, respectively. The parameters of antenna consist of the total length and wide of curved strip dipole expressed by L_d and w_1 , respectively, and the radius a is aligned along ϕ -direction. The feed center of this antenna is connected at $\phi = \pi/2$. In addition, the analysis models of EBG reflector plane consist of square metal patches on ground plane. The EBG structure, has 5×5 unit cell and an overall dimensions of $142.68 \text{ mm} \times 142.68 \text{ mm}$, uses a 1.6 mm thick FR4 substrate with a

permittivity of 4.5. The patch width (W) is 25.88 mm. The radius of the vias (r) is 1.48 mm and the gap width is 3.32 mm.

3. NUMERICAL SIMULATIONS RESULTS

3.1. The Curved Strip Dipole Antenna

The objective of this paper is increased directive gain of simple dipole to application in the WLAN and WiMAX environment. The curved strip dipole antenna is designed for 2.45 GHz ($\lambda_g = 82.55$ mm) as shown in Fig. 2, it is curved strip dipole antenna without reflector plane. The half-wavelength of curve strip dipole is $L_d = \pi a$ and it is mounted on dielectric. The data of the curved strip dipole antenna geometry is summarized in Table 1. In the computations, L_d and w_1 are varied. From optimized analysis, the good matching of this antenna could be obtained, the input impedance is matched to a 50 Ohms transmission line [5]. From the resulting, the antenna has a low gain of 1.5 dB and return loss is illustrated in Fig. 2(b). The HPBW in E -plane is 95.3° . The curved strip dipole antenna will be usually placed at the center of large rooms but it has omnidirectional radiation pattern. The power may be loss to unnecessary place.

3.2. The Curved Strip Dipole Antenna Separated by 1/4 Wavelength from the Conductor Plane

From our objective, the antenna could be unidirectional antenna. The curved strip dipole antenna is located on the perfect electric conductor (PEC) as shown in Fig. 3(a). The present of a reflector redirects half of the radiation into the opposite direction, improving the antenna gain, and partially shielding objects on the other side. Unfortunately, if the antenna is too close to the conductive

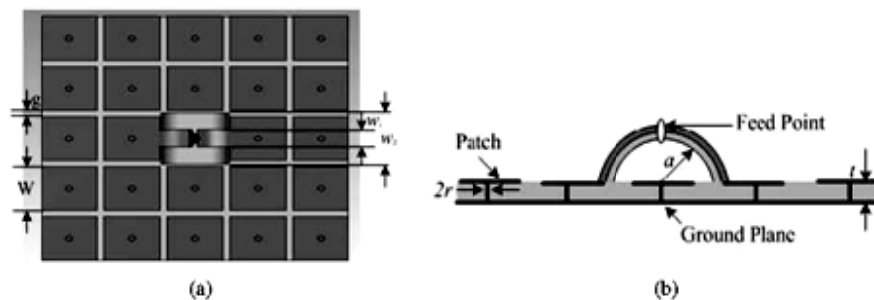


Figure 1: Configuration of the propose antenna, (a) front view and (b) side view.

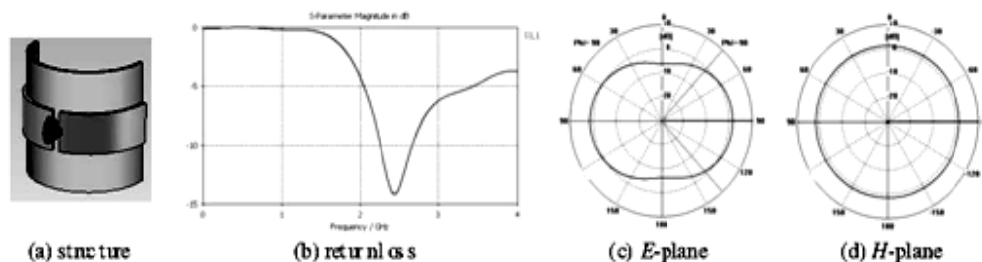


Figure 2: Curved strip dipole antenna without reflector plane.

Table 1: The data of the curved strip dipole.

Parameter	Size
w_1	10 mm
w_2	30 mm
L_d	52.77 mm
a	16.8 mm

surface, the face of the impinging wave is reversed upon reflection, resulting in destructive interference with the wave emitted in the other direction. Also, the image currents in the conductive sheet cancel the current in the antenna and the surface wave in electric and magnetic field of conductor plane is not suppressed. To solve this problem, the radiating element is separated from the reflector $\lambda_0/4$. The total round trip phase shift from the curved strip dipole, to the surface, and back to the antenna, equals one complete cycle, and the waves add constructively as shown in Fig. 3(b). The return loss of the curved strip dipole is -11 dB. The HPBW E - and H -plane are 73.1° and 99° , respectively, and directive gain is 7.52 dB. The antenna radiates efficiently, but the entire structure requires a minimum thickness of $\lambda_0/4$. In this case, the antenna is not durable for applications.

3.3. The Curved Strip Dipole Antenna Separated by $1/4$ Wavelength from the EBG Ground Plane

A line of thought, the EBG structure presented in Fig. 4 is in-phase reflection characteristic, it is placed far from feed point of curved strip dipole $\lambda_0/4$. It is suitable to ground plane of curved strip dipole because the existence of the EBG structure can suppress the propagation of surface waves as shown in Fig. 4(b). The high-impedance surface reflects all of the power just like a metal sheet, but it reflects in-phase, rather than out-of-phase, allowing the radiating element to be directly adjacent to the surface. In the other hand, the direction of the image currents results in constructive interference, allowing the antenna to radiate efficiently. The simulation results have gain of 7.3 dB and return loss of -23.3 dB. The HPBW in E - and H -plane are 58° and 123.3° , respectively. However, the structure of antenna is not strong. For this purpose, curved strip dipole will be short circuited both ends on EBG ground plane for a durable of structure. The data of the EBG ground plane geometry is summarized in Table 2.

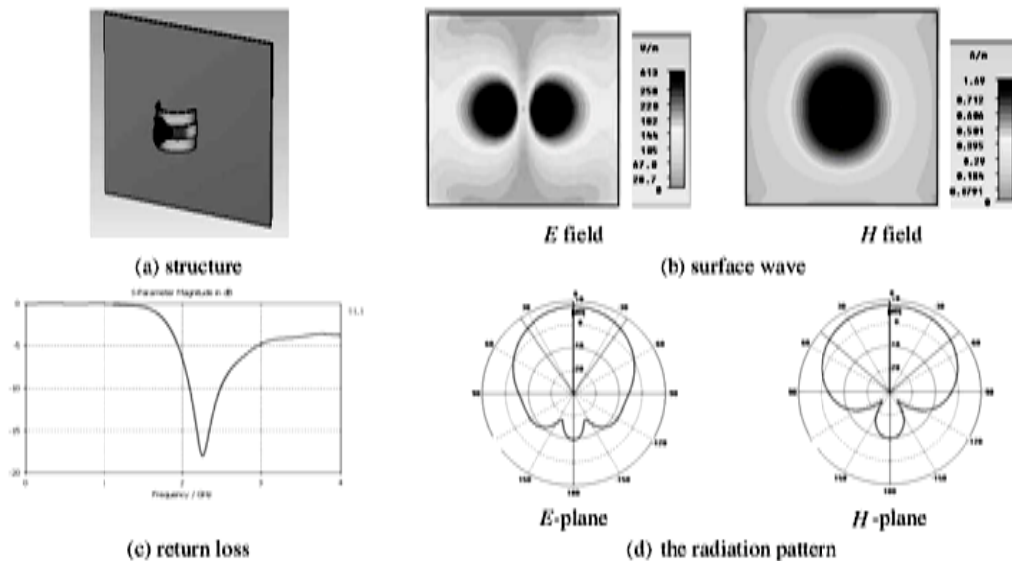


Figure 3: Curved strip dipole on conductor plane.

Table 2: The data of the EBG ground plane.

Parameter	Size
W	25.88 mm
g	3.32 mm
r	1.48 mm
t	1.6 mm

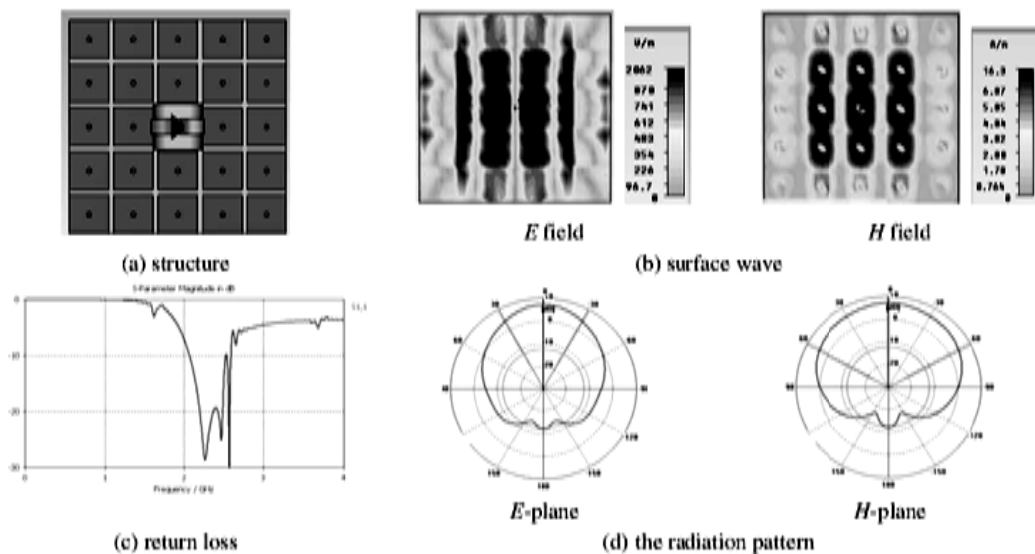


Figure 4: Curved strip dipole antenna separated by $1/4$ wavelength from the EBG ground plane.

