

รหัสโครงการ SUT7-709-55-12-06



รายงานการวิจัย

**การออกแบบสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง
บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
(Design of Array Antenna using a Curved Strip Dipole
on Electromagnetic Band Gap)**

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

รหัสโครงการ SUT7-709-55-12-06



รายงานการวิจัย

การออกแบบสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง
บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
(Design of Array Antenna using a Curved Strip Dipole
on Electromagnetic Band Gap)

ผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจอดนอก

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2555

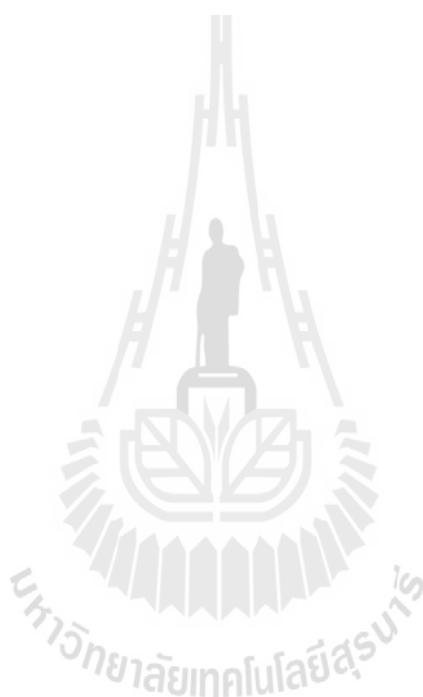
ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

กุมภาพันธ์ 2556

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยฉบับนี้สามารถดำเนินการได้ และได้รับผลสำเร็จบรรลุตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้
ทุกประการ โดยได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ 2555

ปิยาภรณ์ กระจอดนอก



บทคัดย่อ

ปัจจุบันนี้เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี (Radio Frequency Identification : RFID) ถูกนำมาพัฒนาเพื่อนำไปใช้กับระบบเก็บค่าผ่านทางด่วน (electronic toll collection) องค์ประกอบของระบบอาร์เอฟไอดีคือการสื่อสารกันระหว่างตัวอ่านข้อมูลและตัวแท็กซ์ ซึ่งการสื่อสารนี้จะสำเร็จได้ด้วยการมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห้ของตัวอ่านข้อมูล ในขณะที่ตัวแท็กซ์ประกอบไปด้วย ไมโครสตริป ซึ่งมีหน้าที่รวบรวมข้อมูลของวัตถุต่าง ๆ ที่ซึ่งถูกระบุคุณลักษณะเฉพาะไว้และสายอากาศสำหรับสื่อสารไปยังตัวอ่านข้อมูลด้วยคลื่นวิทยุ ด้วยเหตุนี้สายอากาศจึงเป็นองค์ประกอบที่สำคัญซึ่งถูกนำมาพัฒนาให้สามารถนำมาซึ่งประสิทธิภาพที่สูงที่สุดสำหรับระบบอาร์เอฟไอดี งานวิจัยฉบับนี้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแฉวลำดับสตริปไดโพล โค้งบนระนาบสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ารูปดอกเห็ด (mushroom-like EBG) โดยสายอากาศประกอบไปด้วยสายอากาศสตริปไดโพล 4 ตัวที่สร้างจากแผ่นโลหะ และถูกนำมาติดตั้งเป็นครึ่งวงกลมและทำการป้อนสัญญาณที่กึ่งกลางของสายอากาศ เพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่น นอกจากนี้เทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าถูกนำมาใช้สำหรับเป็นตัวสะท้อนเพื่อเพิ่มอัตราขยายเชิงทิศทางด้วยการใช้ประโยชน์จากสมรรถนะที่ดีของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสามารถจัดการกับกระแสเชิงจินตภาพภายใต้ความถี่ที่ต้องการ



Abstract

Nowadays, the radio frequency identification (RFID) technology has been developed for an electronic toll collection on expressway. 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 microstrip 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. This paper is presented the designation of array curved strip dipole antennas on mushroom-like electromagnetic band gap (EBG) reflector plane. The proposed antenna consists of four strip dipoles that constructed of a metallic sheet and they were bended to be a half of annular with feed point at the center for yielding wider beamwidth. Furthermore, the resonant EBG technology has been used to be 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.

สารบัญ

หน้า

กิตติกรรมประกาศ	ก
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญภาพ	ช
บทที่ 1 บทนำ	
ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย.....	1
วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย	3
ขอบเขตของการวิจัย	3
วิธีดำเนินการวิจัย	3
ประโยชน์ที่จะได้รับ	5
บทที่ 2 ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	
กล่าวนำ.....	6
ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	7
สรุป	10
บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง	
คุณสมบัติของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบอาร์เอฟไอดี.....	11
ทฤษฎีสายอากาศไดโพล	15
สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน	17
สายอากาศสตรีปไดโพลโค้ง	20
ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	21
การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน	25
การสะท้อนของเฟส	27
คลื่นระดับพื้นผิว	29
สายอากาศแถวลำดับ	32
สรุป	34

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 การออกแบบสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง	
บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	
การศึกษาสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง.....	35
การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	41
สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่	
แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 อติเมนต์.....	44
สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่	
แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 4 อติเมนต์.....	48
สรุป	55
บทที่ 5 การทดสอบและวิเคราะห์ผล	
วิธีการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ	56
วิธีการสร้างและวัดทดสอบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	57
วิธีการสร้างสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง	
บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	63
ผลการวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับและความกว้างแถบ.....	63
ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน.....	65
ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	71
สรุป	75
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	
สรุปเนื้อหาการวิจัย	76
ปัญหาและข้อเสนอแนะ	77
แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	77
รายการอ้างอิง	78
ภาคผนวก.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	89

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 ย่านความถี่ต่าง ๆ ของระบบอาร์เอฟไอดีและการใช้งาน	14
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ	38
ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	41
ตารางที่ 4.3 อัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับ โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 2 อิลิเมนต์	48
ตารางที่ 4.4 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	50
ตารางที่ 4.5 อัตราขยายเชิงทิศทางและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศแถวลำดับ โดยใช้สตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	54
ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ	57
ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	58
ตารางที่ 5.3 ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและสายอากาศ แถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	70
ตารางที่ 5.4 ค่าอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศแถวลำดับโดย ใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	74
ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่าง แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	77

สารบัญภาพ

หน้า

รูปที่ 1.1	การประยุกต์ใช้สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับระบบชำระเงินบนทางด่วน.....	2
รูปที่ 2.1	สายอากาศที่มีการตัดเป็นรูปตัวเอส.....	8
รูปที่ 2.2	สายอากาศที่มีลักษณะรูปโค้งทำมุมเป็นรูปตัววีบนแผ่นสะท้อน.....	8
รูปที่ 2.3	สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ.....	9
รูปที่ 2.4	สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	10
รูปที่ 3.1	องค์ประกอบในระบบอาร์เอฟอิดี้.....	12
รูปที่ 3.2	แสดงย่านความถี่ที่ระบบอาร์เอฟอิดี้ถูกใช้งาน.....	13
รูปที่ 3.3	สายอากาศไดโพล.....	16
รูปที่ 3.4	ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล.....	17
รูปที่ 3.5	สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน.....	18
รูปที่ 3.6	การสะท้อนกลับของคลื่น.....	19
รูปที่ 3.7	โครงสร้างแบบ 3 มิติ.....	22
รูปที่ 3.8	โครงสร้างแบบ 2 มิติ.....	22
รูปที่ 3.9	โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ด (Mushroomlike EBG).....	23
รูปที่ 3.10	รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำและค่าความจุของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	23
รูปที่ 3.11	คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน.....	25
รูปที่ 3.12	การแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อน.....	26
รูปที่ 3.13	โครงสร้างการทำงานของช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งหน่วย.....	27
รูปที่ 3.14	เฟสของการสะท้อนคำนวณโดยใช้ผลของรูปแบบของวงจร.....	29
รูปที่ 3.15	ไดอะแกรมการกระจายสำหรับคลื่นระดับพื้นผิว.....	32
รูปที่ 4.1	ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio.....	37

สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a	38
รูปที่ 4.3 ผลจากการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio หลังจากปรับค่า a	39
รูปที่ 4.4 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	42
รูปที่ 4.5 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง.....	44
รูปที่ 4.6 แบบจำลองสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 อิลิเมนต์.....	45
รูปที่ 4.7 ค่า S_{11} ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อค่า d เปลี่ยน	45
รูปที่ 4.8 สนามระยะใกล้บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อ $d = 0.58 \lambda$ และ 0.55λ ตามลำดับ	47
รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีจำนวน 2 อิลิเมนต์.....	48
รูปที่ 4.10 ตำแหน่งการวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์ บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	49
รูปที่ 4.11 ค่า S_{11} ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์ บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	51
รูปที่ 4.12 สนามระยะใกล้ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์ บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	52
รูปที่ 4.13 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	53

บทที่ 1

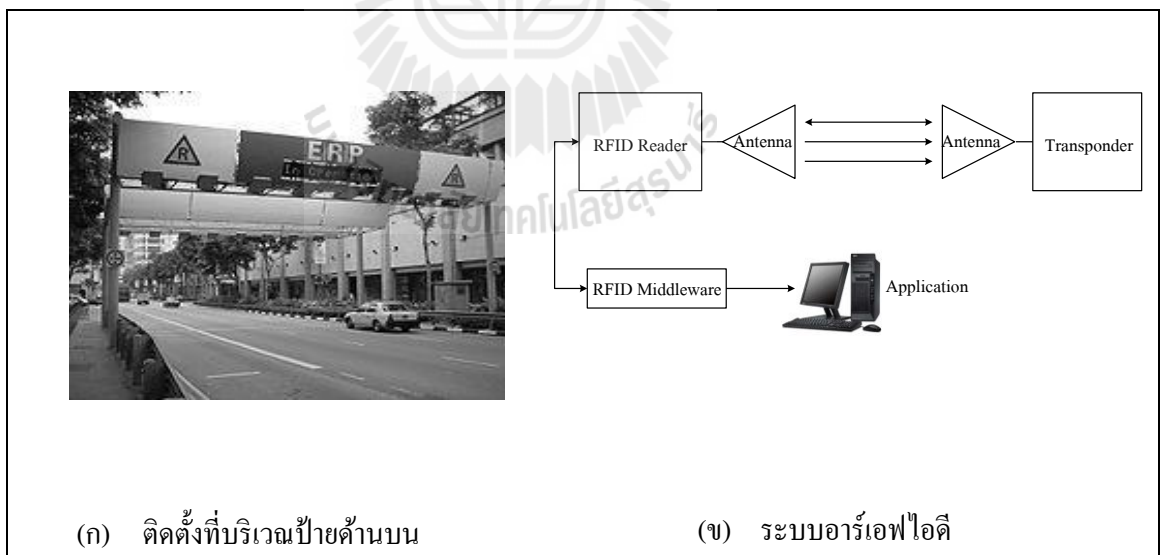
บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นการอธิบายถึงความเป็นมาและเหตุจูงใจ สำหรับงานวิจัยฉบับนี้ซึ่งประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของงานวิจัย แนวทางการดำเนินงานวิจัย ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ และส่วนประกอบของงานวิจัย

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่าความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารนั้นมีมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยการสื่อสารแบบไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้านการศึกษา อุตสาหกรรม สุขภาพ และการเมือง เป็นต้น สำหรับเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายที่ได้รับความนิยมในขณะนี้คือ เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี (Radio Frequency Identification: RFID) ซึ่งเป็นระบบเก็บข้อมูลทางอิเล็กทรอนิกส์ที่เพิ่มความสามารถในการคำนวณและรักษาความปลอดภัยของข้อมูล สามารถใช้ในการระบุเอกลักษณ์ของวัตถุ บอกตำแหน่ง ติดตามและตรวจสอบวัตถุ ซึ่งความถี่ของคลื่นพาหะที่นิยมใช้งานมีทั้งย่านความถี่ต่ำ ย่านความถี่ปานกลาง และย่านความถี่สูงคือ 125 kHz 13.56 MHz และ 2.45 GHz ตามลำดับ นอกจากนี้รัฐบาลแต่ละประเทศโดยทั่วไปจะมีการออกกฎหมายเกี่ยวกับระเบียบการใช้งานในย่านความถี่ต่าง ๆ เทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีประกอบไปด้วย ป้ายอิเล็กทรอนิกส์ (RFID Tag) และ เครื่องอ่านสัญญาณ (RFID Reader) โดยที่ป้ายอิเล็กทรอนิกส์ทำหน้าที่เก็บข้อมูลซึ่งถูกฝังหรือติดกับวัตถุต่าง ๆ โดยจะประกอบด้วยไมโครชิปและสายอากาศ ส่วนเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูล จะเป็นเครื่องที่สื่อสารกับป้ายอิเล็กทรอนิกส์โดยมีคลื่นวิทยุทำหน้าที่เป็นตัวกลางส่งผ่านข้อมูล ซึ่งจะประกอบไปด้วยภาครับและภาคส่งสัญญาณวิทยุ ส่วนควบคุม และสายอากาศ เพื่อให้เครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลมีคุณภาพมากขึ้น สายอากาศจึงเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญในการเพิ่มประสิทธิภาพของสัญญาณข้อมูล โดยสายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณหรือท่อนำคลื่น ให้แพร่กระจายออกสู่อากาศที่สายอากาศวางอยู่ และในทางกลับกันจะทำหน้าที่รับคลื่นที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลางเข้ามาอยู่ในท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ สำหรับสายอากาศที่เป็นที่ต้องการของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีคือมีอัตราขยายเชิงทิศทางที่เพียงพอ และมีแบบรูปการแผ่พลังงานครอบคลุมพื้นที่ให้บริการอย่างครบถ้วน นอกจากนี้สายอากาศยังต้องมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและราคาถูกอีกด้วย สายอากาศไดโพลมีคุณสมบัติที่ดิบางประการสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายคือ มีน้ำหนักเบา โครงสร้างสามารถดัดแปลงง่ายและหลากหลาย ราคาไม่แพง แต่มีข้อเสียคือให้อัตราขยายเชิงทิศทาง (directive gain) ค่อนข้างต่ำ จากที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าต้องการนำสายอากาศไปใช้งานสำหรับติดตั้งบริเวณเขตแดนด้านบนของทางด่วนหรือไฮเวย์ (highway) ดังรูปที่ 1 (ก) ที่ความถี่สำหรับระบบเก็บเงินผ่านทาง คือ 2.45 GHz โดยใช้สายอากาศสำหรับติดตั้งในส่วนเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของระบบอาร์เอฟไอดีดังรูปที่ 1 (ข) ถ้าใช้สายอากาศไดโพล พลังงานบางส่วน

จะสูญเสียไปยังพื้นที่ที่ไม่ได้ใช้งานและมีอัตราขยายเชิงทิศทางต่ำจากความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการปรับปรุงและพัฒนาโครงสร้างของสายอากาศไดโพล ซึ่งเน้นการปรับแบบรูปการแผ่พลังงานไปเป็นแบบเจาะจงทิศทาง โดยทำการติดตั้งโครงเสาไดโพล (strip dipole) เป็นครึ่งวงกลมเพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่น เนื่องจากถนน 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 อัตราขยายที่เป็นที่ต้องการ โดยส่วนใหญ่จะขึ้นอยู่กับระยะทางระหว่างแท่งและตัวอ่านข้อมูล ซึ่งจะมีค่าตั้งแต่ 3-11 dB ด้วยเหตุนี้สายอากาศจึงสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้ระยะไกลเนื่องจากรดที่วิ่งบนไฮเวย์นั้นวิ่งด้วยความเร็วสูง ถ้าสายอากาศมีความกว้างลำคลื่นที่กว้างขึ้น ระบบจะสามารถตัดเงินได้รวดเร็วและทันต่อการวิ่งของรถไม่ว่ารถยนต์จะวิ่งในช่องทางใดก็ตาม ส่งผลให้ลดความล่าช้าบนทางด่วน โดยเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดีจะตรวจสอบรถยนต์ที่วิ่งผ่านและตัดเงินโดยอัตโนมัติ ซึ่งผู้ขับขี่ไม่ต้องเปิดกระจกเพื่อชำระค่าผ่านทางหรือแม้แต่หยุดรถ



รูปที่ 1.1 การประยุกต์ใช้สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบ

ความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับระบบชำระเงินบนทางด่วน

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาโครงสร้างและออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งสำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz

1.2.2 เพื่อศึกษาโครงสร้างและออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.45 GHz

1.2.3 เพื่อออกแบบและจำลองผลสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.2.4 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.3 ขอบเขตการวิจัย

1.3.1 วิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

1.3.2 จำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 2.45 GHz

1.3.3 จำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 2.45 GHz

1.3.4 ออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz

1.3.5 ออกแบบสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ 2.45 GHz

1.3.6 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบผลวัดทดสอบ และผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.4 วิธีดำเนินการวิจัย

1.4.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย

1. สืบค้นปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
2. วิเคราะห์และออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ความถี่ 2.45 GHz
3. วิเคราะห์และออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.45 GHz
4. จำลองแบบสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

5. สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยาย และการสูญเสียย้อนกลับ เปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ

1.4.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

1. การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูล โดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง
2. ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปโคโพลโค้งบนแผ่นสะท้อน ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio
3. สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยาย และการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ

1.4.3 สถานที่ทำการวิจัย

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

1.4.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

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

1.4.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บผลการทดสอบที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio
2. เก็บผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน
3. คำนวณอัตราขยายเชิงทิศทาง

1.4.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศที่มีอัตราขยายเชิงทิศทางสูงสำหรับใช้งานในเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี ที่ความถี่ 2.45 GHz

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อน ซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี สำหรับระบบชำระเงินบนทางด่วน คือมีโครงสร้างง่าย น้ำหนักเบา มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังมาก และอัตราขยายเชิงทิศทางสูง

1.5.2 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบอาร์เอฟไอดี



บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับลักษณะของสายอากาศและแผ่นสะท้อนกล่าวคือ สายอากาศไดโพลแผ่นตัวนำ รวมถึงสายอากาศบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้ทราบถึงคุณลักษณะของสายอากาศ ข้อดีและข้อเสียที่เกิดขึ้นเพื่อที่จะนำมาใช้ปรับปรุงให้สอดคล้องกับสายอากาศสำหรับการสื่อสาร ไร้สาย เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ ต่อไป

2.1 กล่าวนำ

ระบบการสื่อสารแบบไร้สายกำลังก้าวเข้ามามีบทบาทในการดำรงชีวิตประจำวันมากขึ้น เพราะทุกวันนี้การเข้าถึงข้อมูลเป็นสิ่งจำเป็นใครที่มีข้อมูลมากกว่าและเร็วกว่าจะเป็นผู้ได้เปรียบในการตัดสินใจในเรื่องต่างๆ โดยเฉพาะทางด้านธุรกิจ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารแบบไร้สายแบบเดิมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นกว่าเดิมสำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายคือสายอากาศโมโนโพล (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 ในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลมีความยาวไม่ใช่ครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล ถ้ามีระนาบกราวด์ที่กว้างจะทำให้รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นจะแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์ สายอากาศแบบที่สองคือ สายอากาศแบบปลอก Taguchi, Egashira M., and Tanaka, S. (1991) มีโครงสร้างของการแผ่กระจายคลื่นเป็นไดโพลแบบไม่สมมาตรของตัวนำ ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดแตกต่างกัน