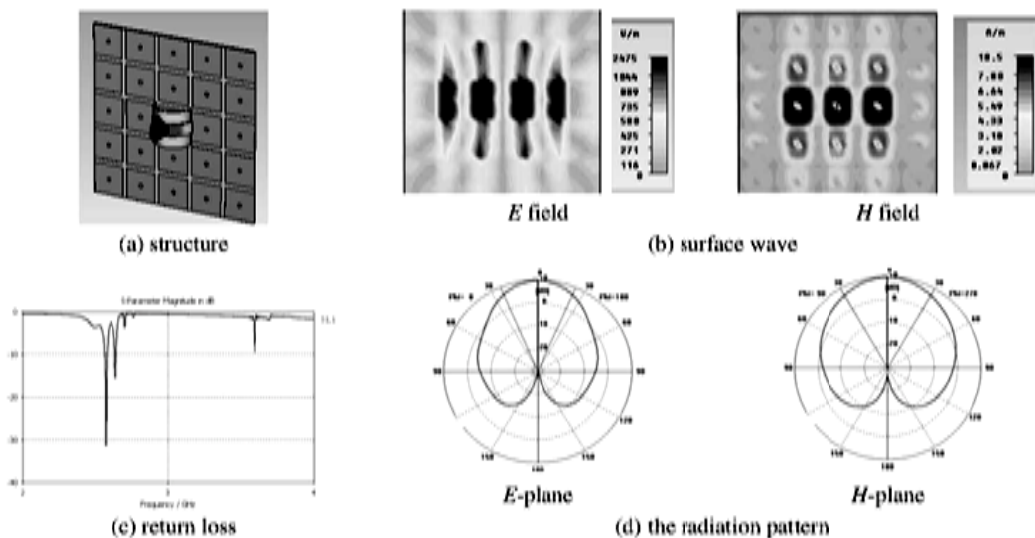


Figure 5: The short-circuited end curved strip dipole on EBG ground plane.

4. THE SHORT-CIRCUITED END CURVED STRIP DIPOLE ON EBG GROUND PLANE

From overall solutions, the short-circuited end curved strip dipole on EBG ground plane is illustrated in Fig. 5. It found that the excellent gain of proposed antenna is 9.6 dB and the return loss is -25.68 dB. The E - and H -plane radiation patterns are shown in Fig. 5(d). The maximum radiation occurs in the normal direction to ground plane. We have achieved a maximum gain which is higher than that of a radiating element on conductor plane and on EBG ground plane. Moreover, its HPBW in E - and H -plane are 47.3° and 60.4° , respectively. For the illustrated in Fig. 5(b), the surface waves in electric and magnetic field could be isolated. It is performed that the EBG structure has qualification to improve gain of antenna and to reduce the back lobe. The results of gain, HPBW, and patterns are well agreement of the antenna for WLAN and WiMAX

applications that wanted unidirectional beam and high gain. In addition, the 0-dB beamwidth in E - and H -plane are 96° and 150° , respectively.

5. CONCLUSIONS

This paper proposes a shorted-end curved strip dipole on EBG ground plane antenna which is utilized usually to place at the wall and ceiling for wireless communication system at 2.45 GHz. The antenna is designed by using Computer Simulation Technology (CST) software, it has successfully improved the gain of 9.7 dB because of the qualifications of EBG structure. The surface wave could be suppressed from EBG ground plane, therefore, the back lobe are obviated. Moreover, it has been structure uncomplicated and inexpensive that demand on equipment for communication system. The band of frequency can be improved furthermore.

REFERENCES

1. Krishnan, L.-W. and M.-S. Leong, "A V-shaped structure for improving the directional properties of the loop antenna," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, Vol. 53, 2114–2117, 2005.
2. Dudost, G., *Flat Radiating Dipole and Applications to Arrays*, Wiley-Interscience, New York, 1981.
3. Thumvichit, A., T. Takano, and Y. Kamata, "Ultra low profile dipole antenna with a simplified feeding structure and a parasitic element," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 2, 576–580, 2006.
4. Pimpol, S. and R. Wongsan, "Impedance analysis of a shorted-end curved strip dipole on reflector plane using method of moment," *Proceedings of the ECTI International Conference*, 667–670, Chang Rai, Thailand, May 2007.
5. Fhathiem, N., P. Krachodnok, and R. Wongsan, "A shorted-end curved strip dipole on dielectric and conducting plane for wireless LANs," *The 2009 International Symposium on Antenna and Propagation*, 835–838, Bangkok, Thailand, October 2009.
6. Sievenpiper, D., L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, "High impedance electromagnetic surface with a for-bidden frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, Vol. 47, No. 11, 2059–2074, 1999.

The Study of A Curved Strip Dipole Antenna Parameters On EBG Reflector Plane for RFID Applications

N. FHAFHIEM AND P. KRACHODNOK

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering
Suranaree University of Technology

111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000
THAILAND

m5140732@g.sut.ac.th, priam@sut.ac.th

Abstract: Topics from this study is the impact caused by the dimensions of the curved strip dipole that can affect the performance of this antenna mounted over the EBG ground plane for operating wireless signal in the RFID technology, by using the two quarter curved strip conductor placed on PVC dielectric. The both ends are very close to the EBG surface. The feed system is excited at the edge of each one. For appreciate results, the parameters of a curved strip dipole are considered and adjusted the structures for use with the good performance EBG surface. The consequence of, the low profile antenna in the band of 2.27-2.65 GHz are below -10 dB return loss that is the desired band. It also can demonstrate the best return loss and the radiation patterns at the required frequency. In detail, the return loss is -23 dB with the most gain of 7.5 dB and the unidirectional pattern has the E- and H-half power beamwidth of 75.3° and 84.5°, respectively. Finally, this paper also has created a prototype antenna for comparison, which results is consistent with the simulation part.

Key-Words: - Curved Strip Dipole Antenna, Electromagnetic Band Gap (EBG), RFID Technology

1 Introduction

Nowadays, the radio frequency identification (RFID) technology has been developed for an electronic toll collection on expressway. In addition, RFID technology can be used for example in identifying objects warehouse supply chain management, service logistics, control, and other automation process. The frequency bands of this technology divided into four bands are low frequency (100-200 KHz), high frequency (10-15 MHz), ultra high frequency (850-959 MHz), and microwave frequency (2.4-2.58 GHz). The compositions of RFID system, the communication between the reader and the tag is achieved by modulated back scattering of the reader's carrier wave signal. The responsibility of the tag is gather data which is adjacent with the objects. Tag consists of microchip and the antenna. The reader communicated with the tag by radio wave, it consist of receive and send radio signal, control part, and antenna. Therefore, the antenna is an important component that the RFID system should be develop for the efficiency of them. In this case, the antenna is applied for 2.45 GHz. The design of the antenna has been sufficient gain, coverage aboard area, and high power handing. Besides this, it relatively simple in concept, structure easy, low cost, and so on. The microstrip patch antenna is attractive and popular antenna due to their natural advantages such as light and weight, conformability, and inexpensive, it operating at 2.45 GHz has a peak gain of 3.8 dBi [1]. Moreover, the dipole antenna is easy to

fabricated and variety [2-3]. From the advantage of the basic antennas, we proposed a shorted-end curved strip dipole antenna on conductor plane [4] and on electromagnetic band gap ground plane. The strip dipole antenna is installed in the proximity of a conductor plane and cut in a quarter-wavelength each to form a half annular, and connected through a hole to a feeding network under the conductor. It's both ends of dipole are electrically shorted on the surface of square perfect electric conductor (PEC) and EBG reflector plane. The propose antenna is very useful to find the optimum matching condition by simply adjusting the width and the length of curved strip dipole. In the results, the maximum gain and bandwidth were obtained 6.21 dB and 2.44-2.46 band of frequency in PEC case. On the other hand, the EBG case can improve directive gain to 9.7 dB. Also, the EBG structure is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band, resulting in good radiation efficiency and bandwidth of 2.4-2.45 GHz. Our related literatures to curved strip dipole on reflector pane have a problematical about bandwidth which is not enveloping the entire microwave frequency band.

In this study, the EBG structure is obtained that can operate over the frequency range available. The electrically is mounted on it that can be suppressed the surface wave. This reason, the proposed antenna is achieved high directive gain. We optimize the distance (h) between the both ends of radiating antenna to EBG

surface and radius of curved (a) that can be impact for peak gain, wide beamwidth, and cover resonant frequency of bandwidth.

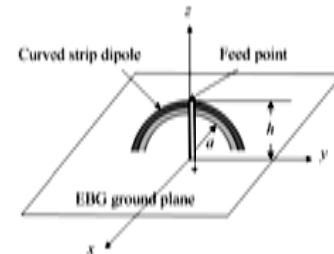
We begin with a close look at the single curved strip dipole antenna, this antenna on EBG ground plane, and their features in section 2. Next, section 3 discuss on the parameter study of proposed antenna and the results. Having confirmed the validity of this approach, the antenna prototype is fabricated, tested and experimentally in section 4. Section 5 summarizes and concludes.

2 Antenna Design

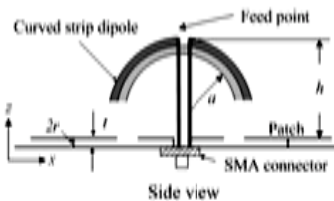
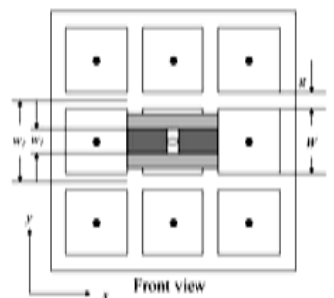
The detailed geometry and initial parameters are illustrated in Fig.1 and Table1, respectively. First of all, the curved strip dipole antenna was designed to resonate around 2.45 GHz, which is microwave band (2.4-2.58 GHz) of RFID system. The curved strip dipole is constructed of a metal plate (a 1 mm thick perfect conductor plate), and then, it is mounted over an inexpensive curved polyvinyl chloride (PVC) with the permittivity of 3.4. The width of PVC is w_2 (a 2 mm thick PVC substrate). The antenna is designed of the total length and width of metal, which expressed by L_d and w_1 , respectively. The radius a aligned along ϕ -direction. The feed center of this antenna is connecting at $\phi = \pi/2$, it has a space between two arms as minimal width. The half-wavelength of curved strip dipole of $L_d = \pi a$. In addition, the reflector of the radiating antenna is EBG structure and it is matched with resonant frequency of microwave too. Fig.1(a) shows the physical dimensions of various EBG structure, has 3x3 unit cells, and uses a 1.6 mm thick FR4 substrate with dielectric constant of 4.5 where W is the patch width, g is the gap width, t is the substrate thickness, and r is radius of vias. Finally, the radiating antenna is mounted over the top of the EBG surface with the distance h from fed.

3 The Study of A Curved Strip Dipole Parameters on EBG Reflector Plane

In order to tune the center frequency of the constructed antenna to 2.45 GHz for RFID system, we analyzed the antenna model by using the CST software which is an electromagnetic simulator for the analysis antenna. The procedure of feeder is fed by discrete port at the center of both similar plate that are bended to half curve, mounted over PVC and the antenna is placed over EBG reflector plane. It is suitable because the one unit of EBG is characteristic of the LC parallel resonant circuit. At the resonant frequency that is satisfied with the curved strip dipole, the active power will be coupled out of the slot that is equivalent to the leaky wave radiation.



(a) 3D view.



(b) Front and side view.

Fig.1 Geometry of curved strip dipole on EBG ground plane.

Table1 The initial parameters of curved strip dipole on EBG ground plane.

Antenna Parameters	Electrical Dimension	Physical Dimension
L_d	$0.5\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	61.22 mm
a	$0.15\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	18 mm
h	$0.25\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	30.6 mm
w_1	$0.03\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	4 mm
g	$0.044\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	5.39 mm
w_2	$0.16\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	20 mm
W	$0.2034\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	24.86 mm
r	$0.005\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	0.6 mm
t	$0.013\lambda_{2.45\text{ GHz}}$	1.6 mm

The EBG surface is excited from external source, which is the feeder of curved strip dipole. For this purpose, the distance between the antenna and top surface of EBG is the parameter that is important. In other words, if the radiating element is far from EBG surface of $\lambda_{2.45 \text{ GHz}}/2$, the EBG surface is not reverse a phase. Hence, total round trip phase shift from the radiating element to the surface and back to the antenna equals one complete. But the distance from the radiating element is not equal $\lambda_{2.45 \text{ GHz}}/2$ all through element when the high impedance surface has some element that out-of-phase, the ground plane has wave at edge or corner that is occur many back lobe and decrease the directive gain. Therefore, the height of the both ends of curved strip dipole over the top of the EBG ground plane is h that is varied for the excellent characteristic return loss of the antenna. Furthermore, if we will match frequency band for the curved strip dipole on EBG, it has more case where are performed below.

First of all, the original of a curved strip dipole antenna is calculated base on the total length (L_d) of $0.5 \lambda_{2.45 \text{ GHz}}$. Then radius (a) is found from (3):

$$L_d = \lambda_{2.45 \text{ GHz}}/2, \quad (1)$$

$$L_d = \pi a, \quad (2)$$

therefore,

$$a = (\lambda_{2.45 \text{ GHz}}/2)/\pi. \quad (3)$$

The proposed antenna was simulated and optimized. From the CST simulated the feed point is very easy that is discrete port, it is connected from another one arm of curved strip dipole to other side which the both ends plates were placed on EBG reflection. Future interest is changing dipole parameter form. The size values of curved strip dipole before adjustment are collected as shown in Table 1 above. Furthermore, the EBG ground plane sizes in same table were selected after a detailed parametric study for good performance. This is the impact caused by the overall size of the curved strip dipole that can affect the performance of the antenna. By mean of, the radius, distance and length will be adjusted to get the best antenna based on the EBG design.

3.1 The Effective of a Radius (a)

Where, the length of the strip dipole is $0.5\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ and the height of the feed radiating antenna over the EBG surface is $0.25\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$, while $\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ is the free space wavelength at 2.45 GHz. The first case, if a radius is varied from $0.14\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ to $0.17\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$. So, the both ends are trimmed for characteristic of half-wavelength dipole antenna.

Fig. 2 compares the simulated return loss of curved strip dipole antenna. It obviate that the radiating element

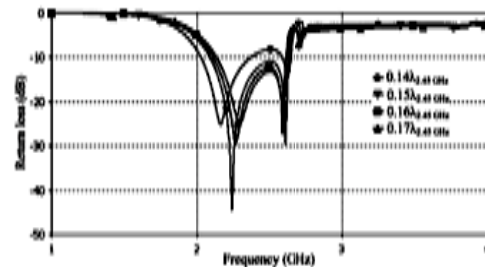


Fig. 2 Return Loss of the Curved Strip Dipole with its radius varying from $0.14\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ to $0.17\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$.

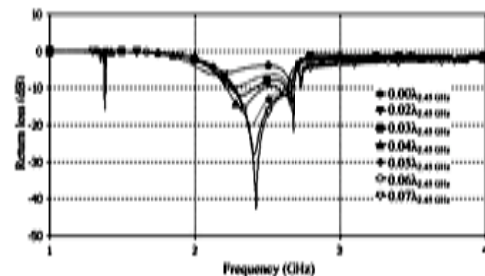


Fig. 3 Return Loss of the curved strip dipole with its height varying from $0.00\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ to $0.07\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$.

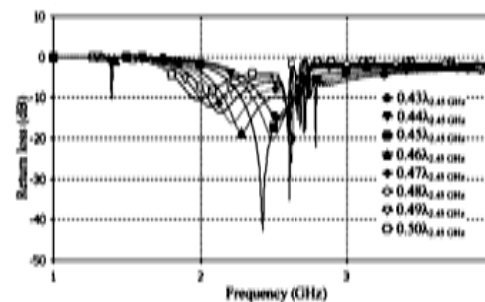


Fig. 4 Return Loss of the curved strip dipole with its length varying from $0.43\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ to $0.5\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$.

on the resonant EBG reflector surface can match well from 2.0 to 2.63 GHz. Also, the good matching is achieved with the radius $0.17\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$. However, that is not cover the microwave band of desired applications.

3.2 The Effective of Height (h) from the Feeder

The related section shows the maximum return loss at 2.23 GHz a $0.17\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ and $0.5\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ of radius and length of curved strip dipole, respectively. These

calculations, the EBG are also the same performance too. In order to find this operational frequency band of a radiating element as illustrated in Fig.3. In the second simulated case is the return loss view point when the distance between both antenna components is changed. The results view resonates at vicinal range of frequency, and can be cover all of microwave band that on demand. Considering in the curve of a specialty dipole, its cause of the reflection phase is not in almost element that is why the h parameter is not satisfied of EBG reflection phase theory. It can see the appropriate height of $0.07\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$. The minimum return loss lower than -10 dB is -23.5 dB. The distance is effect to decrease or increase gain because the reflection phase overall dipole elements is suitable. Fig 5 is the most gain at difference distance from feed point, it is obvious that $h = 0.18\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ is excellent gain of 7.5 dB. To this end, the curve strip parameters were in the better way.

3.3 The Effective of a Length (L_d)

The last parameter is the total length which is used to adjust the final because it can be matching easiest. This method is cutting the end of the two side by side equally. Similarly in last section, the EBG surface and the best possible values test are fixed when the length is not a half wavelength. Fig.4 describe the effect of adjusting the length. (L_d) which the $0.5\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$ of length decrease to $0.43\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$. In addition, the appropriate length is moving up another run all the other frequencies. The results consist with the fact that, if the size of the larger antenna and frequency will decrease whereas it's smaller and the frequency will increase. Nevertheless, the dipole has been fined shape and also be placed on PVC dielectric can make the half-wavelength can be change.

Ultimately, the radiating dipole antenna length has the most effect to efficiency of this antenna cased. Due to the length of free space dipole depend on the speech light per a desired frequency band. The appropriate dimensions are summarized in Table2.