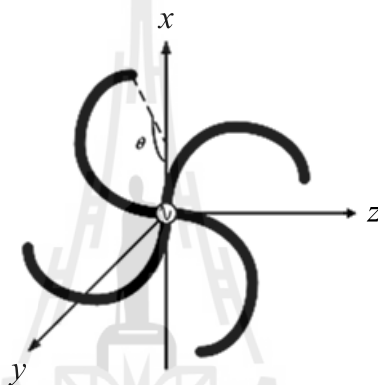
โดยขนาดเล็กที่สุดของตัวนำจะเท่ากับตัวนำภายในสายโคแอกเชียลที่ป้อนให้กับสายอากาศ และขนาดใหญ่จะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางตัวนำ ซึ่งจะถูกลัดวงจรกับลวดลัดที่อยู่รอบๆ สายอากาศ โคแอกเชียล สายอากาศนี้มีคุณลักษณะเหมือนสายอากาศโมโนโพลที่ไม่ต้องมีระนาบกราวด์ แต่การที่ไม่มีระนาบกราวด์นั้นมิใช่ข้อเสียคือเมื่อนำไปใช้งาน ต้องนำสายอากาศไปติดตั้งเข้ากับ ส่วนต่างๆที่เป็นโลหะ ทำให้อัตราขยายลดลง ข้อเสียอีกอย่างของสายอากาศแบบเส้นและสายอากาศแบบปลอก คือ โครงสร้างไม่แข็งแรงหักง่าย แบบสุดท้ายคือ สายอากาศไมโครสตริปหรือสายอากาศแบบแพทช์ (patch) Jame, J.D., and Hall, P.S. (1989) โดยแบ่งโครงสร้างออกเป็นสามส่วนคือ ส่วนบนที่เป็นส่วนของการกระจายคลื่นโดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก วงกลม วงรี หรืออื่น ๆ แล้วแต่การออกแบบเพื่อนำไปใช้งาน โดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำ ส่วนสายอากาศระนาบอินเวอร์สเฟส Sim, D-U., and Choi, J-I. (2006) มีลักษณะของแถบเส้นเป็นรูปตัวเอฟที่พัฒนาจากสายอากาศแบบไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ อย่างไรก็ตามสายอากาศแบบไมโครสตริปและสายอากาศระนาบอินเวอร์สเฟสมีข้อเสียคือ มีความกว้างแถบที่แคบ ดังนั้นในกรณีที่ต้องการใช้สายอากาศตัวเดียวในการแผ่กระจายพลังงานให้ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานได้ในระยะไกล สายอากาศไดโพลจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาปรับเปลี่ยนรูปร่างเพื่อลดข้อเสียดังกล่าว และส่งผลต่ออัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูงขึ้น ความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังที่กว้างขึ้น มีโครงสร้างที่แข็งแรง และราคาถูก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายต้องการ จึงเกิดแนวความคิดในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ ซึ่งมีการป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศ

2.2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

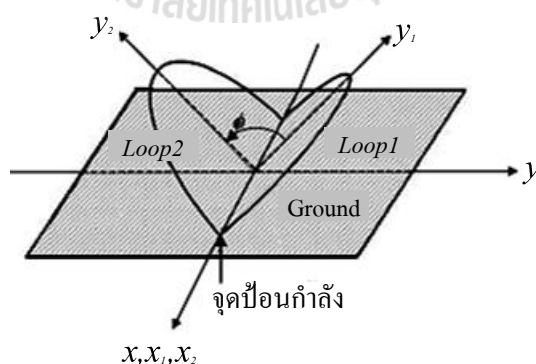
2.2.1 สายอากาศไดโพล

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) ซึ่งได้

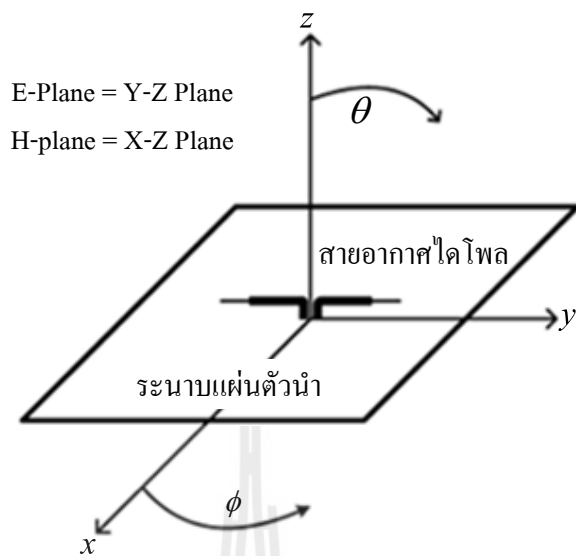
กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำแมตช์ซิ่ง (matching) นอกจากนี้ยังมีเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับ การสร้างสายอากาศไดโพลชนิดแผ่นตรงลัดวงจรที่ปลายระนาบตัวสะท้อน Dobost, G. (1981) ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์ห่อหุ้มพีแดนซ์ด้านเข้าการแผ่พลังงานและความกว้างแถบ ของไดโพลตรงที่มีการลัดวงจรขนานกับระนาบตัวสะท้อนสมบูรณ์แบบ และการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลเส้นตรงตัดโค้งเป็นรูปครึ่งวงกลมลัดวงจรปลายทั้งสองข้างบนระนาบตัวสะท้อน Pimpol, S., and Wongsan, R. (2007) ซึ่งทำการวิเคราะห์ความกว้างลำคลื่นและอัตราขยายของสายอากาศสำหรับใช้งานที่ความถี่โทรทัศนเป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 2.3(ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ



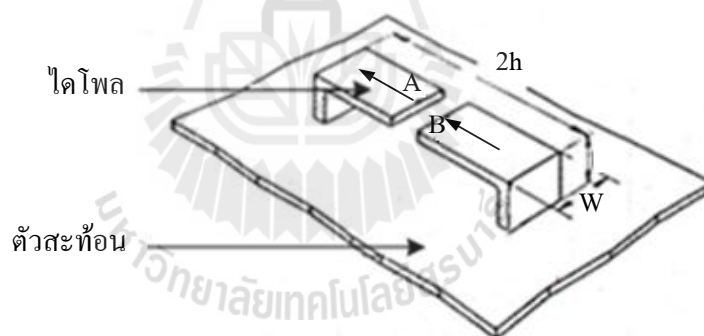
รูปที่ 2.1 สายอากาศที่มีการตัดเป็นรูปตัวเอส



รูปที่ 2.2 สายอากาศที่มีลักษณะรูปโค้งทำมุมเป็นรูปตัววีบนแผ่นสะท้อน

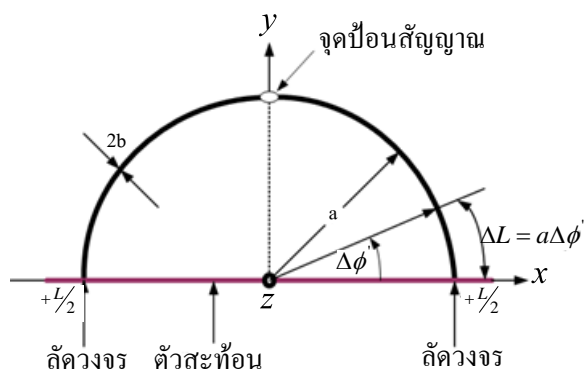


(ก) สายอากาศไดโพลเส้นตรงบนแผ่นตัวนำ



(ข) สายอากาศไดโพลชนิดแผ่นลวดวงจรที่ปลายบนระนาบตัวสะท้อน

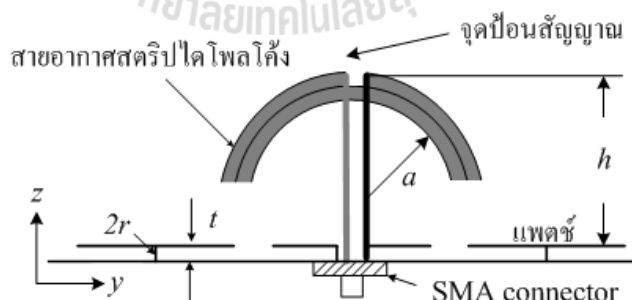
รูปที่ 2.3 สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ



(ค) สายอากาศไดโพลโค้งลัดวงจรที่ปลายบนระนาบตัวสะท้อน

รูปที่ 2.3 สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ (ต่อ)

จากงานปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้กล่าวมาข้างต้น สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่สนใจและถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายจากอดีตจนถึงปัจจุบันนี้ อีกทั้งงานวิจัยที่ผ่านมาได้นำสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 1 อิลิเมนต์วางบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อลดคลื่นผิวและเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง N. Fhafhiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, T. (2010) แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

2.3 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่นิยมนำมาดัดแปลงโครงสร้างเพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพที่สูงขึ้น อีกทั้งยังสามารถนำมาเพิ่มอัตราขยายด้วยการเพิ่มแผ่นสะท้อนด้านหลังของสายอากาศ

บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณ หรือท่อนำคลื่น ให้แพร่กระจายออกสู่อากาศที่สายอากาศวางอยู่ และในทางกลับกันจะทำหน้าที่รับคลื่นที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลางให้เข้ามาอยู่ในท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ การศึกษารูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความสำคัญ ในบทนี้กล่าวถึง คุณสมบัติที่เหมาะสมของสายอากาศที่จะเป็นสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณของระบบที่เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Identification: RFID) นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศไดโพล และทฤษฎีสายอากาศบิเรนาบตัวสะท้อนอีกด้วย

3.1 คุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบอาร์เอฟไอดี

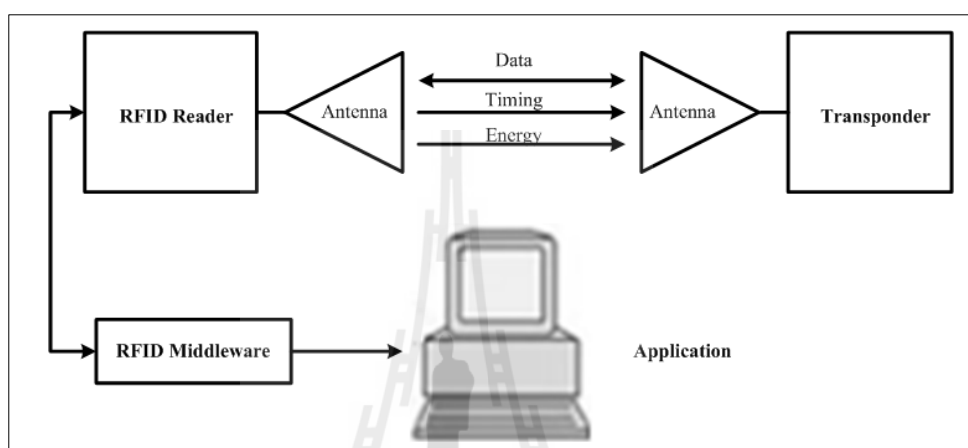
3.1.1 ระบบที่เฉพาะด้วยคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency Identification: RFID)

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

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

โดยจุดเด่นของระบบ RFID อยู่ที่การอ่านข้อมูลจากแท็ก (Tag) ได้หลาย ๆ แท็กแบบไร้สัมผัส (Contactless) และสามารถที่จะอ่านค่าได้แม้ในสภาพที่ทัศนวิสัยไม่ดี ทนต่อความเปียกชื้น แร่ง สั่น สะเทือน การกระทบกระแทก และสามารถอ่านค่าได้ด้วยความเร็วสูง โดยข้อมูลจะ

ถูกเก็บไว้ในไมโครชิปที่อยู่ในแท็ก ในปัจจุบันได้มีการนำ RFID ไปประยุกต์ใช้งานด้านอื่น ๆ นอกเหนือจากการนำมาใช้ในระบบบาร์โค้ดแบบเดิม เช่น ใช้ในบัตรชนิดต่าง ๆ บางครั้งอาจพบอยู่ในรูปของแท็กสินค้าซึ่งมีขนาดเล็กจนสามารถแทรกลงระหว่างชั้นของเนื้อกระดาษได้ หรืออาจจะเป็นแคปซูลขนาดเล็กฝังอยู่ในตัวสัตว์ เพื่อบันทึกข้อมูลต่าง ๆ เป็นต้น องค์ประกอบพื้นฐานของระบบ RFID ประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ คือ แท็ก และ ตัวอ่านและบันทึกข้อมูล ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 องค์ประกอบในระบบอาร์เอฟไอดี

1) ป้ายชื่อหรือแท็กเก็บข้อมูล (RFID Tag)

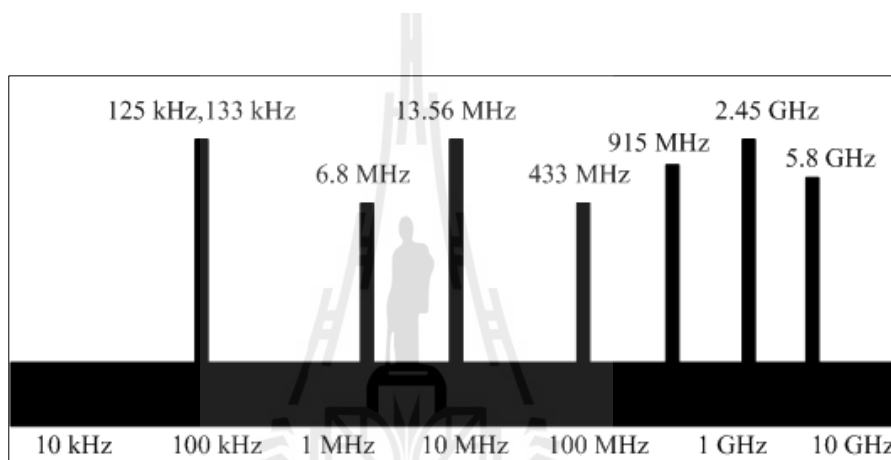
แท็ก (Tag) หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าทรานสปอนเดอร์ (Transponder) มาจากคำว่าทรานสมิตเตอร์ (Transmitter) ผสมกับคำว่าเรสปอนเดอร์ (Responder) หมายถึงแท็กจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณหรือข้อมูลที่บันทึกอยู่ในแท็กตอบสนองไปที่ตัวอ่านข้อมูล การสื่อสารระหว่างแท็กและตัวอ่านข้อมูลจะเป็นการสื่อสารโดยอาศัยช่องความถี่วิทยุผ่านอากาศ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

2) เครื่องอ่านและบันทึกข้อมูล (Reader)

หน้าที่ของเครื่องอ่านก็คือ การเชื่อมต่อหรือเขียนข้อมูลลงในแท็ก ด้วยสัญญาณความถี่วิทยุนอกจากนี้ตัวอ่านข้อมูลที่ดียังมีความสามารถในการป้องกันการอ่านข้อมูลซ้ำ เช่น ในกรณีที่แท็กถูกวางทิ้งอยู่ในบริเวณสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตัวอ่านข้อมูลสร้างขึ้น หรืออยู่ในระยะการรับส่ง ก็อาจทำให้ตัวอ่านข้อมูลทำการรับหรืออ่านข้อมูลจากแท็กที่อยู่เรื่อย ๆ ไม่สิ้นสุด โดยทั่วไปเครื่องอ่านจะประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก ๆ ดังนี้ ภาครับและส่งสัญญาณวิทยุ ภาคสร้างสัญญาณพาหะ วงจรจูนสัญญาณ หน่วยประมวลผลข้อมูลภาคติดต่อกับคอมพิวเตอร์ และสายอากาศก็เป็นส่วนที่สำคัญอีกเช่นเดียวกัน

3.1.2 คลื่นพาหะในระบบอาร์เอฟไอดี

ในปัจจุบันคลื่นพาหะที่ใช้งานกันในระบบ RFID จะอยู่ในย่านความถี่ ISM (Industrial-scientific-Medical) ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่กำหนดในการใช้งานในเชิงอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์ และการแพทย์ สามารถใช้งานได้โดยไม่ตรงกับย่านความถี่ที่ใช้งานในการสื่อสาร โดยทั่วไป โดยมี 3 ย่านความถี่ใช้งาน คือ สำหรับคลื่นพาหะที่ใช้กันในระบบ RFID อาจแบ่งออกได้ เป็น 3 ย่านหลัก ๆ ได้แก่ ย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency: LF) ต่ำกว่า 150 kHz ย่านความถี่สูง (High Frequency: HF) 13.56 MHz และ ย่าน ความถี่ สูง ยิ่ง (Ultra High Frequency: UHF) 433/868/915 MHz ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงย่านความถี่ที่ระบบอาร์เอฟไอดีถูกใช้งาน

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

ส่วนด้านราคาและความเร็วในการสื่อสารข้อมูล เมื่อเทียบกันแล้ว RFID ซึ่งใช้คลื่นพาหะย่านความถี่สูงเป็นระบบที่มีความเร็วในการส่งข้อมูลสูงสุดและมีราคาแพงที่สุดด้วยเช่นกัน ส่วน RFID ที่ใช้คลื่นพาหะในอีกสองย่านความถี่จะมีระดับราคาและความเร็วลดหลั่นกันไป

3.1.3 ความถี่ของคลื่นพาหะที่ใช้ในการสื่อสารข้อมูล

ในปัจจุบันได้มีการรวมกลุ่มระหว่างประเทศ เพื่อทำการกำหนดมาตรฐานความถี่คลื่นพาหะของระบบ RFID 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 - ระบบคลัง - รถยนต์
ย่านความถี่กลาง 10-15 MHz ความถี่มาตรฐานที่ใช้งาน ทั่วไปคือ 13.56 MHz	- ระยะการรับส่งข้อมูลปานกลาง - ราคามีแนวโน้มถูกลงในอนาคต - ความเร็วในการอ่านข้อมูลปานกลาง - ความถี่ในย่านนี้เป็นที่แพร่หลายทั่วโลก	- สมาร์ทการ์ด
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 รวมถึงกำลังส่งของระบบ RFID ด้วย

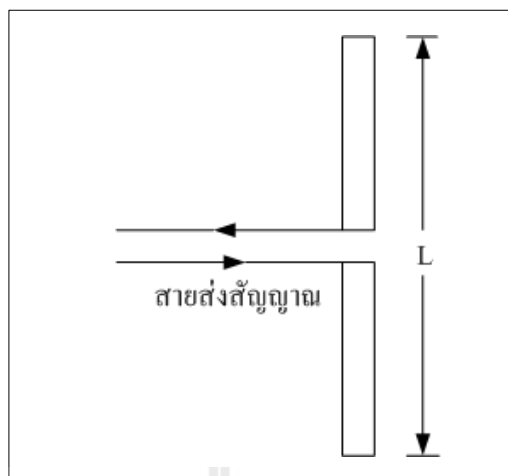
การสื่อสารข้อมูลของระบบ RFID คือระหว่างแท็กและตัวอ่านข้อมูล จะสื่อสารแบบไร้สายผ่านอากาศ โดยจะนำข้อมูลมาทำการมอดูเลต (Modulation) กับคลื่นพาหะที่เป็นคลื่นความถี่วิทยุ โดยมีสายอากาศ (Antenna) ที่อยู่ในตัวอ่านข้อมูลเป็นตัวรับและส่งคลื่น สำหรับคุณสมบัติของสายอากาศที่จะทำหน้าที่เป็นสายอากาศตัวส่งที่ติดตั้งนั้น จะต้องเป็นสายอากาศที่ทำให้

สายอากาศภาครับสามารถรับสัญญาณได้ดีที่สุด นั่นคือ ไม่ว่าสายอากาศภาครับจะอยู่ทางทิศใดของสายอากาศภาคส่ง และมีการโพลาไรซ์เป็นแบบใด ก็ควรที่จะสามารถรับคลื่นจากตัวส่งสัญญาณได้ โดยเฉพาะสายอากาศที่ใช้สำหรับส่งสัญญาณของเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลในย่าน 2.45 GHz จะต้องมีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน (Radiation Pattern) ที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ หรือสามารถเชื่อมต่อกับผู้ใช้บริการ ได้อย่างมีประสิทธิภาพตลอดเวลา และมีโครงสร้างของสายอากาศที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป สามารถประกอบได้ง่าย มีน้ำหนักเบา รองรับกำลังงานที่สูงได้ และมีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าของสายอากาศได้มากขึ้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบ ทดสอบและประเมินคุณสมบัติของสายอากาศแผ่นไดโพลโค้ง ซึ่งมีโครงสร้างพื้นฐานเป็นสายอากาศไดโพลที่ถูกตัดโค้งวางอยู่บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนของคลื่นเพื่อใช้เป็นสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลย่านความถี่ 2.45 GHz ภายใต้การใช้งานจริงในระบบการสื่อสาร ดังนั้นคุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่ง ที่สำคัญควรมีดังนี้