3.4 The Perfect Antenna on EBG Ground Plane

The desired antenna is low profile, coverage aboard area, cover the frequency require band, and high gain. Formerly, the curve strip dipole don't have all of qualifications but it can be modify easy and variety. To appreciate this point, the surface wave frequency band gap is designed for cover the frequency band of 2.4-2.58 GHz, and its advantages are suppressing the surface wave.

Fig.6 shows the resizing a curve strip dipole over an EBG or a PEC reflector plane that their size with $0.74\lambda_{2.45 \text{ GHz}} \times 0.74\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$. Moreover, the both results are

Table2 The appropriate parameters of curved strip dipole.

Antenna Parameters	Electrical Dimension	Physical Dimension
L_d	$0.45\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$	61.22 mm
a	$0.17\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$	18 mm
h	$0.18\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$	30.6 mm

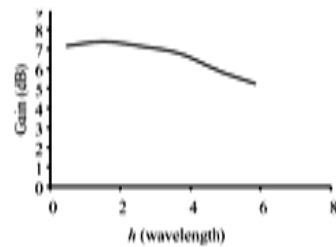


Fig. 5 Maximum gain.

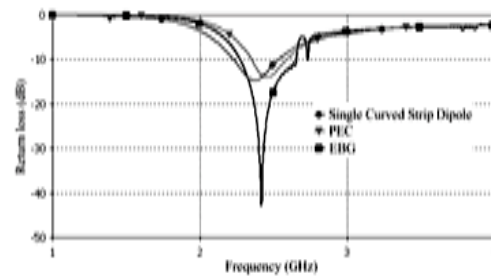


Fig. 6 Return Loss of the curved strip dipole, this antenna is over the PEC and EBG ground plane.

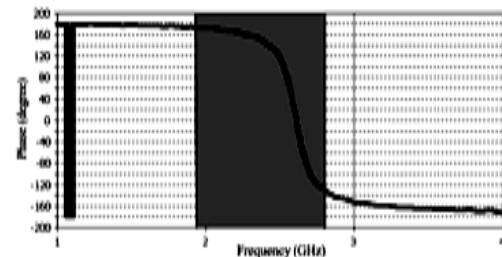


Fig. 7 Simulated the EBG reflection phase results.

compared with a former antenna. The height of the feed antenna over the top surface of EBG ground plane is following the trial so that PEC case has same overall height. With the PEC surface as the ground plane, its return loss is only -14 dB. This is because the PEC surface redirect phase of 180°, so that the direction of

image current is opposite to that of the original curve strip dipole. The reverse image current impedes the efficiency of the radiation of the dipole, resulting poor return loss more than single curved strip dipole. The one unit of EBG is characteristic of the LC parallel resonant circuit. At the mode resonant frequency, each row of metal patches has opposite electric field, and the surface wave propagating along the EBG surface will be trapped in the cavity and form the standing waves, which results in the surface waves suppression band gap. But the active power will be coupled out from the slot, which is equivalent to the leaky wave radiation [5]. Since, mount over the reference antenna on the EBG is achieved the best return loss of -23 dB, the half power beamwidth in E- and H-plane are 75.3° and 84.5° , respectively, and the excellent gain of 7.5 dB.

Moreover, the reflection phase of an EBG structure is important characteristic to improve the frequency band. Fig. 7 shows the reflection phase results of the EBG structure using dispersion diagram [6] that it is calculated by CST simulation. As a result, the frequency region from 1.9-2.7 GHz is served as the ground plane in a certain frequency of this study.

4 Experimental Validation

To verify the simulation results, a prototype of the curved strip dipole antenna on EBG ground plane is fabricated as shown in Fig.8. When the curved strip dipole antenna is passed the matching test, it is mounted over the EBG ground plane with $h = 0.18\lambda_{0.45 \text{ GHz}}$. The feed mechanism as shown in Fig.1, it is composed of the inner and outer feed line. The two quarter annular metals plate form a curved strip dipole, coupled by a SMA connector to produce a current along the edge of one plate by the inner, the outer is ground with the other side. The return loss is measured by using an HP8722D Network Analyzer. The antenna is trimmed equal both ends off for matching impedance. Therefore, the length of antenna prototype is decrease that is a good effect for the low profile antenna.

Fig.9 as shown the measure return loss, the antenna in the bandwidth of 2.06-2.59 GHz are below -10 dB that is cover all of frequency band for the RFID microwave frequency band (2.4-2.58 GHz). Fig.8 is shown the comparison of the simulated and measured results for the total far-field radiation patterns which is corresponds to the y-z plane ($\phi = 90^\circ$) and x-z plane ($\phi = 0^\circ$). The resulting, the measured half power beamwidth in E- and H-plane are about 100° and 110° , respectively, that the measurement is performed in the simulation results. The maximum gain is 7.4 dB that it is sufficient for the antenna of RFID antenna reader in wireless communications.

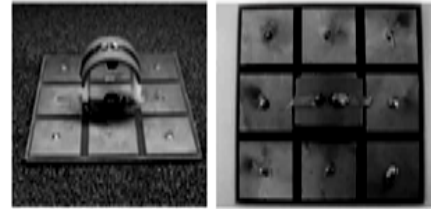


Fig. 8 The prototype of the antenna on EBG ground plane.

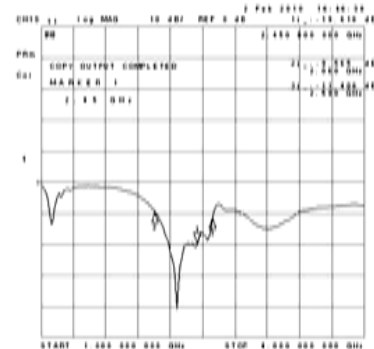


Fig. 9 Measured return loss of the perfectly antenna.

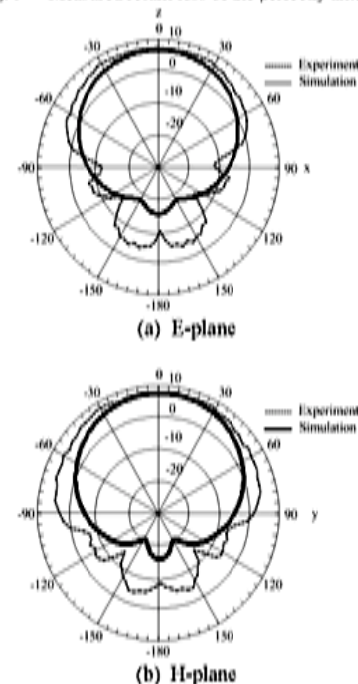


Fig. 10 Compared total far-field radiation patterns.

5 Conclusions

The curved strip dipole antenna is wider beamwidth than strength wire dipole because of curved of dipole. It has been structure uncomplicated and inexpensive that was demand on equipment for RFID system. The curved strip dipole on EBG ground plane is utilized to place at the RFID reader. Therefore, the curved strip dipole antenna is mounted over EBG ground plane. The EBG ground plane redirect half of the radiation in to the opposite direction, improving the antenna gain to 7.5 dB. The distance between the fed and reflector, the radius of curve, and the length of strip dipole is effected to changed the resonant frequency. Therefore, this study is optimal overall parameters of dipole for the appropriation with the frequency band of EBG. When the antenna and ground plane are satisfied, it has a high efficiency. Moreover, the proposed antenna can be apply for another band by adjust the three of parameter and shift a phase of EBG to resonant frequency band.

References:

- [1] E. Wang, J. Zheng, and Y. Liu, A Novel Dual-Band Patch Antenna for WLAN Communications, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol.6, 2009, pp. 93-102.
- [2] Krishnan, L.-W. Li, and M.-S Leong, A V-Shaped Structure for Improving the Directional Properties of the Loop Antenna, *IEEE. Trans. Antenna Propag*, Vol.53, No.6, 2005, pp. 2114-2117.
- [3] H. Elkamchouchi, and M. Abu Nasr, The S-Shaped Dipole Antenna, *2004 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceeding*, 2004, pp. 19-22.
- [4] N. Fhathiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, A Shorted-End Curved Strip Dipole on Dielectric and Conducting Plane for Wireless LANs , *The 2009 International Symposium on Antenna and Propagation*, 2009, pp. 835-838.
- [5] L. Li, B. Li, H. Liu, and C. Liang, Locally resonant cavity cell model for electromagnetic band gap structure, *IEEE. Trans. Antenna Propag*, Vol.54, No.1, 2006, pp. 90-100.
- [6] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, USA by Cambridge University Press, New York, 2009

Curved Strip Dipole Antenna on EBG Reflector Plane for RFID Applications

N. FHAFHIEM, P. KRACHODNOK, AND R. WONGSAN
 School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering
 Suranaree University of Technology
 111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000
 THAILAND
 m5140732@g.sut.ac.th

Abstract: This paper presented the study and design the curved strip dipole on Electromagnetic Band Gap (EBG) reflector plane that can be affected the performance of the proposed antenna for RFID application. The proposed antenna consists of a strip dipole that constructed of a metallic sheet and it was bended to be a half of annular with feed point at the center for yielding wider beamwidth. Normally, a curved strip dipole antenna without the reflector provides low gain of 1.5 dB, due to its features of radiation patterns, both in azimuth and elevation planes. In our case, the resonant EBG technology has been used to be a reflector for directive gain increment by utilizing the good performances of EBG structure, which is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band. Therefore, when this curved dipole is appropriated located horizontally on a resonant EBG reflector, the low profile antenna that provides good performance such as large beamwidth, wide bandwidth, and high directive gain can be obtained, consequently. The first curved strip dipole antenna with 3×3 elements and the second one with 5×5 elements of EBG reflectors, respectively, have been fabricated and their RF performances have been measured. For 3×3 elements of EBG reflector, the measured beamwidth in E- and H-planes are 100° and 110°, respectively, frequency bandwidth is 2.06-2.59 GHz and directive gain is 7.45 dBi at 2.45 GHz. In case of 5×5 elements of EBG reflector, the measured beamwidth in E- and H-planes are 65° and 120°, respectively, frequency bandwidth is 2.06-2.62 GHz and directive gain is 7.65 dBi at 2.45 GHz. From simulation and experimental results, it's obvious that many applications can be conceived for a curved strip dipole on EBG reflector plane due to its geometrical and electromagnetic features.

Key-Words: - Curved Strip Dipole Antenna, Electromagnetic Band Gap (EBG), RFID Technology

1 Introduction

With the advances of the wireless communication technology and the communication industry, the antenna becomes an important part of electrical devices in wireless communication after late 1888 [1-3]. Nowadays, the radio frequency identification (RFID) technology has been developed for an electronic toll collection on expressway. In addition, RFID technology can be used for any examples in identifying objects warehouse supply chain management, service logistics, control, and other automation process. The frequency bands of this technology divided into four bands are low frequency (100-200 KHz), high frequency (10-15 MHz), ultra high frequency (850-959 MHz) and microwave frequency (2.4-2.58 GHz). The compositions of RFID system are the communication between the reader and the tags, which is achieved by modulated back scattering of the reader's carrier wave signal, while the tag consists of microchip for gathering the data of objects that will be identified and antenna for communicating to the reader by radio wave. Therefore, the antenna is an

important component, which has been developed to obtain the highest efficiency for the RFID system. In this paper, the antenna has been designed at 2.45 GHz for RFID applications in microwave frequency band. The desired features of the proposed antenna are sufficiently high gain, wide coverage area, and high power handling. In addition, economically, this antenna should be relatively simple in concept, easy structure, low cost, and so on. With some features of the microstrip patch antenna, which are attractive and popular due to their natural advantages such as light weight, conformability, inexpensive, and peak gain about 3.8 dBi [4], while the dipole antenna is easy to fabricate and variety [5-6].

From such advantages of two basic antennas, there are some authors presented the dipole antenna, which is mounted over on a perfect conductor plane to improve the directive gain [7]. In addition, some authors presented the related literatures, the dipole antenna is installed in the proximity of a conductor plane and cut in a quarter-wavelength each to form a half annular, and connected through a hole to a feeding network under the

conductor, while its both ends of dipole are electrically shorted on the surface of square perfect electric conductor [8-9]. These antennas have a low profile configuration. However, the image current has the opposite direction and cancels the radiation from the original current. Thus, the EBG structure is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band, resulting in good radiation efficiency [10]. Unfortunately, the curved strip dipole on reflector plane for wireless communication has a problem about bandwidth which is not enveloping the entire microwave frequency band. In this study, the EBG structure is obtained that able to operate covering the frequency range available. Moreover, when the radiator is mounted on EBG surface, its composition can eliminate the surface wave at the edge of reflector. Thus, the proposed antenna can be achieved the directive gain higher than dipole with the traditional PEC reflector. Our study, we have optimized the radius of curved strip dipole, the spacing distance between the feed point of radiating antenna and EBG surface, and finally, the total length of curved strip dipole, which can be affected for peak gain, large beamwidth, and covering resonant frequency of bandwidth.

In this paper, we have focused at the single curved strip dipole antenna with EBG ground plane/reflector. In section 2, the EBG configuration and design will be mentioned, while the parameters study of curved strip dipole locating on EBG reflector will be explained in section 3. Having confirmed the validity of this approach, the antenna prototype has been fabricated and tested in section 4. Finally, the conclusion will be discussed in section 5.

2 Curved Dipole Antenna and EBG Configurations

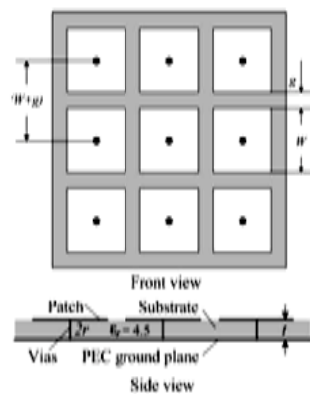


Fig.1 Front and side view of EBG structure.

Fig.1 shows the configuration of "mushroomlike" EBG that is used to be a reflector of curved strip dipole, which consists of three parts that are PEC ground plane, dielectric, and patches. The conducting patches are connected to PEC ground plane with small pins, which are called vias. For EBG structure, the patches array will be looked to be the unit cell by considering via by via, which is smaller than the resonant wavelength. However, the EBG structure could be described using lumped-circuit elements as illustrated in Fig.2.

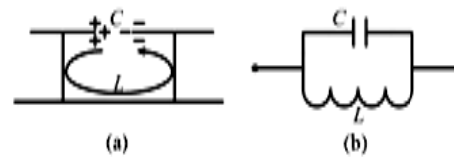


Fig.2 Equivalent parallel resonant LC circuit for EBG structure: (a) origin of the equivalent circuit elements and (b) a parallel LC circuit.

It introduces an inductor (L), which results from the current flowing through the vias, and a capacitor (C), which is due to the gap effect between adjacent patches. The calculation of the patch width (W), gap width (g), substrate thickness (t), and dielectric constant (ϵ_r), the values of inductor and capacitor can be approximated by the following formulas [11].

$$L = \mu_0 t \tag{1}$$

$$C = \frac{W\epsilon_0(1+\epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2W+g}{g}\right) \tag{2}$$

where μ_0 and ϵ_0 are the permeability and permittivity of free-space, respectively. The local resonant frequency and the effective surface impedance can be obtained by

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3}$$

and

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \tag{4}$$

respectively.

However, the formulas only yield an approximation of the resonant frequency since the effects from metallic vias in the EBG design are not considered. First, the curved strip dipole antenna constructed of a metal plate (a 1 mm thickness perfect conductor plate) and mounted on an inexpensive curved polyvinyl chloride (PVC) with

the permittivity of 3.4 was designed to resonate around 2.45 GHz, which is in microwave band of RFID system as illustrated in Fig.3. The total length and strip's width of curved dipole are expressed by L_d and w_1 , respectively, and the radius a aligned along ϕ -direction. The feed point of this antenna is connected at the center of dipole ($\phi = \pi/2$). The spacing between two arms of dipole is assumed that it has minimum width. The half-wavelength of curved strip dipole is $L_d = \pi a$, and the width of PVC (2 mm thickness PVC substrate) is expressed with w_2 . For the EBG reflector, it must be designed to resonate with the same resonant frequency in microwave band. The physical dimensions of 3×3 elements EBG structure fabricated on a 1.6 mm thickness FR4-substrate with dielectric constant of 4.5 was previously illustrated in Fig.1.



Fig.3 The structure of a curved strip dipole without reflector plane.

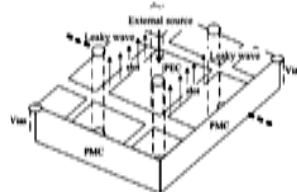


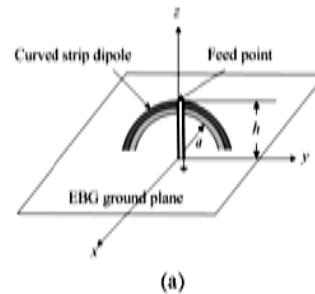
Fig.4 The unit cell model for the square EBG structure.

Finally of this section, Fig.4 shows the unit cell model of square EBG structure with 3×3 elements of patches. On the EBG surface, the leaky wave will be radiated through the slots in each unit cell. These regions are the proper positions where located the both ends of a curved dipole. However, the initial parameters of the proposed antenna are illustrated in Table 1.

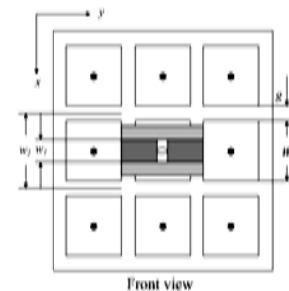
3 The Parameters Study of Curved Strip Dipole on EBG Reflector Plane

In order to have got the good performance of the proposed antenna, in this section, the CST software will be utilized to study and analyze the important parameters, which impact the features of this antenna. In Fig.5, the proposed antenna has been designed to operate

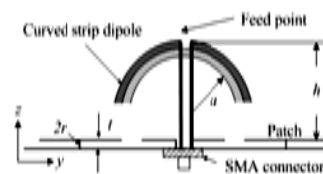
at center frequency of 2.45 GHz for RFID system. The model of antenna is fed with the external source by discrete port at the middle point of a strip dipole that is bended similarly to a half-circular shape and mounted on PVC strip. Next, this composition of curved dipole is placed over the EBG reflector plane in the proper position where was mentioned in the previous section. Since the one unit of EBG has the characteristic of the LC parallel resonant circuit, therefore, if it is resonated at the same resonant frequency of curved strip dipole, the active power will be coupled out of the slot that is equivalent to the leaky wave radiation by exciting from external source, which sent from the curved strip dipole to EBG surface.