3.2 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล

3.2.1 สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ

สายอากาศไดโพล (dipole antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่ายที่สุดมีส่วนประกอบเป็นเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว L วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 3.3 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต่อเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อเครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณนี้ จะไหลไปยังขั้วหนึ่งของไดโพล และไหลกลับมายังอีกขั้วหนึ่งของไดโพลดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของไดโพลการแจกแจงรูปของกระแส (current distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่นๆ บนตัวไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 3.3 สายอากาศไดโพล

ไดโพลอุดมคติ (ideal dipole) เป็นสายอากาศสมมติซึ่งใช้ประโยชน์ในการศึกษาสายอากาศชนิดอื่น ๆ สามารถพิจารณาให้เป็นส่วนประกอบเล็ก ๆ ของความยาวไดโพล (infinitesimal dipole) ที่มีการแจกแจงกระแสที่เท่ากันตลอดความยาวคุณลักษณะทางทฤษฎีของสายอากาศ ไดโพลในอุดมคติจะประมาณให้มีค่าทางไฟฟ้าเท่ากับสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเล็ก ๆ

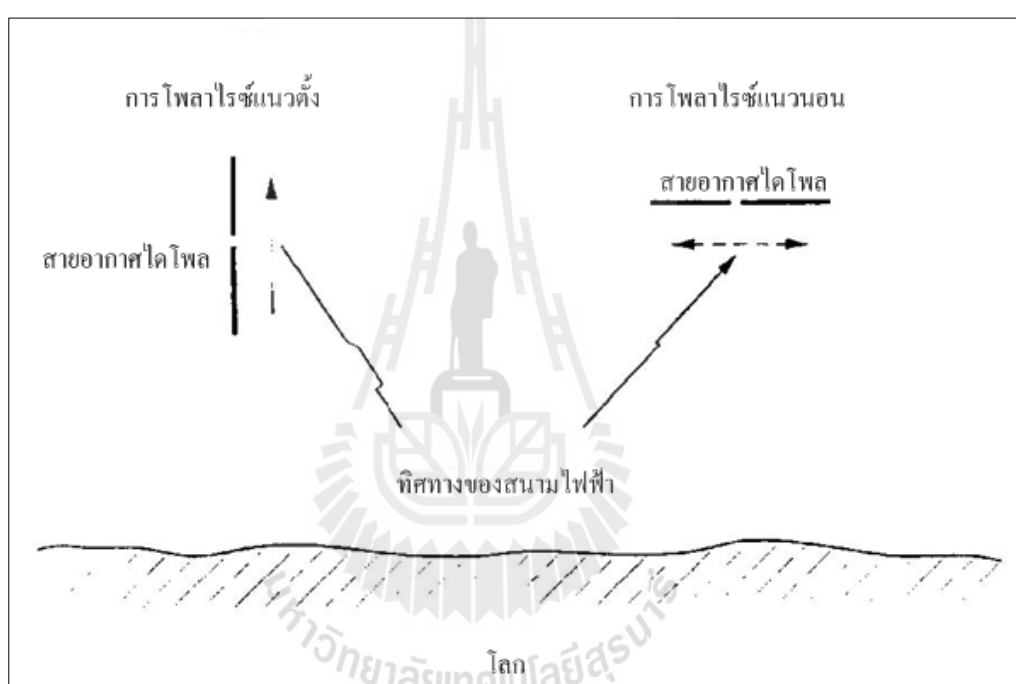
3.2.2 การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (Dipole Antenna Polarization)

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

บ่อยครั้งที่การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศ เช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวด ซึ่งอาจจะมีส่วนประกอบเพียงตัวเดียวหรือหลายตัววางขนานกัน เช่นสายอากาศไดโพลและสายอากาศยาก็เราสามารถที่จะสมมุติให้สนามไฟฟ้าซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศ แต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกันแต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้างมาทำนายการ

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

เพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ สิ่งสำคัญก็คือสายอากาศที่ทำหน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาริซเป็นแบบเดียวกันกับการโพลาริซของสัญญาณที่ส่งมา หากเกิดการสูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดวางการโพลาริซไม่ถูกต้อง (เช่น สัญญาณที่ได้รับได้เป็นของการโพลาริซทางแนวตั้งแต่สายอากาศที่ใช้มีการจัดการโพลาริซทางแนวนอน) เรียกว่าเกิดการแยกการโพลาริซแบบไขว้ (Cross-Polarization Isolation)



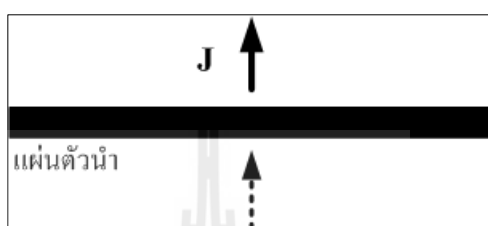
รูปที่ 3.4 ลักษณะการโพลาริซของสายอากาศไดโพล

3.3 สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน

แนวคิดในการเพิ่มอัตราขยายให้สายอากาศของสายอากาศไดโพลเส้นลวดนั้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อน และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับตัวสะท้อนคือ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวตั้งบนแผ่นตัวนำ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนแผ่นสะท้อน ดังรูปที่ 3.5(ก) และ (ข) ตามลำดับ

เมื่อวางสายอากาศไดโพลเส้นลวดในลักษณะตั้งฉากกับแผ่นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 3.5(ก) พบว่าทิศทางกระแสของสายอากาศและกระแสของแผ่นตัวนำไปในทิศทางเดียวกัน ส่งผลให้

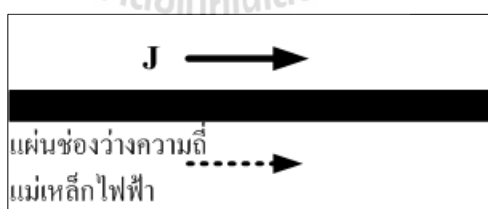
ประสิทธิภาพของสายอากาศดี แต่มีรูปแบบพื้นฐานต่ำ (Low profile) และในทางกลับกันถ้าวางสายอากาศไดโพลเส้นลวดแนวระนาบเดียวกับแผ่นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 3.5(ข) แม้จะสามารถแก้ไขปัญหาระนาบเดียวกัน แนวทางที่จะสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้คือ วางสายอากาศไดโพลเส้นลวดแนวระนาบเดียวกับตัวสะท้อนที่เรียกว่า ช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.5(ค)



(ก) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวตั้งบนแผ่นตัวนำ

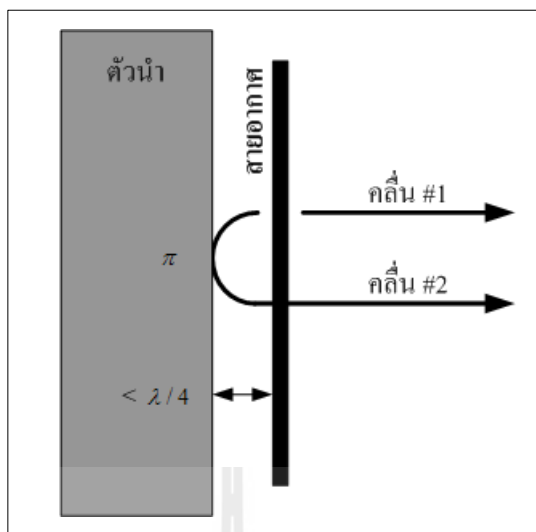


(ข) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนแผ่นตัวนำ

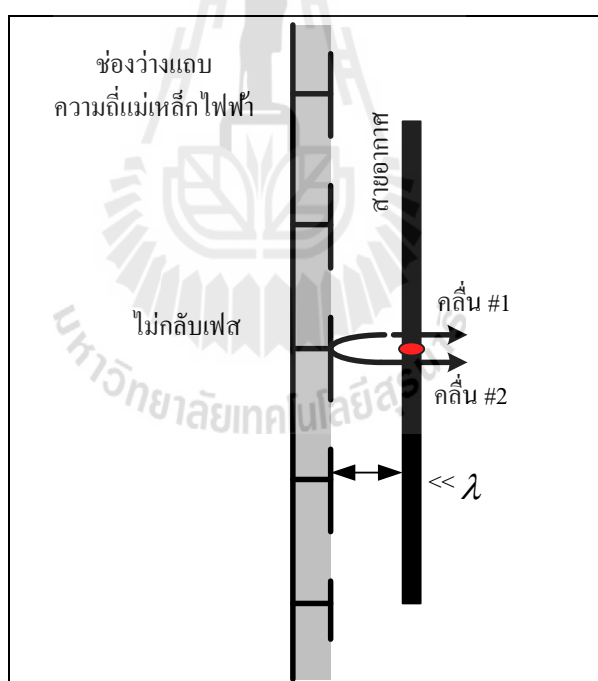


(ค) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

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) ซึ่งจะกลับเฟส 180 องศาส่งผลให้ต้องวางสายอากาศห่างจากแผ่นตัวนำเป็นระยะ $\lambda/4$ และในทำนองเดียวกัน จากรูปที่ 3.6(ข) เมื่อคลื่นไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งไม่กลับเฟส ส่งผลให้ต้องวางสายอากาศห่างจากแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นระยะ $\lambda/2$ จึงจะทำให้คลื่น#2 มีเฟสตรงกันกับคลื่น#1 พอดี ดังนั้นจึงส่งผลดีต่อการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศตัวนั้น ๆ นอกจากนี้เรายังสามารถออกแบบให้สามารถลดระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นสะท้อนได้โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้สายอากาศมีสัญญาณต่ำได้ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป

3.4 สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (Curved Strip Dipole Antenna)

ทฤษฎีสายอากาศไดโพลสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการนำมาคำนวณเพื่อหารัศมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (a) จากทฤษฎีความยาวของสายอากาศไดโพล

$$L = \lambda/2 \quad (1)$$

และความยาวเส้นรอบวงของครึ่งวงกลม

$$L = \pi a \quad (2)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (2) ใน (1) จะได้

$$a = (\lambda/2)/\pi \quad (3)$$

3.5 ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG)

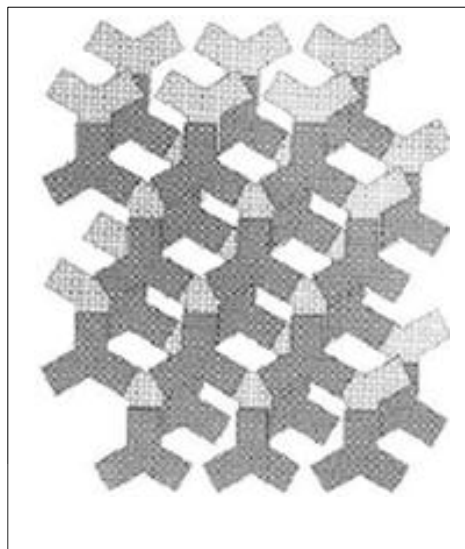
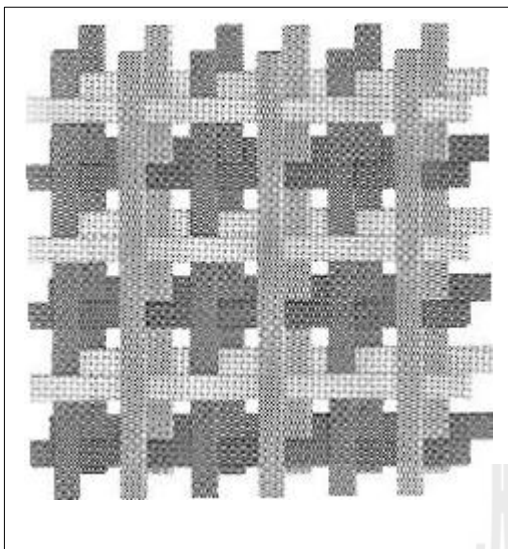
ในปัจจุบัน โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งเป็นกลุ่มตามลักษณะเรขาคณิตดังนี้

1) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ มีลักษณะเป็นปริมาตร เช่นเป็นโครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริกเป็นแท่งสี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น และรวมชั้นโลหะที่มีลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.7

2) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ มีลักษณะเป็นพื้นผิวระนาบ เช่นโครงสร้างพื้นผิวแบบดอกเห็ด และโครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว ดังแสดงในรูปที่ 3.8

3) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีลักษณะเป็นสายส่ง เช่นโครงสร้างแบบไมโครสตริปร่วมกับหลุมที่วางเป็นคาบบนระนาบกราวด์ และสายส่งที่ประกอบไปด้วยทิศทางซ้ายและขวามือ

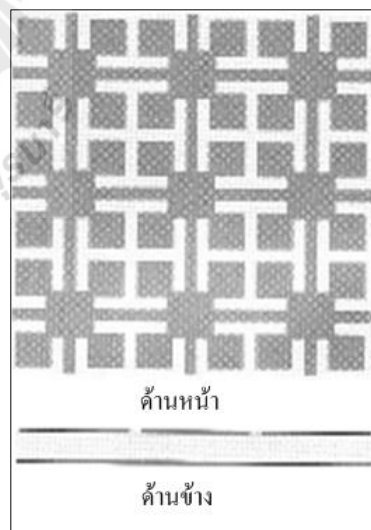
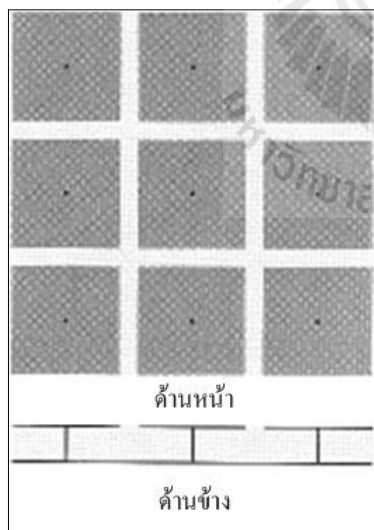




(ก) โครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริกเป็นแม่
สี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น

(ข) โครงสร้างแบบรวมชั้นโลหะที่มี
ลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน

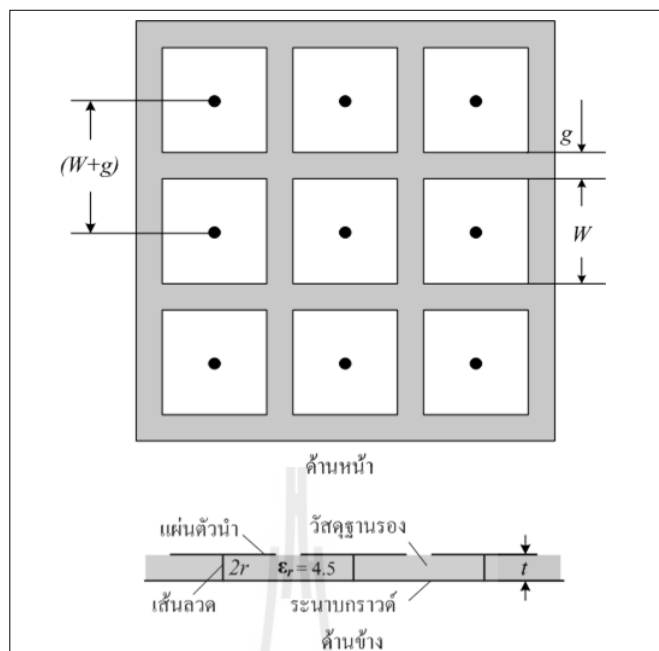
รูปที่ 3.7 โครงสร้างแบบ 3 มิติ



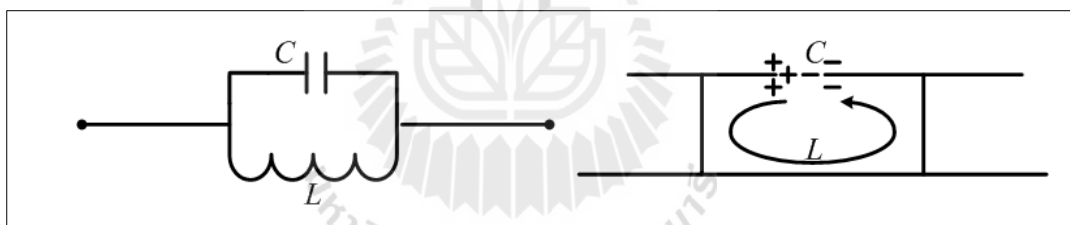
(ก) โครงสร้างพื้นผิวแบบดอกเห็ด

(ข) โครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว

รูปที่ 3.8 โครงสร้างแบบ 2 มิติ



รูปที่ 3.9 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ด (Mushroomlike EBG)



รูปที่ 3.10 รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำและค่าความจุของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เพื่อต่อการสร้างและการนำไปใช้งาน งานวิจัยนี้จึงนำเสนอโครงสร้างของช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอย่างง่ายคือโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 3.9 (Yang F., Rahmat-Samii Y., 2009) โดยโครงสร้างสามารถแบ่งออกได้เป็นสามส่วน ซึ่งประกอบด้วยส่วนบนคือแผ่นตัวนำ ส่วนที่สองคือวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างระนาบกราวด์และแผ่นตัวนำ และส่วนที่สาม คือ ระนาบกราวด์ สำหรับแผ่นตัวนำมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม และมีเส้นลวดขนาดเล็ก (vias) ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมแนวตั้งระหว่างแผ่นโลหะด้านบนกับระนาบกราวด์ ซึ่งมีรูปทรงเรขาคณิตคล้ายเห็ด (mushroomlike EBG) จากนั้นถูกนำมาประกอบเป็นแถวลำดับ ซึ่งหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ จากเส้นลวดหนึ่งไปยังอีกเส้น

ลวดหนึ่งซึ่งมีความยาวน้อยกว่าหนึ่งความยาวคลื่น สามารถเปรียบเทียบลักษณะการทำงานของหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.10

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดคอกเค็ด

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) และแผ่นตัวนำดังรูปที่ 3.10

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

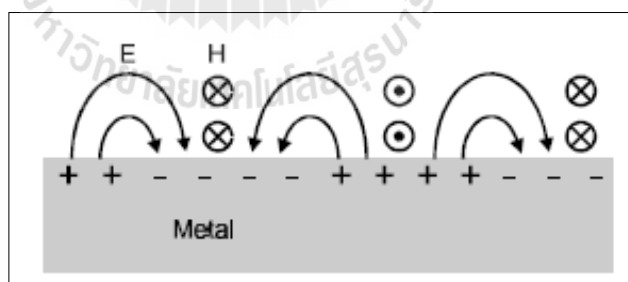
เมื่อ

μ_0 คือ ค่าความซบซึ่มแม่เหล็ก (permeability)

ϵ_0 คือ ค่าสภาพยอมไฟฟ้า (permittivity)