(a)



Front view



Side view

(b)

Fig.5 Geometry of curved strip dipole on EBG ground plane: (a) 3D view and (b) Front and side view.

To optimize the desired performance, the initial values of important parameters before adjustment as illustrated in Table 1. Furthermore, the dimensions of

EBG reflector as shown in this table were selected after a detailed parametric study for good performance.

Table 1 The initial parameters of curved strip dipole on EBG ground plane.

Antenna Parameters	Electrical Dimension ($\lambda_{2.45 \text{ GHz}}$)	Physical Dimension (mm)
L_d	0.5	61.22
a	0.15	18
h	0.24	30
w_1	0.03	4
g	0.044	5.39
w_2	0.16	20
W	0.2034	24.86
r	0.005	0.6
t	0.013	1.6

At first, the distance of spacing between the radiating element and the surface of EBG will be considered since the shape of proposed dipole is similar to a half annular. In case of a straight dipole is the radiating element and is placed over the EBG structure with distance of $\lambda/2$, then phase of coupling waves on the EBG surface will be not reversed. Consequently, the total round trip of phase shift from the radiating element to the surface and back to such element will be completely equal one wavelength of that resonant frequency. Otherwise, if such distance from the radiating element is not equal $\lambda/2$, the coupling waves on some elements will be out-of-phase, thus the surface waves occur at edge and corner of the ground plane. For our case, the radiating element is curved dipole, therefore, the proper height of the radiator has to consider between feed point and the top surface of EBG ground plane, which is different from the distance measured at the end of each arm. However, the proper height of curved dipole has been optimized, while the effects of radius of annular and the length of curved dipole have also been analyzed to meet the required performance.

At the desired frequency of 2.45 GHz, the initial dimension of a curved strip dipole antenna is calculated base on the total length (L_d) of $\lambda/2$, then radius (a) is found from (7):

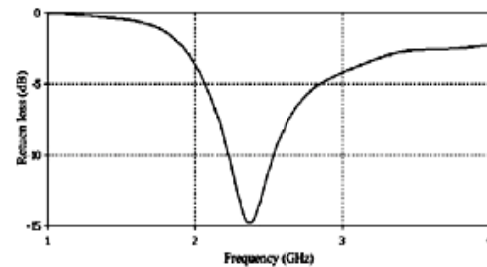
$$L_d = \lambda_{2.45 \text{ GHz}}/2, \quad (5)$$

$$L_d = \pi a, \quad (6)$$

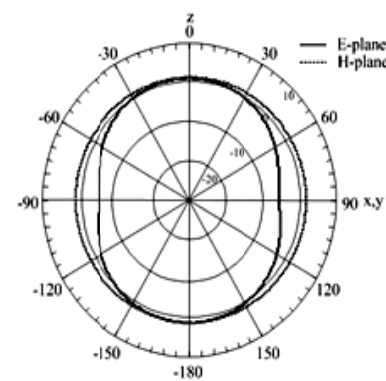
therefore,

$$a = (\lambda_{2.45 \text{ GHz}}/2)/\pi. \quad (7)$$

In the first step, a curved strip dipole has been separately computed without EBG reflector by varying L_d and w_1 to obtain the good matching with 50 ohms transmission line. From the resulting that illustrated in Fig.6, the best performance of single curved strip dipole antenna has a maximum gain of 1.7 dBi and return loss is -14 dB at 2.45 GHz. It is found that the omnidirectional pattern of this antenna in E-plane provides the half power beamwidth is around 92.4°, because of dipole is bended to be a half annular. With radiation features, it's not proper to utilize in RFID system, especially, reader antenna that need unidirectional pattern, high directive gain, wide beamwidth and large bandwidth. To meet requirement, the resonant EBG structure is applied to be a reflector plane of this curved strip dipole.



(a)



(b)

Fig.6 A curved strip dipole antenna: (a) return loss and (b) far field radiation pattern.

Fig.7 shows the reflection phase results of the EBG structure using dispersion diagram [12] calculated by CST simulation. As a result, the frequency region of EGB from 1.9 GHz to 2.7 GHz can be served for the ground

plane/reflector in a certain frequency of the desired bandwidth of the proposed antenna. After this, we will study the impacts of the radius and total length of the curved strip dipole together with the spacing distance between feed point of curved dipole and EBG surface, which can affect the required performance.

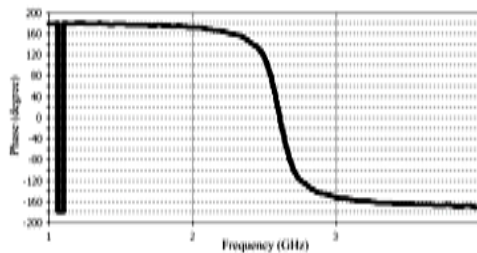


Fig.7 The EBG reflection phase results.

3.1 The Effective of an Annular Radius (α)

Initially, the length of a curved strip dipole is specified at 0.5λ and the height of the feed point over the EBG surface is 0.25λ , when λ is the free space wavelength of resonant frequency at 2.45 GHz. When the radius of a half annular of dipole is varied from 0.14λ to 0.17λ , this condition is similar to the both ends of curved dipole are trimming to obtain the proper dipole's length, good matching and sufficient bandwidth. In Fig.8, the simulated results of the return loss of curved strip dipole antenna, at the different radii, on the EBG reflector are illustrated comparatively. It's obvious that, although the specified radii of curved dipole on the resonant EBG reflector surface are different, but they could be matched well from 2.0 GHz to 2.63 GHz. Nevertheless, the best matching can be achieved with the radius 0.17λ . However, when the radius is decreased smaller than 0.17λ , the proposed antenna still covers the desired frequency band. But it has the minimum return loss at 2.45 GHz of the desired frequency.

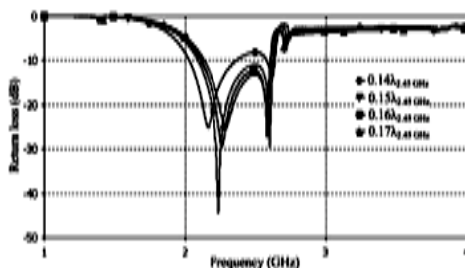


Fig.8 Return loss of curved strip dipole on EBG, the radius varying from 0.14λ to 0.17λ .

3.2 The Effective of Height (h) of the Feeder

From the previous subsection, now, the minimum return loss at 2.23 GHz has been occurred with 0.17λ of the annular radius and 0.5λ of the curved dipole length. In order to obtain the desired resonant frequency and operational bandwidth of the proposed antenna, the distance between radiating element and EBG surface will be adjusted as illustrated in Fig.9. It's obvious that at every distances of h provide the vicinal range of frequency, which can be covered all microwave band as requirement. Considering the curve of a specialty dipole, its cause of the reflection phase is not in almost elements that is why the h parameter is not satisfied to the theoretical EBG reflection phase as mentioned previously. However, we found that the height of 0.07λ is the appropriate distance between the both ends of curved strip dipole and EBG surface that yields the minimum return loss at ≈ 23.5 dB. In addition, such distance will affect to decrement or increment of the antenna gain if the reflection phase of overall dipole element is not suitable. The simulated result in Fig.11 shows the gain variation at different distances from feed point of curved dipole. This antenna provides the excellent gain of 7.5 dBi at $h = 0.24\lambda$, while the resonant frequency has been shifted to the desired position.

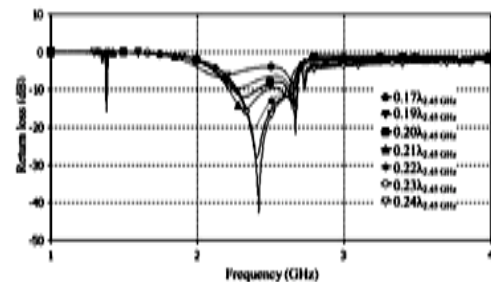


Fig.9 Return loss of curved strip dipole on EBG, the height h varying from 0.17λ to 0.24λ .

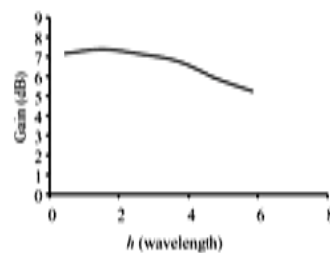


Fig.10 The effects of the antenna gain due to the height of feed point.

3.3 The Effective of a Length of dipole (L_d)

The last parameter, the total length of curved dipole will be finally adjusted for the best matching. This simulation is assumed that the both ends of curved dipole are trimmed equally. Similarly in previous section, the EBG surface and the optimized values are fixed when the length of curved dipole is not equal to a half wavelength.

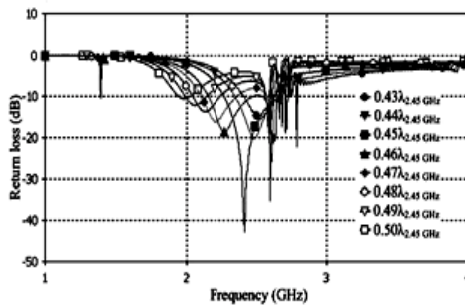


Fig.11 Return loss of curved strip dipole on EBG, the length varying from 0.43λ to 0.5λ .

Fig.11 shows the effect of adjusting the length of curved dipole, which is varied from 0.5λ of the theoretical length decreasing to 0.43λ , while the frequencies are applied from 1 GHz to 4 GHz of each given length. With this radiator is not either a theoretical wire or straight dipole, but it is bended to be a half-annular curve and also be fabricated on PVC dielectric. Therefore, a half-wavelength will be change to be the exact electrical wavelength according to its composition. We found that when the total curved dipole length of 0.45λ is selected, the best matching at the desired resonant frequency of 2.45 GHz is obtained. Finally, the optimized dimensions of a curved strip dipole, as mentioned above, have been summarized in Table 2.

Table 2 The optimized parameters of curved strip dipole.

Antenna Parameters	Electrical Dimension ($\lambda_{2.45\text{ GHz}}$)	Physical Dimension (mm)
L_d	0.45	61.22
a	0.17	18
h	0.24	30

3.4 The Curved Strip Dipole on EBG Reflector

The desired antenna is low profile that provides high gain, large area coverage, and required frequency band.

Formerly, the curve strip dipole does not have all of qualifications but it can be modified easily and variably. To appreciate this point and suppress the surface waves at the edges and corners of reflector, the frequency band gap is designed to cover the band of 2.4 GHz -2.58 GHz. Generally, when a curved strip dipole antenna is horizontally placed close to PEC ground plane, the antenna will generate the surface waves onto the ground plane that its size is always finite as shown in Fig.12 (a). Otherwise, when the tradition ground plane is replaced and instead with EBG structure exciting with the external source from curved strip dipole into it, so the surface waves are suppressed as shown in Fig.12 (b). It is seen that at the resonant frequency mode, each row of the metal patches has the opposite electric field and form the standing waves, which results to eliminate the surface waves in the designed band gap. But the active power will be coupled out from the slots, which is equivalent to the leaky wave radiation [13].

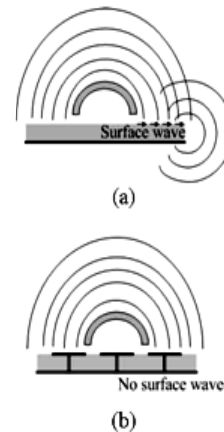


Fig.12 The radiator on reflector plane: (a) surface waves radiating at PEC surface edges and (b) surface wave suppression on an EBG surface.

In Fig.13, the comparison of near-fields that occurred on the different ground plane: PEC and 3×3 elements EBG surfaces, respectively, at the same resonant frequency of 2.45 GHz. The near-field levels both in E- and H-planes of EBG surface are around 1,444 V/m and 2.88 A/m, respectively, while the near-field levels of PEC surface is around 1,627 V/m and 10.8 A/m in E- and H-planes, respectively. The difference of field levels due to the surface wave, which is suppressed by the EBG surface. Fig.14 shows the return loss of resizing curve strip dipole when it operated with the EBG and PEC reflector respectively (with the same ground size of $0.74\lambda \times 0.74\lambda$ and the same height of feed point), and without reflector. With the PEC reflector, its return loss is only -14 dB because the PEC surface redirect phase of

180°, so that the direction of image current is opposite to that of the original curve strip dipole. The reverse image current impedes the efficiency of the radiation of curved dipole, resulting poor return loss more than of curved strip dipole without reflector.

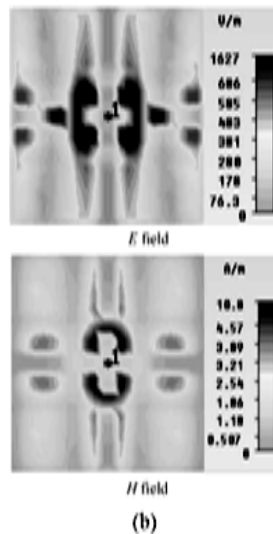
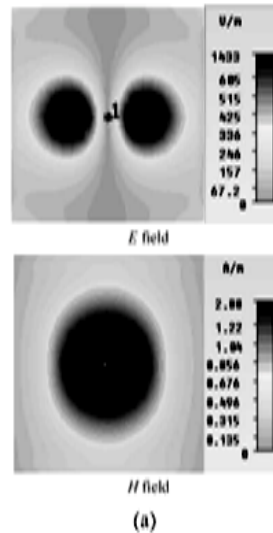


Fig.13 Near-fields distribution on reflectors: (a) the PEC reflector and (b) the 3×3 elements EBG reflector.

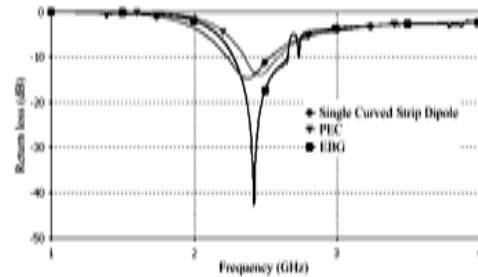


Fig.14 Return loss of the curved strip dipole, the antenna with the PEC and EBG reflector and without reflector.

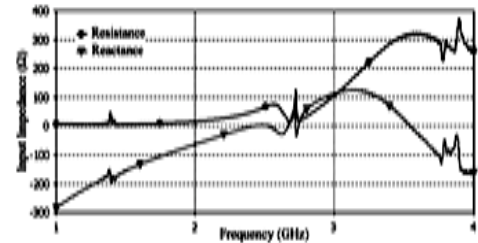
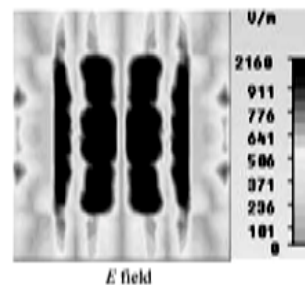


Fig.15 Input impedance of a curved strip dipole on EBG reflector with the height of 0.24λ.

From the results, it's obvious that the curved strip dipole mounting on the EBG ground plane with the optimized parameters can be achieved the return loss and the excellent gain of -23 dB and 7.5 dBi, respectively. According to the result in Fig.15 that yields impedance of the proposed antenna very close 50±j0 ohms at 2.45 GHz. The simulation results for HPBW in E- and H-planes are 75.3° and 84.5°, respectively, as shown in Fig.19. Furthermore, the near-field levels of the curved strip dipole on 5×5 elements EBG surface has also been calculated as shown in Fig16. The levels both in E- and H-fields are 2,160 V/m and 17.1 A/m, respectively.



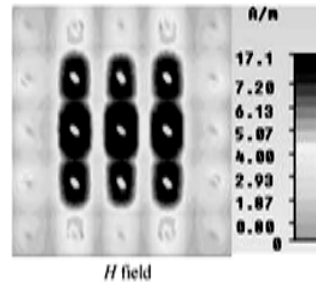


Fig.16 Near-fields distribution of the 5x5 EBG reflector.

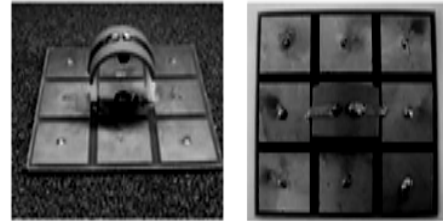


Fig.17 The prototype of the proposed antenna with 3x3 elements EBG reflector.

4 Experimental Validation

To verify the simulation results, a prototype of the curved strip dipole antenna on EBG ground plane is fabricated as shown in Fig.17. After the good matching of curved strip dipole antenna without the reflector is qualified, next, it will be mounted above the center element of EBG reflector with $h = 0.24\lambda$ from feed point. The feed mechanism is composed of the inner and outer of 50 ohms transmission line and connected to SMA connector. The return loss and impedance of the prototype antenna are measured by using an HP8722D Network Analyzer. Not only the proposed antenna with 3x3 elements EBG structure has been fabricated and tested for validation, but also we have been fabricated and measured this antenna with 5x5 elements EBG structure.

4.1 Case of 3x3 Elements EBG Reflector

The measured return loss of a curved strip dipole with 3x3 elements EBG reflector is shown in Fig.18, where frequency bandwidth for -10 dB return loss is around 530 MHz (2.06 - 2.59 GHz). It covers all of frequency band for the RFID microwave frequency band (2.4 - 2.58 GHz). At 2.45 GHz, the excellent return loss of -19.82 dB and the measured gain of 7.45 dBi are confirmed for the prototype antenna. The radiation patterns were measured in the E-plane and the H-plane of antenna which correspond to the $y-z$ plane ($\phi = 90^\circ$) and $x-z$ plane ($\phi = 0^\circ$) in Fig.19, respectively. The measured HPBW in E-plane is about 100° and in H-plane is about 110° , respectively. However, they are slightly larger than the simulated results.

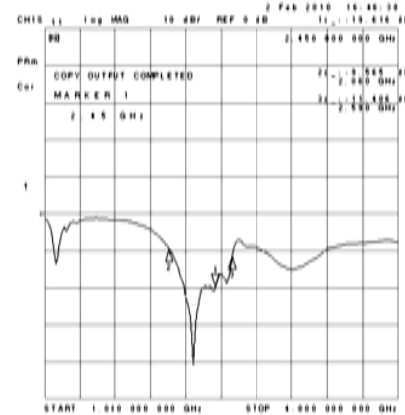
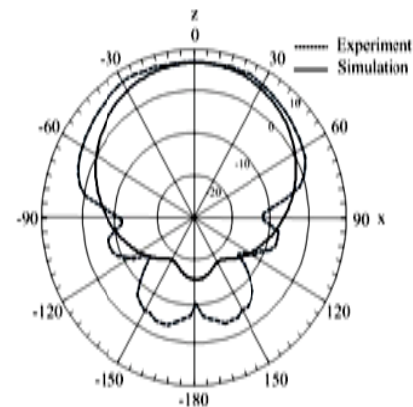


Fig.18 Measured return loss for a curved strip dipole with 3x3 elements EBG reflector.