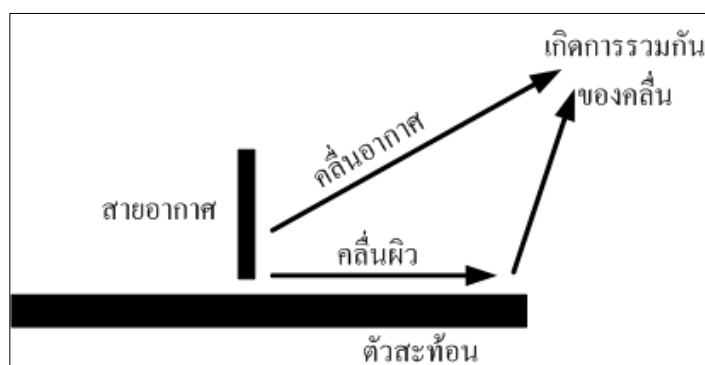
0.1 การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.11(ก) แสดงสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนพื้นผิวแผ่นโลหะในโหมด TM ซึ่งสนามแม่เหล็กมีทิศทางวนรอบตัวนำ ส่วนสนามไฟฟ้าวิ่งจากขั้วบวกไปยังขั้วลบที่บริเวณผิวของแผ่นโลหะ ถ้าวางสายอากาศด้านบนแผ่น โดยสายอากาศที่สามารถยกตัวอย่างได้ดีที่สุดคือสายอากาศโมนโพล ซึ่งคลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศโมนโพลบนตัวสะท้อนแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือคลื่นที่แพร่กระจายสู่อากาศและคลื่นผิว โดยคลื่นทั้งสองชนิดนี้จะไปรวมกัน ณ จุด ๆ หนึ่งดังรูปที่ 3.11(ข) ในที่นี้ถ้าคลื่นทั้ง 2 ชนิดมีเฟสตรงกันจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้



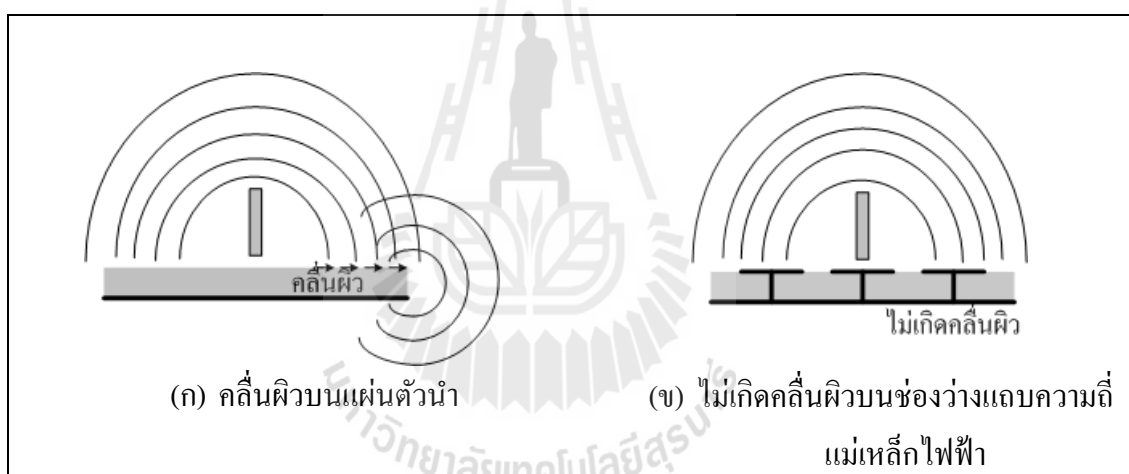
(ก) คลื่นผิวที่แพร่กระจายบนแผ่น โลหะในโหมด TM

รูปที่ 3.11 คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน



(ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศโมโนโพลบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.11 คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน (ต่อ)



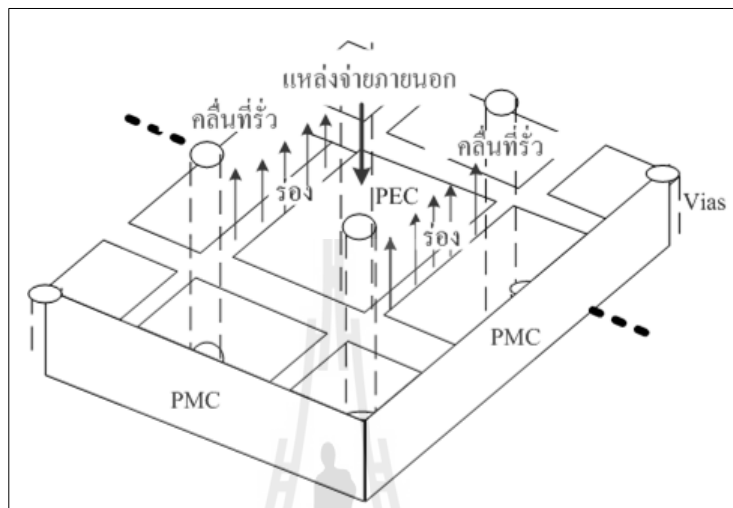
(ก) คลื่นผิวบนแผ่นตัวนำ

(ข) ไม่เกิดคลื่นผิวบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 3.12 การแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อน

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

สนามไฟฟ้าในทิศพุ่งเข้าและพุ่งออกกลายเป็นคลื่นนิ่ง และมีพลังงานถูกเหนี่ยวนำออกจากร่องของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลก็คือคลื่นนั้นไปเสริมกับคลื่นจากสายอากาศทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานเพิ่มมากขึ้น ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 โครงสร้างการทำงานของช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งหน่วย

0.1 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

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

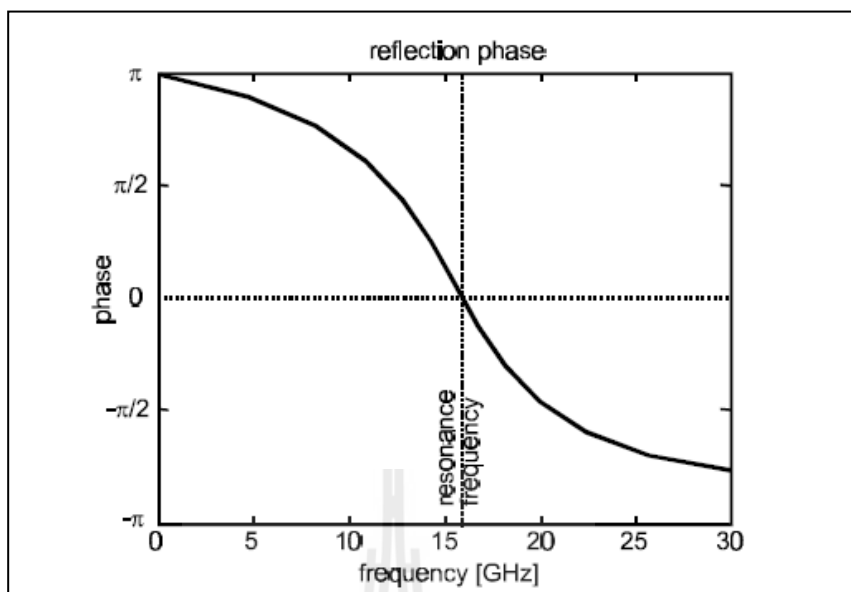
เฟสของการสะท้อนเป็นความแตกต่างเฟสระหว่างคลื่นวิ่งกลับและคลื่นที่วิ่งไปข้างหน้า

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

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

3.8 คลื่นระดับพื้นผิว (Surface Wave)

ความสัมพันธ์ของการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวบนระนาบกราวด์ที่มีอิมพีแดนซ์สูงสามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ของการกระจายสำหรับคลื่นโหมด 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

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

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

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

ในทำนองเดียวกัน จากสมการที่ (3.16) จะได้

$$E_x = \frac{-jk}{\alpha} C e^{-jkz - \alpha x} \quad (3.19)$$

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

เราสามารถพิสูจน์ โดยการเริ่มต้นจากสมการอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวของคลื่นโหมด TE

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

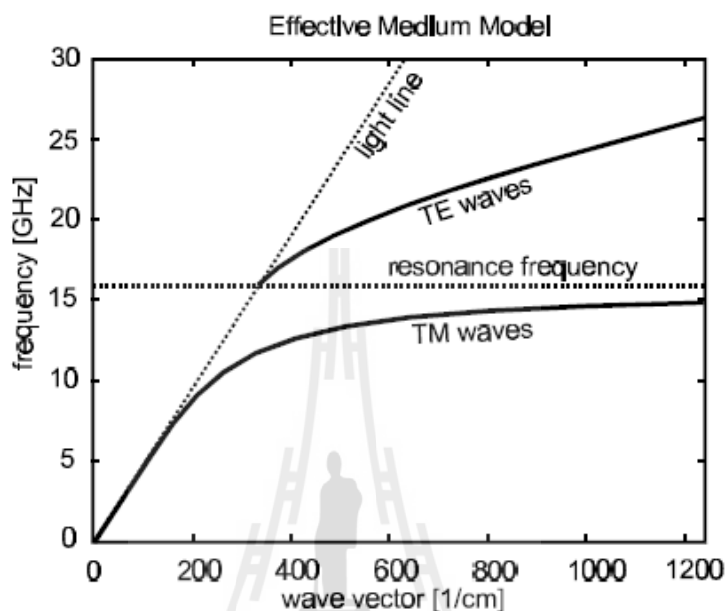
นำไปรวมกับสมการที่ (3.20) จะได้สมการการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวโหมด TE

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

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

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

เราสามารถนำผลของวงจรมิติแบนซ์จากสมการที่ (3.22) และ (3.26) มาเขียนเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 3.15 โดยแผ่นตัวนำมีโครงสร้างแบบสองชั้น มีค่าความจุ 0.05 pF-square และค่าความเหนี่ยวนำ 2nH/square



รูปที่ 3.15 ไดอะแกรมการกระจายสำหรับคลื่นระดับพื้นผิว

3.9 สายอากาศแถวลำดับ

จากงานวิจัยที่ผ่านมา สายอากาศสตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ถูกนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกัน เพื่อเพิ่มอัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศ และในทำนองเดียวกัน ถ้าต้องการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศอีก มีหนึ่งเทคนิคที่เป็นพื้นฐานคือ การนำสายอากาศมาวางเป็นแถวลำดับ (Antenna Array) มีลักษณะดังต่อไปนี้ การเลือกใช้สายอากาศขึ้นอยู่กับความต้องการในการแพร่กระจายคลื่นว่าเป็นแบบที่กำหนดทิศทาง (Directional) หรือไม่กำหนดทิศทาง (Non directional) ระบบสายอากาศที่ได้จะกล่าวถึงต่อไปคือ สายอากาศที่ประกอบขึ้นด้วยสายอากาศแบบครึ่งคลื่น (Half Wave) ตั้งแต่สองอันหรือมากกว่าวางอยู่ห่างกัน ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้น อาจมีทิศทางเสริมกันหรือหักล้างกัน ในเรื่องของแถวลำดับนี้มีด้วยกัน 2 แบบ คือ Driven Array และ Parasitic Array ซึ่งในงานวิจัยฉบับนี้จะศึกษาเกี่ยวกับ Driven Array โดยมีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นระนาบกราวด์

อุปกรณ์ Driven Arrays ประกอบด้วย ไดโพลสองตัวหรือมากกว่า ซึ่งไดโพลทุกตัวจะต่ออยู่กับสายส่งกำลังที่มาจาก แหล่งจ่ายแบบแถวลำดับ (Generator Array) สายอากาศแบบนี้สามารถแบ่งได้ 4 แบบ คือ

0.1.4 Broadside Array

เมื่อสายอากาศไดโพลสองอันวางขนานกันมีระยะห่างเท่ากับ $\lambda/2$ และป้อนกำลังงานให้กับสายอากาศไดโพลทุกอันแบบ In Phase กัน ทำให้การแผ่กระจายคลื่นส่วนใหญ่ออกไปด้านข้าง ถึงแม้ว่าการแผ่กระจายคลื่นของแต่ละไดโพลเป็นแบบหรือไม่กำหนดทิศทาง (มองจากปลายสายอากาศไดโพล) แต่คลื่นจะรวมตัวกันทำให้เกิดการแผ่กระจายแบบกำหนดทิศทาง เมื่อคลื่นจากไดโพลตัวที่ 1 เคลื่อนไปถึงไดโพลตัวที่ 2 เฟสห่างกันอยู่ 180 องศา กับพลังงานที่เพิ่งออกจากไดโพลตัวที่ 2 สนามของคลื่นทั้งสองจะหักล้างกันในแนวที่ระดับแถวลำดับ อย่างไรก็ตามในพื้นที่ราบตั้งฉากกับสายอากาศและระยะครึ่งระหว่างสายอากาศนั้น สนามของคลื่นที่เกิดขึ้นจะรวมกันมีกำลังสูงขึ้น ถ้ามีสายอากาศไดโพลมากขึ้น ก็จะทำให้มีการกำหนดทิศทางได้ดีขึ้น และพร้อมกันนั้นจะทำให้มีโหลบเพิ่มขึ้น โดยที่ Broadside Array จะมีโหลบหลักที่มุม 90 องศา

3.9.2 End Fire Array

ถ้าสายอากาศไดโพลวางขนานซึ่งกันและกันและมีระยะห่างกัน $\lambda/2$ พลังงานที่ป้อนเข้าไปต่างเฟสกัน 180 องศา ทำให้คลื่นที่แผ่กระจายออกไปมีความเข้มของสนามเกิดขึ้นสูงสุดในแนวของสายอากาศไดโพลที่วางเรียงกันอยู่ เนื่องจากสายอากาศแต่ละอันวางห่างกันอยู่ $\lambda/2$ และแต่ละอันป้อนพลังงานต่างเฟสกัน 180 องศา ฉะนั้นคลื่นจากสายอากาศต้นที่หนึ่งเคลื่อนที่ไปถึงสายอากาศต้นที่สอง จะมีเฟสเดียวกันทำให้เกิดการเสริมกันของคลื่นทำให้มีความเข้มของสนามเพิ่มขึ้นตามแนวแกนของแถวลำดับ ส่วนในแนวที่ตั้งฉากกับแถวลำดับ จะเกิดการหักล้างกันของคลื่น ลักษณะของรูปคลื่นที่ปรากฏบนคลื่นที่แผ่กระจายออกไปในอากาศจะมีโหลบหลักที่มุม 0 องศา หรือ 180 องศา

3.9.3 Cardioid Array

ถ้าสายอากาศไดโพลสองต้นวางขนานกันอยู่และมีระยะห่าง $\lambda/4$ พลังงานที่ป้อนทำให้เฟสของสายอากาศไดโพลทั้งสองต่างกัน 90 องศา การจัดแบบนี้เรียกว่า Cardioid Array การแผ่กระจายคลื่นของการจัดแถวลำดับแบบนี้ จะมีออกไปในเส้นทางเดียว การป้อนพลังงานให้สายอากาศตัวแรก มีเฟสนำอยู่ 90 องศา (โดยการวางห่างกัน $\lambda/4$) เมื่อเคลื่อนจากสายอากาศตัวแรกไปยังตัวที่สอง จะทำให้เกิดการเสริมกันของคลื่น แต่เมื่อคลื่นของสายอากาศตัวที่สองเคลื่อนมายังสายอากาศตัวที่หนึ่ง มันเกิดการต่างเฟสกัน 180 องศา กับคลื่นตัวแรกที่เพิ่งหลุดออกไป ฉะนั้นการเคลื่อนของคลื่นไปหาสายอากาศตัวแรกจึงหักล้างกัน รูปร่างของคลื่นที่แผ่กระจายไปในทิศทางเดียวคือ พุ่งออกมาไปตามสายอากาศที่มีเฟสตาม 90 องศา (สายอากาศตัวที่สอง)

3.9.4 Collinear Array

เมื่อสายอากาศไดโพลถูกวางไว้ในแนวเดียวกัน (แบบปลายต่อปลาย) และเมื่อป้อนกำลังเข้าไปให้เกิดเฟสเดียวกัน เรียกว่า Collinear Array เมื่อมองจากปลายด้านแนวลำดับ รูปคลื่นเป็นวงกลมเหมือนกับสายอากาศไดโพลเพียงตัวเดียว การจัดแถวลำดับลักษณะนี้เพื่อที่จะบีบรูปคลื่นแบบโคไซน์ให้แคบเข้าไป เมื่อใช้จำนวนสายอากาศไดโพลเพิ่มขึ้น รูปคลื่นก็ยิ่งเบนลงมา การจัดแถวลำดับแบบนี้ ถ้ามีจำนวนสายอากาศมากขึ้นก็จะส่งผลให้ลำคลื่นแคบลงและมีโพลบเล็กเพิ่มขึ้น

จากการศึกษาข้างต้น งานวิจัยนี้จึงนำการจัดแถวลำดับมาวิเคราะห์เพื่อหาลักษณะการจัดแถวลำดับที่เหมาะสมที่สุด ที่จะนำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศสตริปไดโพล โค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

3.10 สรุป

สำหรับงานวิจัยนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลคือ สายอากาศสตริปไดโพล โค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยนำสายอากาศสตริปไดโพลมาดัดโค้งเป็นครึ่งวงกลมและวางแถวลำดับบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยการนำข้อดีของทั้งสายอากาศไดโพลและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ เพื่อให้สามารถนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้สำหรับติดตั้งที่ส่วนเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของเทคโนโลยีอาร์เอฟไอดี เพื่อพัฒนาระบบชำระเงินบนทางด่วนได้อย่างมีประสิทธิภาพเพื่อลดความล่าช้าของการจราจรบนทางด่วน

บทที่ 4

การออกแบบสายอากาศแถวลำดับ

โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศแถวลำดับ โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับตัวอ่านและบันทึกข้อมูลของระบบ RFID โดยออกแบบที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz สายอากาศที่ออกแบบแล้วจะถูกจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อดูค่าการสูญเสียย้อนกลับ รูปแบบการแผ่พลังงานสนามระยะใกล้ และอัตราขยายของสายอากาศซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

4.1 การศึกษาสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากบทที่ 2 ทฤษฎีสายอากาศไดโพลสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการนำมาคำนวณเพื่อหาระยะมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (a) จากทฤษฎีความยาวของสายอากาศไดโพล

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

และความยาวเส้นรอบวงของครึ่งวงกลม

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

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (4.2) ใน (4.1) จะได้

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

การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์อ้างอิงต่างๆ ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง แสดงได้ดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนดให้มีความถี่ปฏิบัติการคือ 2.45 GHz และป้อนกำลังงานด้วยสายส่ง 50 โอห์ม ความยาวของสายอากาศไดโพล หรือ L หาได้จาก

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

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

รัศมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง หรือ a หาได้จาก
ดังนั้นจะได้

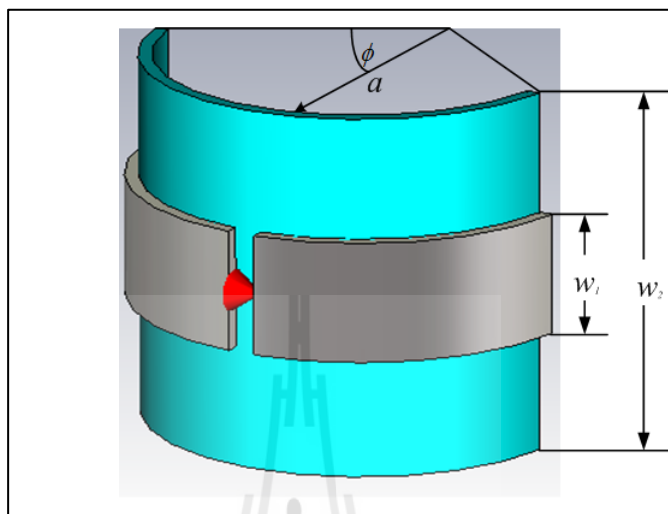
$$a = \frac{\lambda/2}{\pi} = \frac{61.225}{3.14} = 19.48 \text{ mm} = 0.16 \lambda$$