(a)

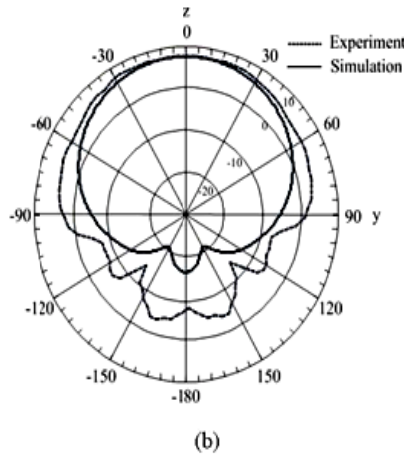


Fig.19 Comparison of the far-field radiation patterns of the proposed antenna with 3×3 elements EBG reflector in: (a) E-plane and (b) H-plane.

4.2 Case of 5×5 Elements EBG Reflector

In addition, the number of patches of EBG structure is increased to 5×5 elements for the additive study of antenna efficiency, the fabricated antenna as shown in Fig.20. In this case, when the total size of reflector is $1.24\lambda \times 1.24\lambda$, the frequency bandwidth for -10 dB return loss is around 560 MHz (2.06 – 2.62 GHz). It still covers all of frequency band for the RFID microwave frequency band. It is observed that, the band gap region is not shifted, when the size of reflector is changed. In Fig.20, at 2.45 GHz, the measured return loss of -25 dB and the measured gain of 7.65 dBi are confirmed for the impossibility to increase the antenna efficiency. The radiation patterns were measured in the E-plane and the H-plane of antenna in Fig.21, respectively. The measured HPBW in E-plane is about 65° and in H-plane is about 120°, respectively. However, the measured radiation pattern in the backward direction is higher than of the simulated results.

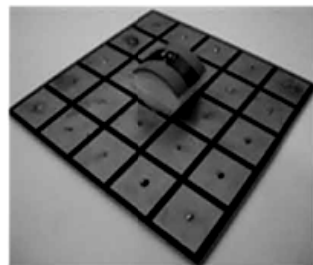


Fig.20 The prototype of the proposed antenna with 5×5 elements EBG reflector.

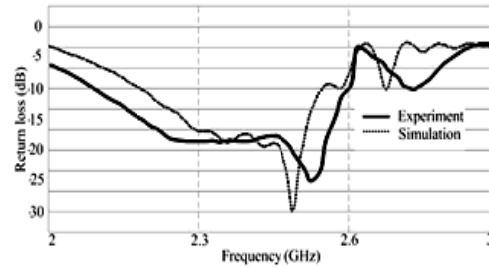


Fig.20 Return loss of the antenna with the 5×5 elements EBG reflector.

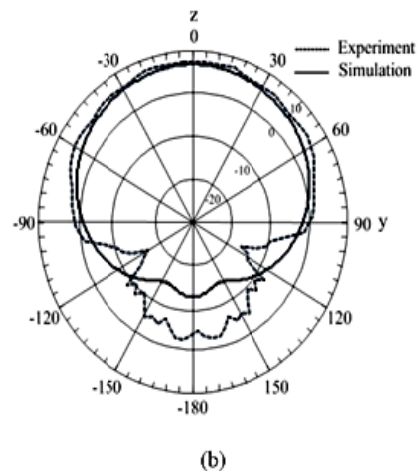
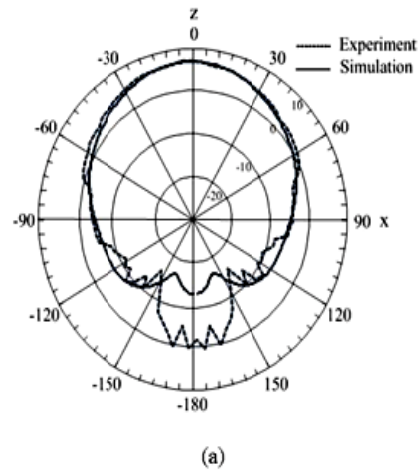


Fig.21 Comparison of the far-field radiation patterns of the proposed antenna with 5×5 elements EBG reflector in: (a) E-plane and (b) H-plane.

5 Conclusion

The curved strip dipole antenna with the resonant EBG ground plane/reflector has been studied theoretically and experimentally with CST software in laboratory. This antenna provides the wider beamwidth than straight wire dipole on the PEC reflector. The structure of antenna is not complicated and inexpensive that was demand on equipment for RFID system. The curved strip dipole on EBG reflector can be utilized to install at the RFID reader system. Since the curved strip dipole is mounted over the EBG structure, which redirects the half power of the radiation into the opposite direction improving the antenna gain to 7.45 dBi and 7.65 dBi for 3×3 elements and 5×5 elements EBG reflectors, respectively. The desired performance of this antenna could be achieved by adjusting the appropriate values of the distance between the feed point and reflector, the radius of annular curve of dipole, and the total length of curved dipole. Furthermore, the overall parameters of this antenna have been optimized appropriately with the frequency band of EBG. Whenever all values of parameters of antenna and reflector are satisfied, the antenna composition will provide the good performance as we required. However, the proposed antenna can be applied for another band by adjusting three important parameters of curved strip dipole and the reflection phase of EBG to the desired resonant frequency band.

References:

- [1] P. Krachodnok and R. Wongsan, Design of Broad-Beam Microstrip Reflectarray, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.7, No.3, 2008, pp. 180-187.
- [2] V. Thavivrot, P. Krachodnok and R. Wongsan, Radiation Pattern Synthesis from Various Shaped Reflectors Base on PO and PTD Methods for Point-to-Multipoint Application, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.7, 2008, pp. 531-540.
- [3] S. Kumpeephat, P. Krachodnok, M. Uthansakul, and R. Wongsan, Gain and Pattern Improvements of Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.7, 2008, pp. 922-931.
- [4] E. Wang, J. Zheng, and Y. Liu, A Novel Dual-Band Patch Antenna for WLAN Communications, *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol.6, 2009, pp. 93-102.
- [5] Krishnan, L.-W. Li, and M.-S Leong, A V-Shaped Structure for Improving the Directional Properties of the Loop Antenna, *IEEE. Trans. Antenna Propag*, Vol.53, No.6, 2005, pp. 2114-2117.
- [6] H. Elkamchouchi, and M. Abu Nasr, The S-Shaped Dipole Antenna, *2004 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceeding*, 2004, pp. 19-22.
- [7] A. Thumvichit, T. Takano, and Y. Kamata, Ultra Low Profile Dipole Antenna with a Simplified Feeding Structure and a Parasitic Element, *IEICE Transactions. Communications*, vol. E89-B, 2006, pp. 576-580.
- [8] N. Fhafhlem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, A Shorted-End Curved Strip Dipole on Dielectric and Conducting Plane for Wireless LANs, *The 2009 International Symposium on Antenna and Propagation*, 2009, pp. 835-838.
- [9] R. Wongsan, A wide-beam array antenna using shorted-end curved dipoles on a reflector plane, *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.8, No.2, 2009, pp. 207-216.
- [10] N. Fhafhlem and P. Krachodnok, The Study of A Curved Strip Dipole Antenna Parameters On EBG Reflector Plane for RFID Applications, *Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Applications of Electrical Engineering*, 2010, pp. 187-192.
- [11] D.F. Sievenpiper, High-impedance electromagnetic surfaces, Ph.D. thesis, UCLA, 1999.
- [12] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, USA by Cambridge University Press, New York, 2009
- [13] L. Li, B. Li, H. Liu, and C. Liang, Locally resonant cavity cell model for electromagnetic band gap structure, *IEEE. Trans. Antenna Propag*, Vol.54, No.1, 2006, pp. 90-100.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวนุชนาฏ ฝาเพ็ญ เกิดเมื่อวันที่ 8 มิถุนายน 2529 ที่จังหวัดลพบุรี สำเร็จการศึกษา
ระดับมัธยมปลายจากโรงเรียนมารีย์วิทยา จังหวัดนครราชสีมา และสำเร็จการศึกษาระดับวิศวกรรม
ศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมโทรคมนาคม) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา
เมื่อ พ.ศ. 2551 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โดยขณะที่ศึกษาในระดับปริญญาโท ได้เป็นผู้ช่วยสอนในรายวิชาปฏิบัติการวิศวกรรม
โทรคมนาคม และได้มีผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระดับนานาชาติจำนวน 4 ฉบับดังนี้

- 1) Shorted-End Curved Strip Dipole on Dielectric and Conducting Plane for Wireless LANs
- 2) High Directive Gain Antenna Using Shorted-end Curved Strip Dipole on Electromagnetic Band Gap
- 3) The Study of A Curved Strip Dipole Antenna Parameters On EBG Reflector Plane for RFID Applications
- 4) Curved Strip Dipole Antenna on EBG Reflector Plane for RFID Applications