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

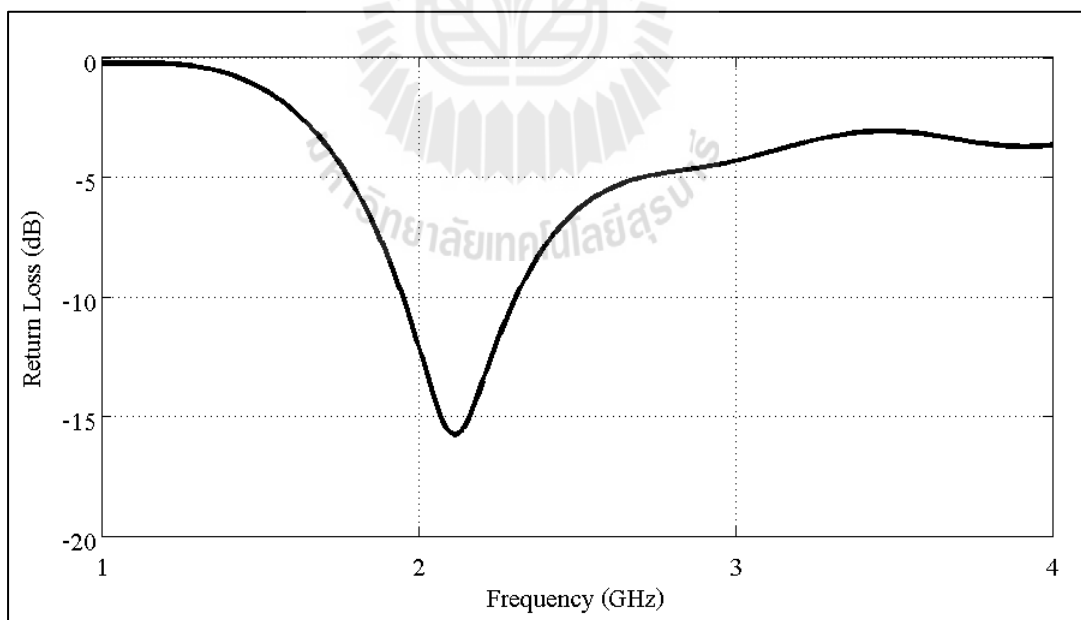
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่ารัศมีความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง คือให้ a เท่ากับ 0.12λ 0.137λ 0.14λ และ 0.16λ ตามลำดับ ซึ่งจะส่งผลต่อความยาวของสายอากาศ จากการจำลองพบว่าเมื่อสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมีความยาวน้อยลง จะส่งผลทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับ มีค่าเปลี่ยนไปดังรูปที่ 4.2 ดังนั้นจึงพิจารณาเพื่อเลือกค่ารัศมีความโค้งของสายอากาศลดลงจากเดิมเป็น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

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่สามารถทำงาน ที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.45 GHz แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบแสดงดังตาราง 4.1 และรูปที่ 4.3(ก) แสดงผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.26 GHz ถึง 2.67 GHz ดังรูปที่ 4.3(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าต่ำกว่า 2 ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.26 GHz ถึง 2.67 GHz เช่นกัน แสดงได้ดังรูปที่ 4.3(ค) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.3 (ง) ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว และมีความกว้างครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 95.3 องศา ซึ่ง

มีค่าคลื่นกว้างกว่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศไดโพลเส้นตรง โดยผลการจำลองที่ได้ มีอัตราขยาย 1.5 dB

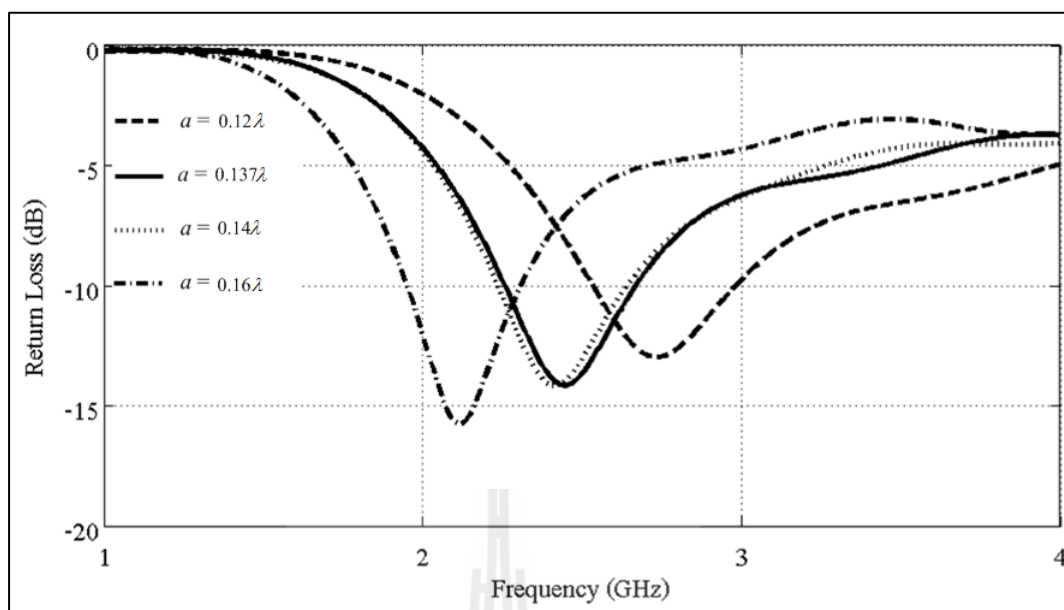


(ก) แบบจำลองสายอากาศ



(ข) ค่าการสูญเสียย้อนกลับ

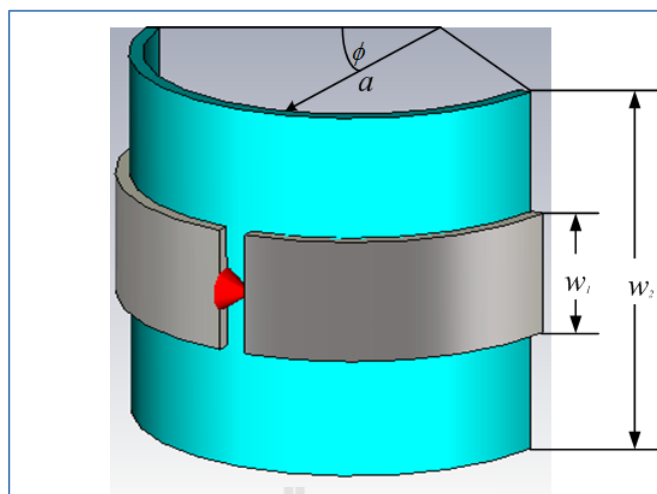
รูปที่ 4.1 ผลจากการจำลองสายอากาศตรีปไดโพลโค้งด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio



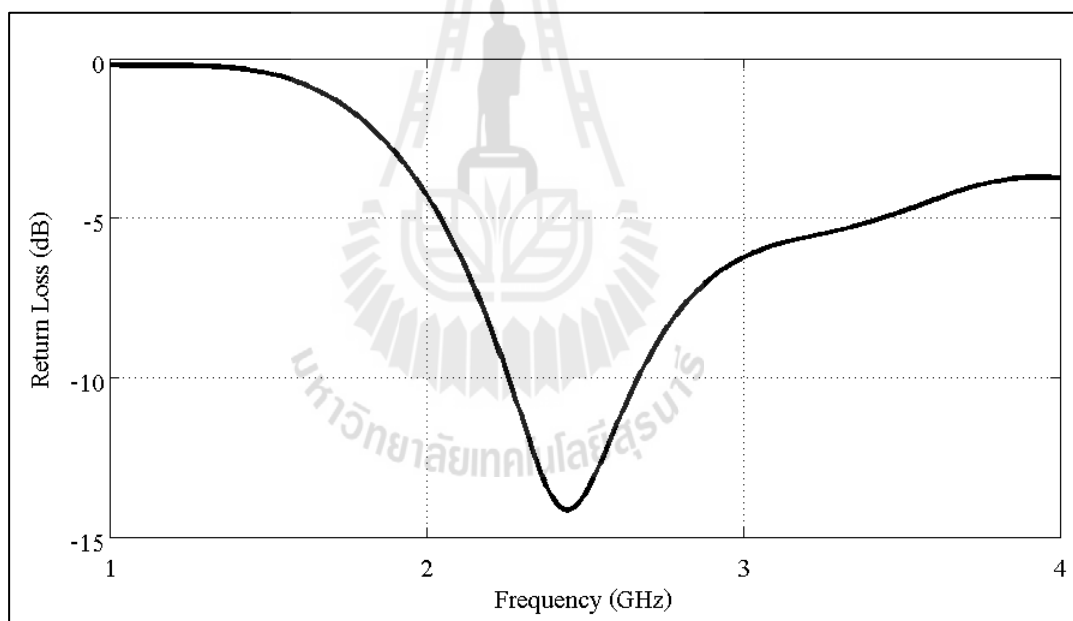
รูปที่ 4.2 ค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

พารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	ขนาด (λ)
a : รัศมีความโค้งของสายอากาศ	0.137
L : ความยาวของสายอากาศ	0.4
w_1 : ความกว้างของสตริปไดโพล	0.08
w_2 : ความกว้างของท่อนีวี่ซี	0.25
ความหนาของสตริปไดโพล	0.008

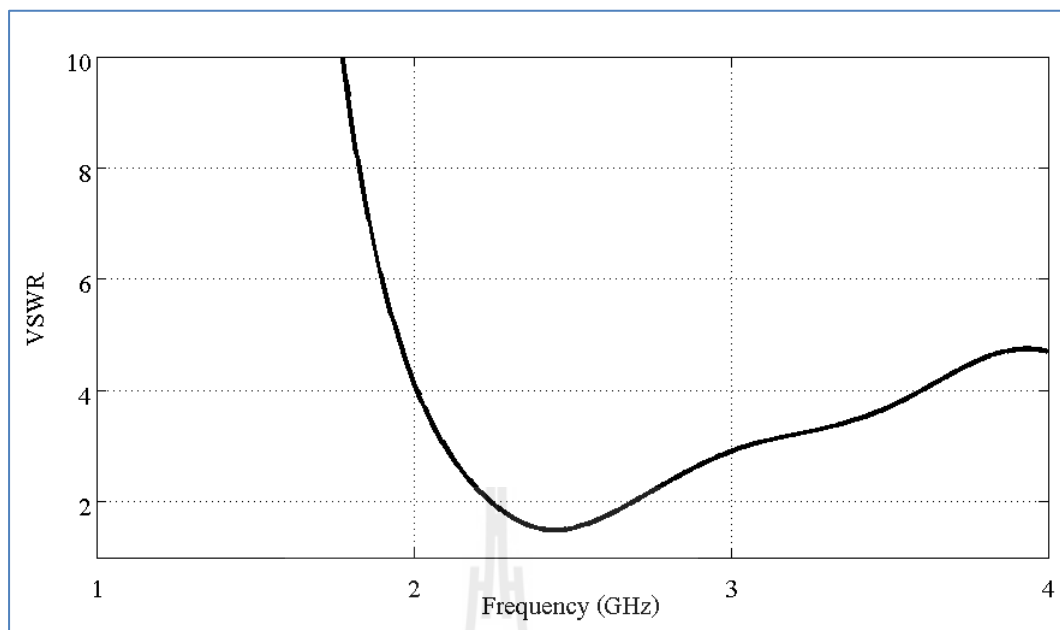


(ก) แบบจำลองสายอากาศต้นแบบ

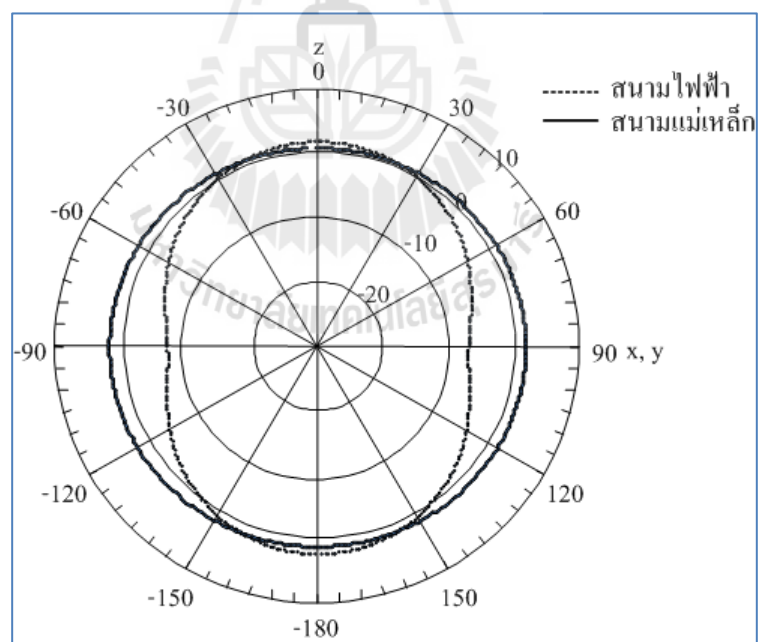


(ข) การสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.3 ผลจากการจำลองสายอากาศตรีโพลโค้งด้วยโปรแกรม
CST Microwave Studio หลังจากปรับค่า a



(ค) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง



(ง) รูปแบบการแผ่พลังงาน

รูปที่ 4.3 ผลจากการจำลองสายอากาศตรีปโพลโคงด้วยโปรแกรม

CST Microwave Studio หลังจากปรับค่า a (ต่อ)

4.2 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

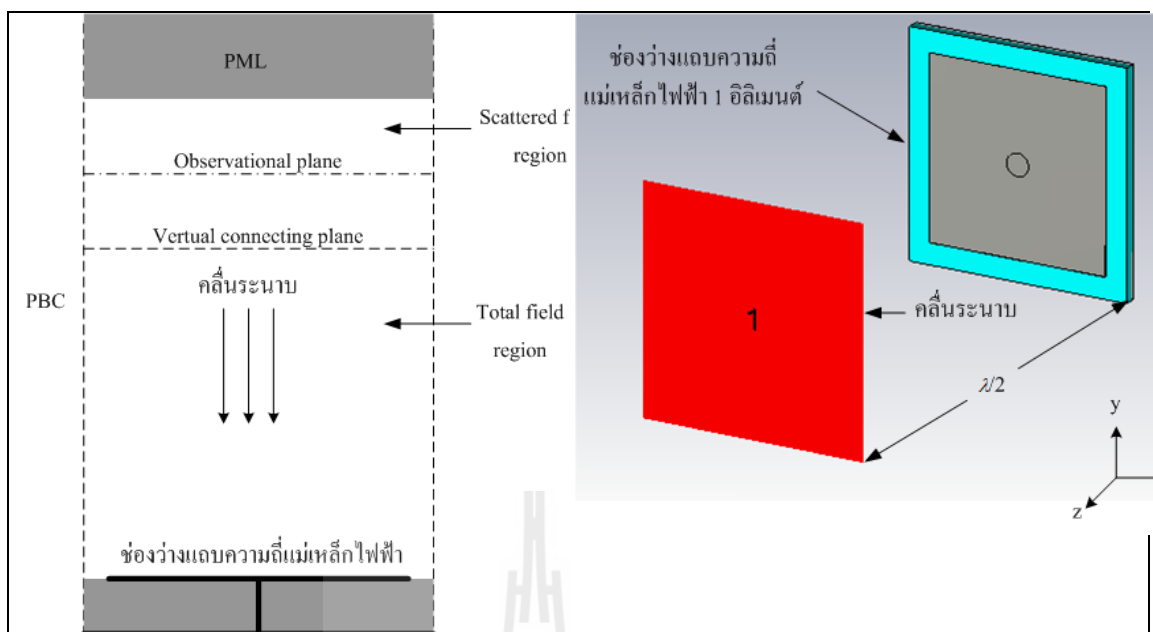
ออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดดอกระบายโดยกำหนดให้พารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังนี้ (Fan Yang, Yahya-Samii, 2006) ซึ่งใช้เป็นค่าพารามิเตอร์อ้างอิงเริ่มต้นในการออกแบบ

$$W = 0.12 \lambda \quad g = 0.02 \lambda \quad t = 0.04 \lambda \quad r = 0.005 \lambda \quad \text{และ} \quad \epsilon_r = 2.2$$

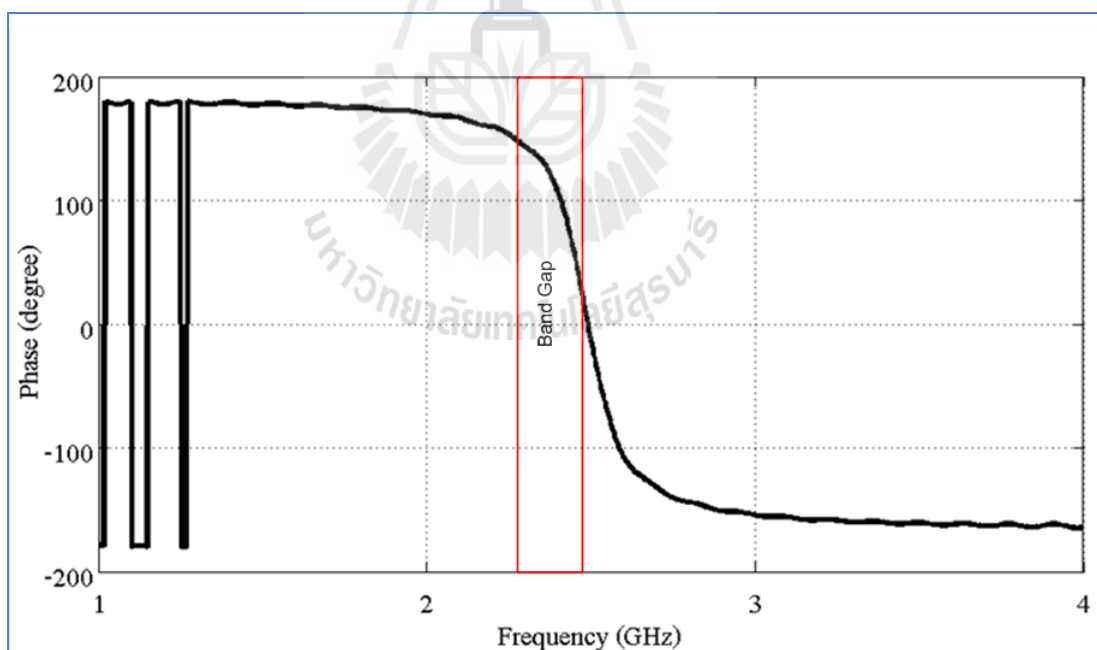
เนื่องจากวัสดุที่ใช้ในการทดสอบมีขอบเขตจำกัด คือกำหนดให้มีสภาพยอมและความสูงของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 และ 1.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ จากบทที่ 3 กำหนดให้พื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไม่กลับเฟส เมื่อทำการป้อนสัญญาณ โดยเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) ด้วยระยะห่างจากผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ $\lambda/2$ คลื่นระนาบที่สะท้อนกลับมาจึงจะมีค่าเฟสเท่ากับศูนย์พอดี จากรูปที่ 4.4 (ก) และ (ข) แสดงการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave และ ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่ามีความถี่ของการสูญเสียย้อนกลับเป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบเนื่องจากการปรับค่าที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz พิจารณาจากค่าเฟสเท่ากับศูนย์ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถทำงานได้ที่เฟสมีค่าเท่ากับ 90 ± 45 องศา เพื่อใช้เป็นแผ่นสะท้อนของสายอากาศรีปไดโพลโค้ง 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

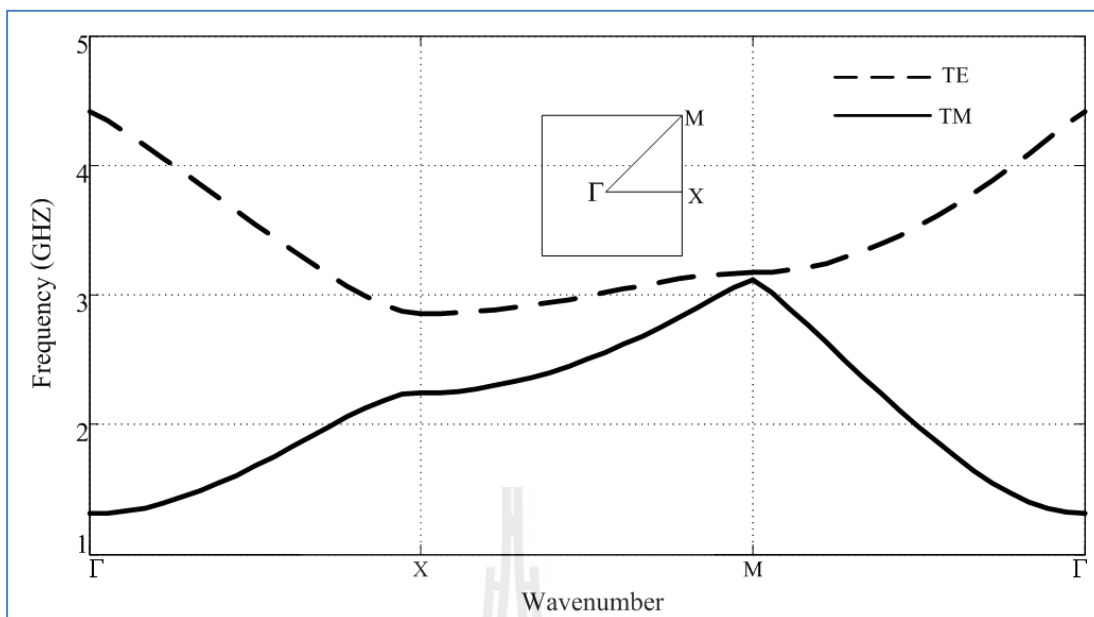


(ก) แบบจำลองช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 1 บิต

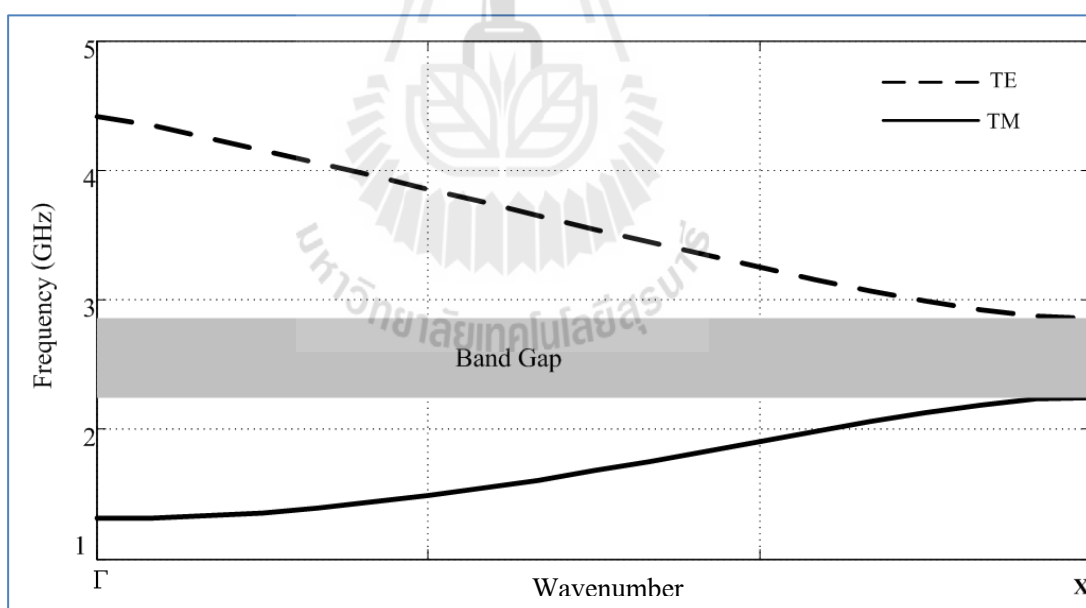


(ข) ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.4 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



(ค) โครงสร้างแถบคลื่นผิวสำหรับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



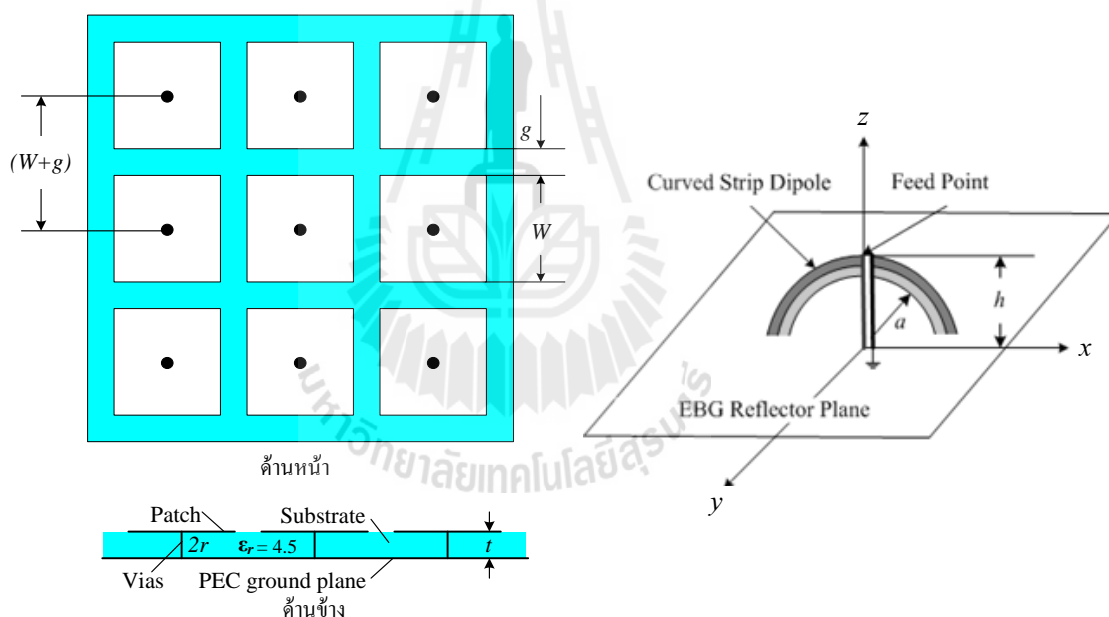
(ง) แถบความถี่ที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน

รูปที่ 4.4 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (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 สายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ

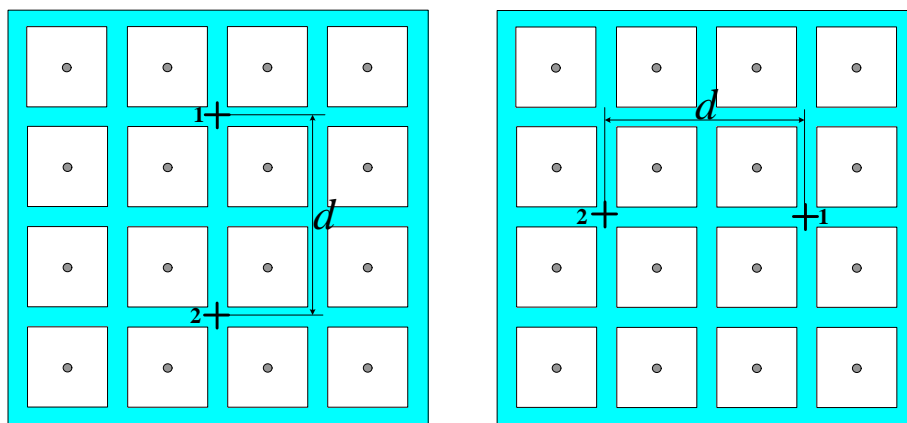
สำหรับการวิเคราะห์ตำแหน่งการวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 2 ตัว บนช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์แสดงดังรูปที่ 4.5 พบว่าสามารถแบ่งการจัดแฉวลำดับออกเป็น 2 แบบคือ 1×2 และ 2×1 มิติ โครงสร้างแสดงดังรูปที่ 4.6



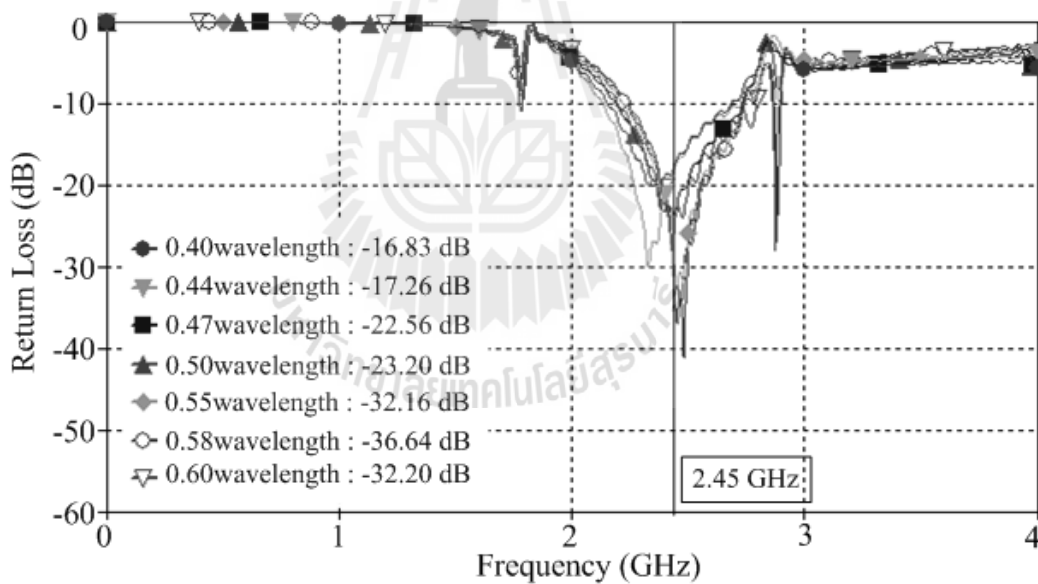
(ก) ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
แบบหลายมิติเซลล์

(ข) สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง
เมื่อวางตามแนวแกน x

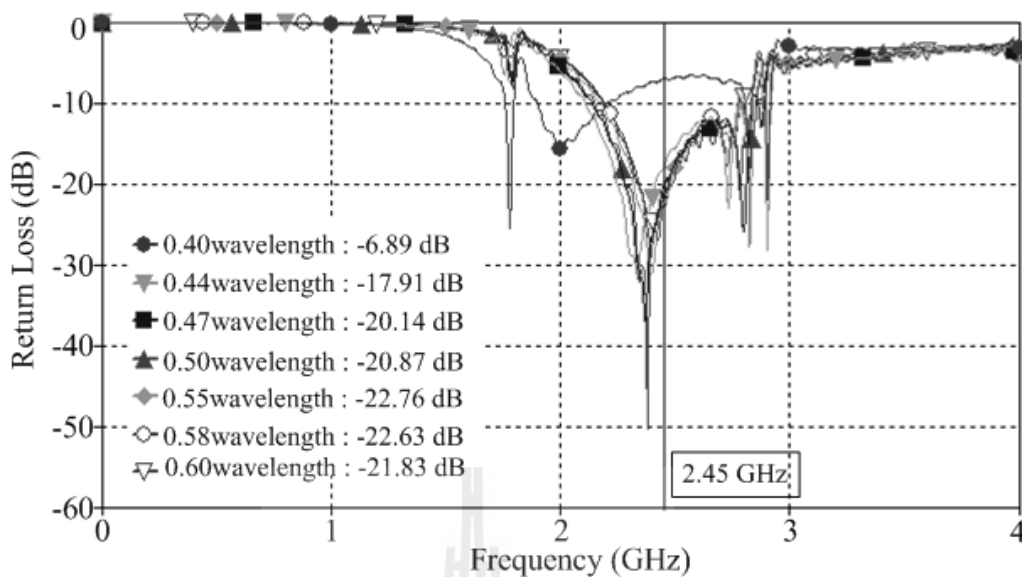
รูปที่ 4.5 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง
บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

(ก) 1×2 อิลิเมนต์(ข) 2×1 อิลิเมนต์

รูปที่ 4.6 แบบจำลองสายอากาศสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบสองอิลิเมนต์

(ก) 1×2 อิลิเมนต์

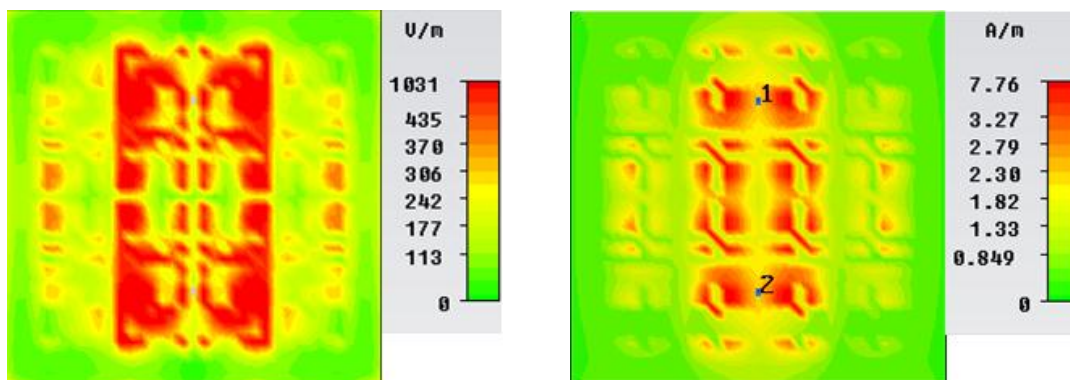
รูปที่ 4.7 ค่า S_{11} ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อค่า d เปลี่ยนแปลง

(ข) 2×1 อิลิเมนต์

รูปที่ 4.7 ค่า S_{11} ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อค่า d เปลี่ยนแปลง (ต่อ)

เมื่อวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งในระนาบเดียวกันกับระนาบกรวด์ซึ่งเป็นแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 4×4 อิลิเมนต์ ด้วยขนาดดังตารางที่ 4.2 เนื่องจากเราสามารถกำหนดค่าเฟสสะท้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้เป็น 178 องศาได้โดยการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนั้นระยะห่างจากจุดป้อนสัญญาณและผิวของแผ่นตัวนำ (h) เท่ากับ 0.24λ หัวข้อนี้จึงได้ทำการปรับระยะระหว่างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งทั้งสองต้น (d) เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุด ของทั้งกรณี 1×2 และ 2×1 อิลิเมนต์ ผลของ S_{11} แสดงดังรูปที่ 4.7 พบว่าในกรณี 1×2 และ 2×1 อิลิเมนต์ ระยะห่างของสายอากาศสองต้นที่เหมาะสมที่สุดมีค่าเท่ากับ 0.58λ และ 0.55λ ตามลำดับ

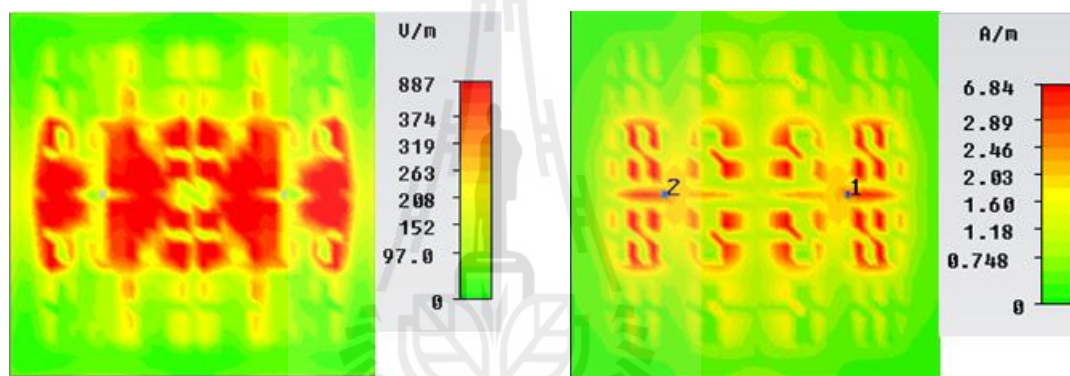
พิจารณาสนามระยะใกล้ที่เกิดบริเวณผิวของแผ่นตัวนำในรูปของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อระยะ h เท่ากับ 0.24λ ดังรูปที่ 4.8 พบว่าค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุด คือ 1031 V/m และ 7.76 A/m ตามลำดับ (ในกรณี 1×2 อิลิเมนต์) นอกจากนี้ในกรณี 2×1 อิลิเมนต์ ค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุด คือ 887 V/m และ 6.84 A/m ตามลำดับ ค่าสนามระยะใกล้ สิ่งที่ส่งผลให้สนามระยะใกล้ของกรณี 2×1 อิลิเมนต์ มีค่าน้อยกว่า เนื่องจากที่บริเวณปลายทั้งสองข้างของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งนั้น มีพลังงานสูงจึงเกิด mutual coupling ระหว่างสายอากาศทั้งสองต้นมากกว่าในกรณี 1×2 อิลิเมนต์



สนามไฟฟ้า

สนามแม่เหล็ก

(ก) 1×2 อิลิเมนต์



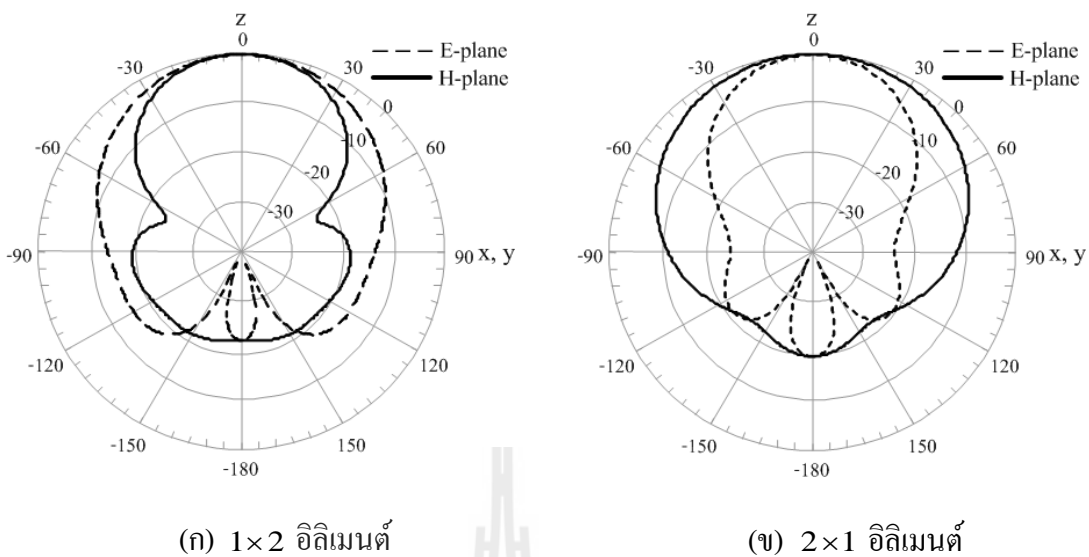
สนามไฟฟ้า

สนามแม่เหล็ก

(ข) 2×1 อิลิเมนต์

รูปที่ 4.8 สนามระยะใกล้บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
เมื่อ $d = 0.58 \lambda$ และ 0.55λ ตามลำดับ

สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.9 ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังตารางที่ 4.3 โดยที่อัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตรีปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1×2 อิลิเมนต์ และ 2×1 อิลิเมนต์ มีค่าเท่ากับ 10.09 dB และ 9.19 dB ตามลำดับ ซึ่งใน 2 กรณีนี้ก็สามารถเลือกตามการนำไปใช้งานได้



รูปที่ 4.9 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีจำนวน 2 อิลิเมนต์

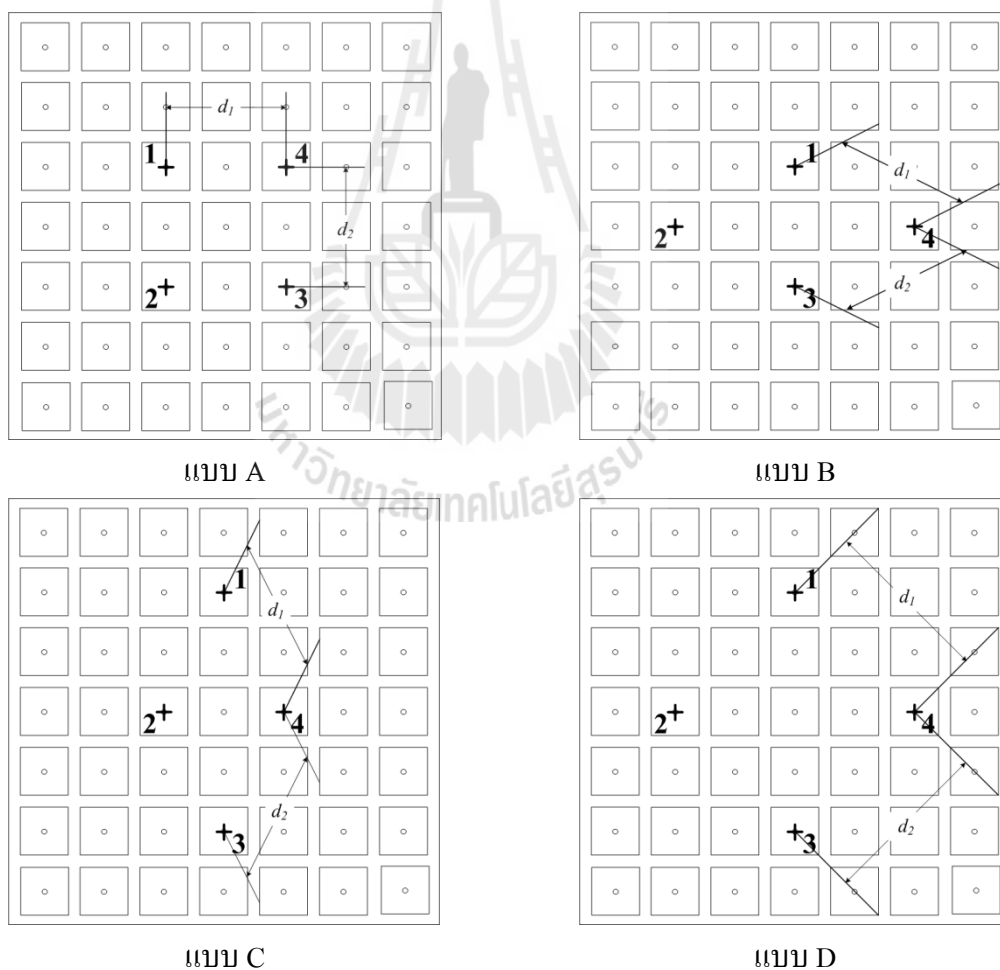
ตารางที่ 4.3 อัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 2 อิลิเมนต์

รูปแบบแถวลำดับ	$d (\lambda)$	อัตราขยาย (dB)	HPBW (องศา)	
			E-plane	H-plane
1×2	0.58	10.09	70.7	49.7
2×1	0.55	9.19	47.3	87.0

และในหัวข้อต่อไปจะทำการศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีจำนวน 4 อิลิเมนต์ ซึ่งจะสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศสำหรับในไปใช้ในระบบ อาร์เอฟไอดี เพื่อติดตั้งกับตัวอ่านข้อมูล

4.4 สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 4 อลิเมนต์

ในหัวข้อนี้นำเสนอเกี่ยวกับการนำสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 4 อลิเมนต์ มาวางบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ซึ่งถูกออกแบบสำหรับให้ทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงลักษณะการวางตัวของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งว่ามีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า อย่างไร และมีความแตกต่างจากการใช้สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 2 อลิเมนต์อย่างไรบ้าง การวางตัวในแนวนอนตามแกน x ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 4 อลิเมนต์บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 7x7 อลิเมนต์ แสดงดังรูปที่ 4.10 และค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศแสดงดังตารางที่ 4.4

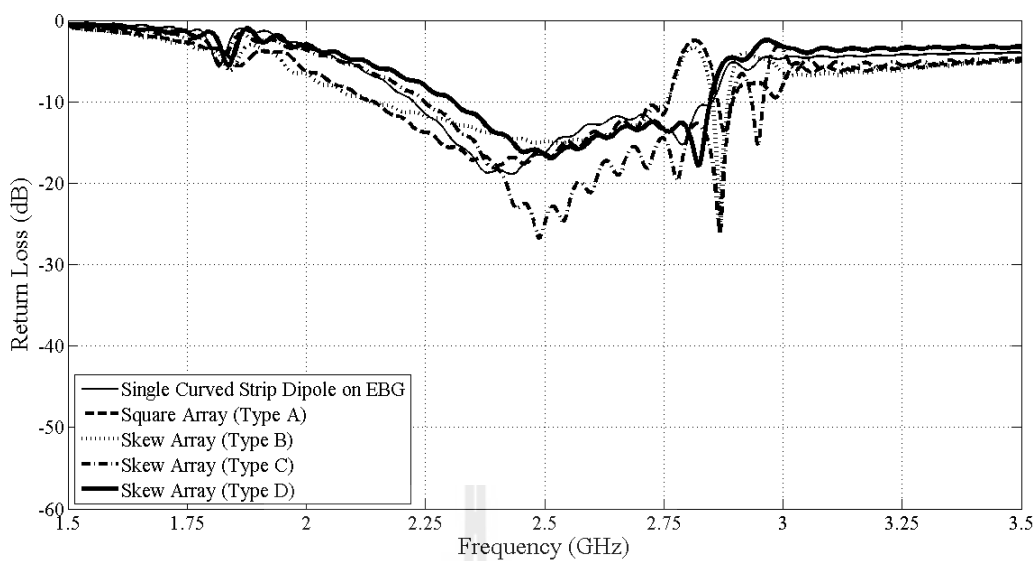


รูปที่ 4.10 ตำแหน่งการวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 4 อลิเมนต์บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

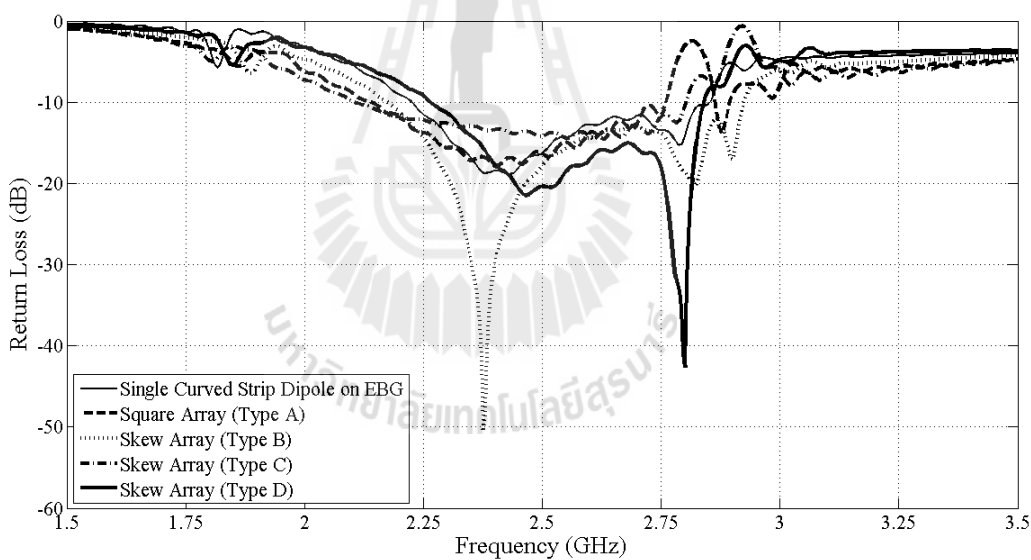
ตารางที่ 4.4 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศแถวลำดับ โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาด (mm)
ความยาวของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (L_d)	0.45λ
รัศมีของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (a)	0.17λ
ระยะห่างระหว่างสตริปไดโพลโค้งและ EBG (h)	0.24λ
ความกว้างของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (w_1)	0.03λ
ช่องว่างระหว่างแพดท์ (g)	0.044λ
ความกว้างของท่อ PVC (w_2)	0.16λ
ความกว้างของแพดท์ (W)	0.2034λ
รัศมีของเส้นลวด (r)	0.005λ
ความยาวของเส้นลวด (t)	0.013λ

พิจารณาลักษณะของสายอากาศในด้านอัตราขยายเชิงทิศทาง จากหัวข้อที่แล้วพบว่า มีอัตราขยายเชิงทิศทางมากที่สุดคือ 10 dB ดังนั้นจากทฤษฎีถ้าเราเพิ่มจำนวนอิลิเมนต์ให้มากขึ้น แสดงว่าอัตราขยายของสายอากาศจะต้องเพิ่มขึ้นตามไปด้วย การจัดแถวลำดับถูกแบ่งออกเป็น 4 แบบคือ A B C และ D โดยที่แบบ A เป็นสายอากาศแถวลำดับ 2×2 อิลิเมนต์ โดยมีระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์เป็น d_1 และ d_2 มีค่าเท่ากับ 0.5λ ที่ซึ่งถูกนำมาพิจารณาค่า S_{11} ส่วนแบบ B และ C เป็นสายอากาศแถวลำดับแบบเอียง ให้ d_1 และ d_2 มีค่าเท่ากับ 0.5λ แบบสุดท้ายคือแบบ D เป็นการ จัดแถวลำดับแบบเอียงเช่นเดียวกัน แต่กำหนดระยะห่างโดยมีข้อจำกัดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ 0.7λ จากรูปที่ 4.11 แสดงให้เห็นว่าในทุกรูปแบบการจัดแถวลำดับสายอากาศสามารถทำงานที่ความถี่ใช้งานคือ 2.45 GHz เนื่องจากเกิดการ coupling ระหว่างสายอากาศและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ส่งผลให้สายอากาศในแบบ D มีผลของ S_{11} ดีที่สุดคือ -16.1 dB สำหรับสายอากาศตัวที่ 1 และ 3 ส่วนสายอากาศตัวที่ 2 และ 4 มีค่า S_{11} ดีที่สุดคือ -20.7 dB

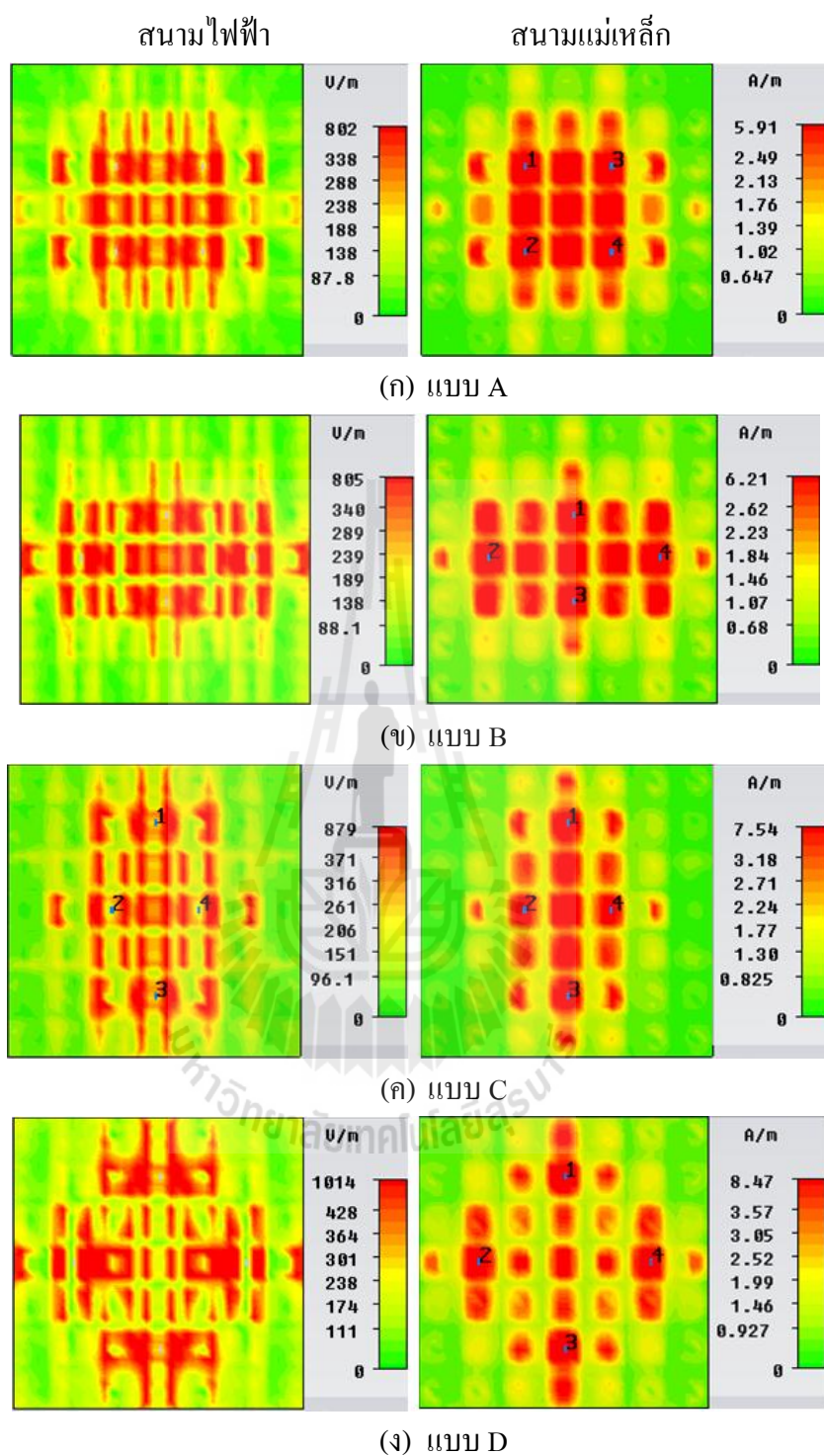


(ก) สายอากาศตัวที่ 1 และ 3

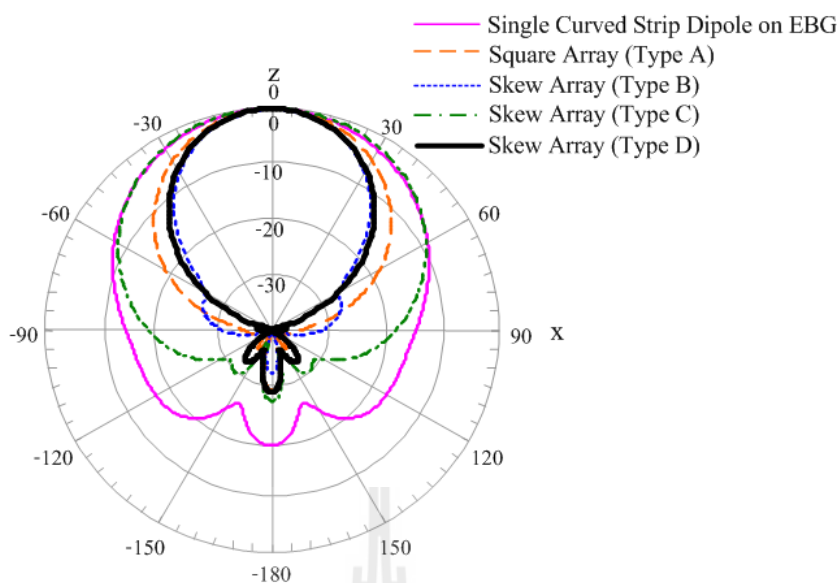


(ข) สายอากาศตัวที่ 2 และ 4

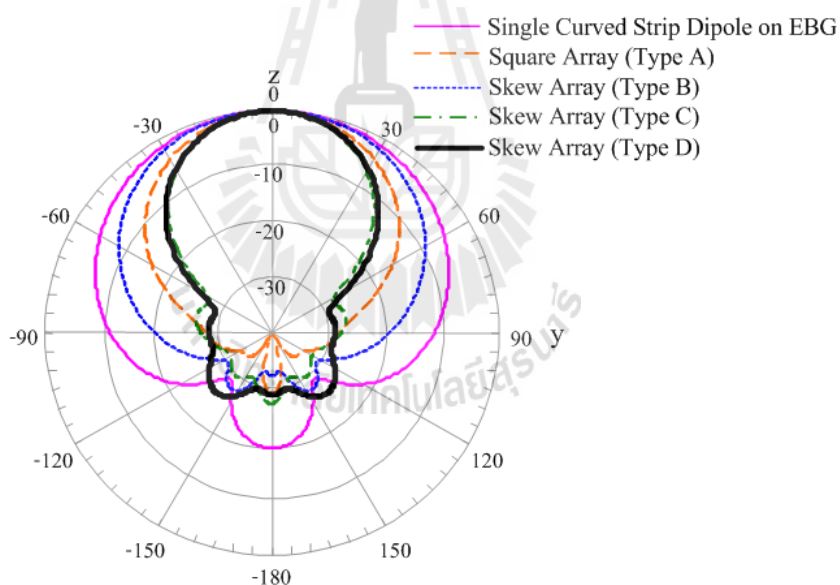
รูปที่ 4.11 ค่า S_{11} ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์
บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 4.12 สนามระยะใกล้ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์ บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.12 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้ง
4 อิลิเมนต์บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

คุณลักษณะของสายอากาศที่จะนำมาพิจารณาต่อไปคือสนามระยะใกล้ รูปที่ 4.12 แสดงสนามระยะใกล้ที่เกิดขึ้นบนระนาบกราวน์ในการจัดแถวลำดับที่ 4 รูปแบบ ที่ความถี่ 2.45 GHz พบว่าสายอากาศแบบ D มีสนามระยะใกล้มีค่าสูงสุดคือ 1,014 V/m และ 8.47 A/m ในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ จากความเข้มของสนามแสดงให้เห็นว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถระงับคลื่นผิวได้เป็นอย่างดี แต่ที่ในกรณี D ที่บริเวณขอบของระนาบกราวน์มีสนามเข้มกว่าแบบอื่น ๆ เนื่องจากที่ปลายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งนั้น มีสนามค่อนข้างเข้มมาก แต่พิจารณาจากแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานดังแสดงในรูปที่ 4.13 พบว่าโหลบด้านหลังของสายอากาศแถวลำดับแบบ D มีค่าน้อยมากในระนาบสนามไฟฟ้า นอกจากนี้ผลการจำลองทั้งหมดแสดงดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 อัตราขยายเชิงทิศทางและความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศแถวลำดับ โดยใช้สตริปไดโพลโค้ง 4 อิลิเมนต์บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปแบบของการจัดแถวลำดับ	Gain (dB)	HPBW (degree)	
		E-plane	H-plane
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง 1 อิลิเมนต์	7.80	78.3	91.8
แบบ A	11.40	47.6	53.2
แบบ B	11.39	38.8	72.4
แบบ C	11.08	73.4	41.7
แบบ D	13.20	40.3	43.0

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง สายอากาศแฉวลำดับ โดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 และ 4 อิลิเมนต์ ด้วยการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio พบว่าสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมีข้อดีคือ สามารถแผ่กระจายกำลังงานได้เป็นบริเวณที่กว้างกว่าสายอากาศไดโพลชนิดเส้นตรงเนื่องจากความโค้งของสายอากาศส่งผลให้มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าคือเท่ากับ 90 องศา และสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งได้ด้วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อทำหน้าที่ระงับคลื่นผิว นอกจากนี้การเพิ่มสายอากาศสตริปไดโพลโค้งให้มากกว่า 1 ตัว ยังสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศได้ตามหลักการของสายอากาศแฉวลำดับ สายอากาศจึงมีอัตราขยายที่พอเพียงและครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งานคือ 2.2 GHz ถึง 2.7 GHz ซึ่งถือว่าเป็นแถบความถี่ที่กว้างมาก สำหรับใช้เป็นสายอากาศของตัวอ่านข้อมูลในเทคโนโลยี RFID สำหรับเก็บค่าผ่านทางด่วนที่กำลังเป็นที่น่าจับตามองในปัจจุบัน



บทที่ 5

การทดสอบและวิเคราะห์ผล

จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมด ตลอดจนการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 2 และ 3 ดังนั้นในบทที่ 4 นี้จะกล่าวถึงการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ได้แก่ ค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง และอัตราขยาย โดยในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้น จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

5.1 วิธีการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 จนได้ขนาดของสายอากาศตามที่ต้องการสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 และรูปที่ 5.1 แสดงรูปสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ โดยสายอากาศสตริปไดโพลโค้งสร้างจากการนำแผ่นโลหะมาทำการตัดโค้ง จากนั้นวางบนท่อพีวีซีรูปทรงครึ่งวงกลม แล้วแบ่งครึ่งตรงกลางของแผ่นโลหะ เพื่อทำการป้อนสัญญาณขาเข้าด้วยหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์ม

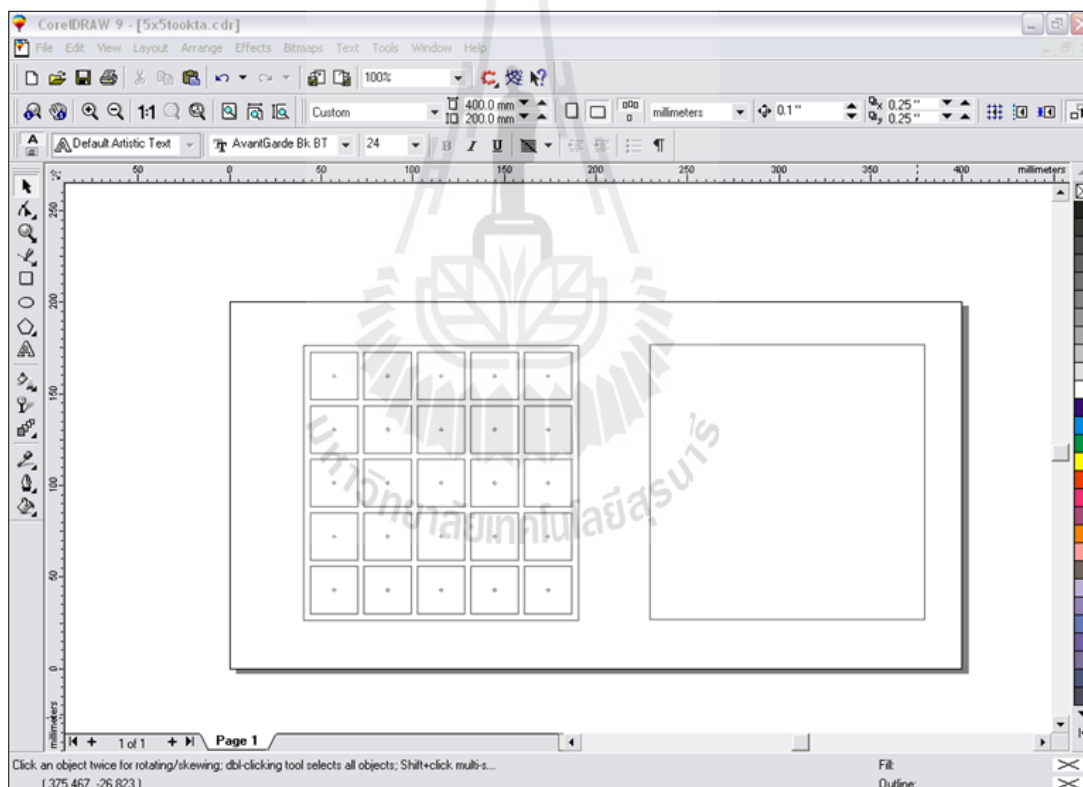


รูปที่ 5.1 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

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



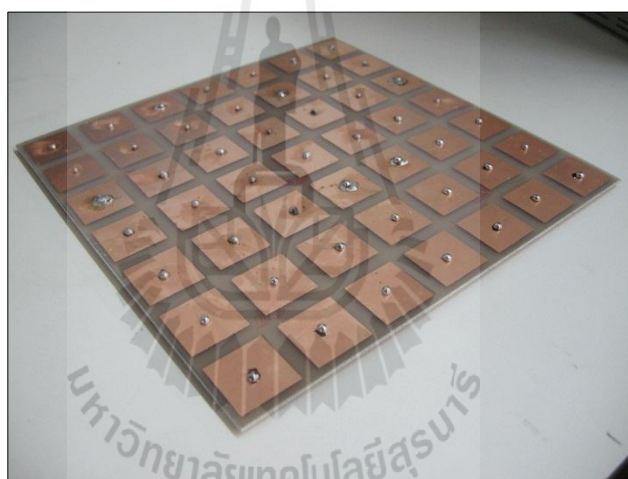
รูปที่ 5.2 โปรแกรม CoreIDRAW กำหนดการตัดแผ่น PCB

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสร้างจาก การนำโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไปวาดและตัดสติ๊กเกอร์โดยใช้โปรแกรม CoreIDRAW 9 ดังรูปที่ 5.2 ด้วยขนาดที่แสดงในตารางที่ 4.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้ใช้แผ่น

ไมโครสตริปชนิด FR4 จากนั้นจะรูตรงการของแต่ละแพตช์ เพื่อทำการเชื่อมแพตช์กับกราวด์ด้วยลวดเส้นเล็ก โดยรูปที่ 5.3 แสดงแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างเสร็จแล้ว

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

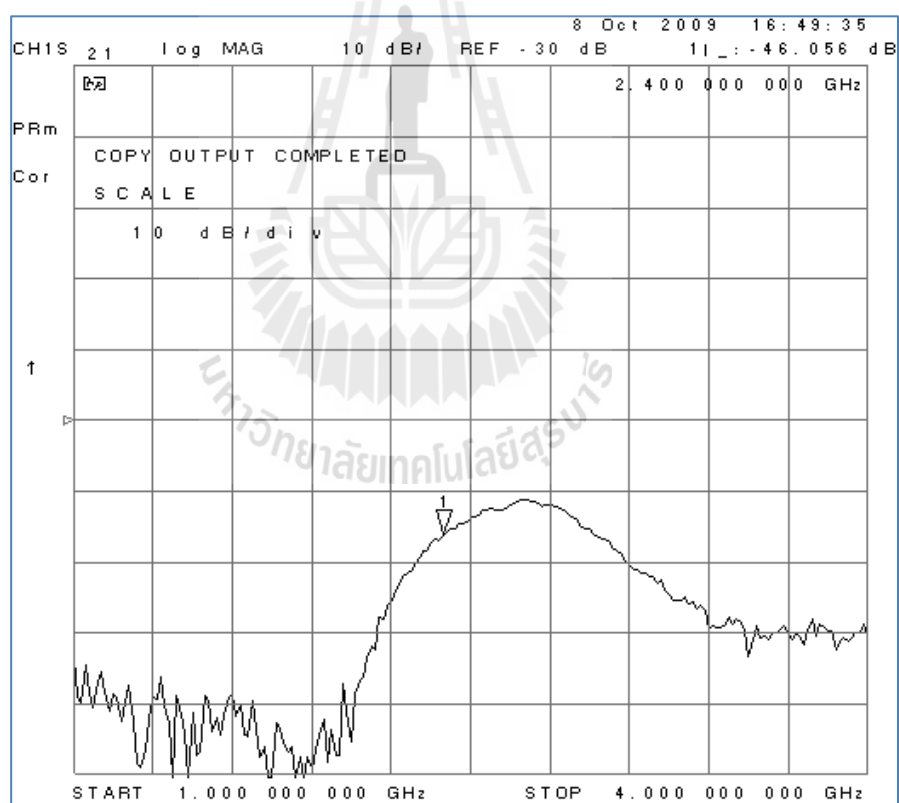


รูปที่ 5.3 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญในการทดสอบความสามารถในการลดคลื่นผิวของแผ่นสะท้อนคือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (transmission coefficient: S_{21}) ของคลื่น หมายถึงการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าด้านเข้าของสายอากาศ (port1) ไปยังสายอากาศด้านรับ (port2) ซึ่งตามปกติขนาดของ S_{21} ควรมีค่ามาก ๆ นั้นหมายถึงสายอากาศตัวส่งสามารถส่งกำลังงานไปยังสายอากาศตัวรับได้ดี เริ่มต้นการวัดทดสอบ S_{21} ด้วยการวางสายอากาศโมโนโพลระหว่างอากาศว่างแสดงดังรูปที่ 5.4(ก) ทั้งในโหมด TE และ TM พบว่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านสามารถส่งและรับกำลังงานได้ดีที่สุดที่ความถี่ 2.45 GHz ดังรูปที่ 4.4(ข) และ (ค) ก็จะมีค่าเท่ากับ -46.06 dB และ -40.52 dB ในโหมด TM และ TE ตามลำดับ

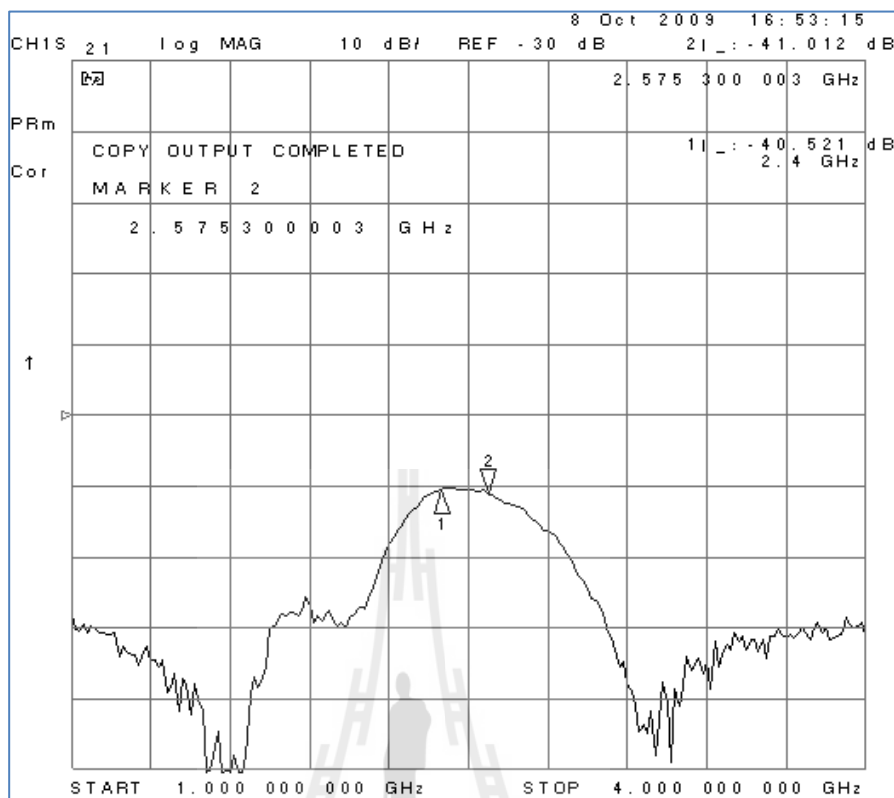


(ก) สายอากาศโมโนโพลระหว่างอากาศว่าง



(ข) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TM

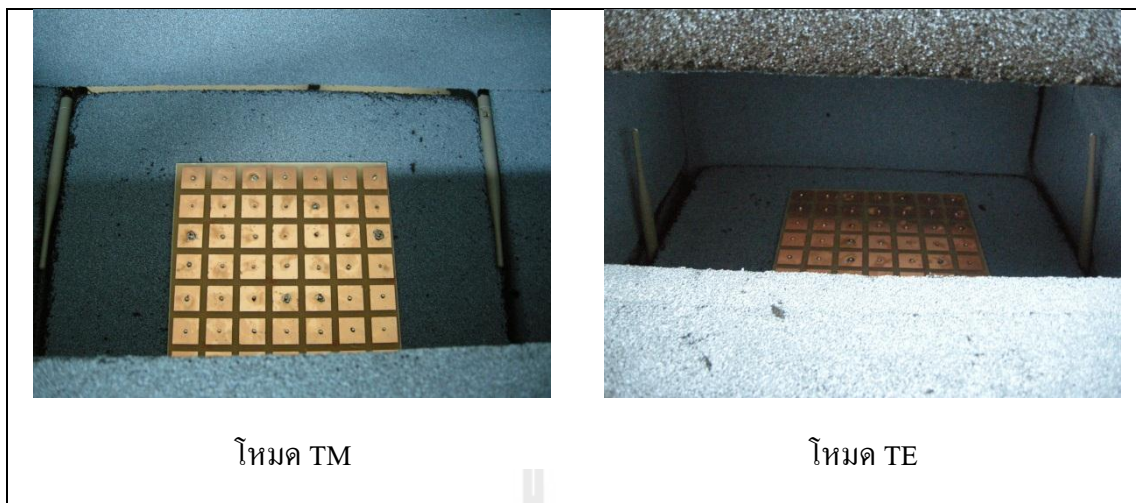
รูปที่ 5.4 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างอากาศว่าง



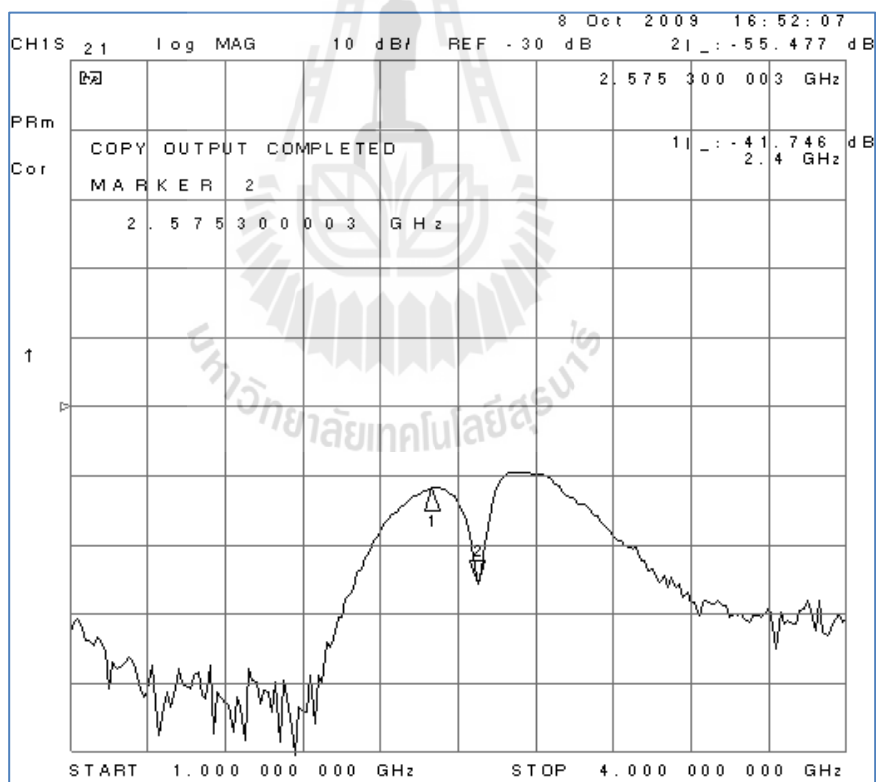
(ค) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TE

รูปที่ 5.4 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างอากาศว่าง (ต่อ)

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

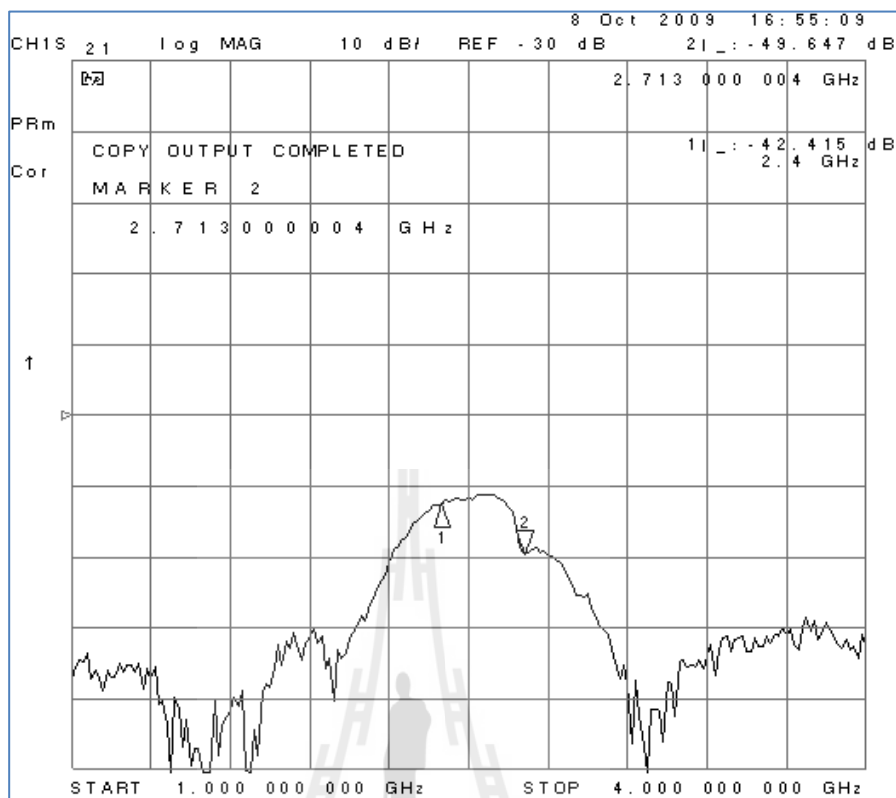


(ก) สายอากาศโมโนโพลระหว่างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



(จ) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TM

รูปที่ 5.5 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

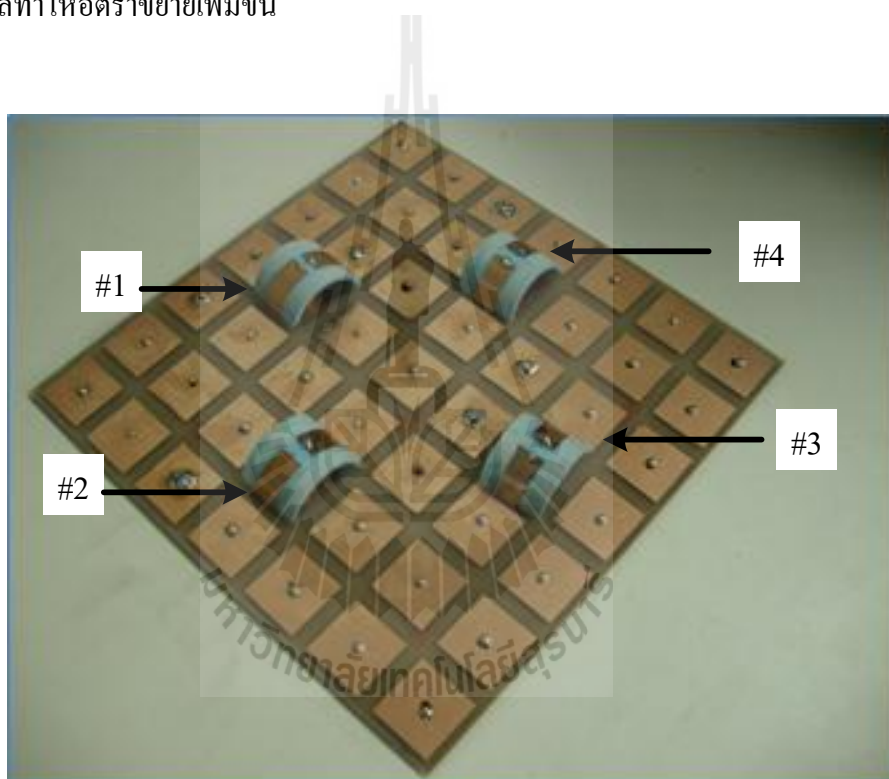


(ค) สัมประสิทธิ์การส่งผ่านโหมด TE

รูปที่ 5.5 การวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อวางสายอากาศระหว่าง
 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (ต่อ)

5.3 วิธีการสร้างสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการแล้ว สายอากาศทั้ง 4 ต้นจะถูกนำมาวางบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า หรือ h เท่ากับ 0.24λ แสดงดังรูปที่ 5.6 เป็นสายอากาศที่ช่วยให้มีลำคลื่นกว้างสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการกว้างขึ้นและยังสามารถสะท้อนคลื่นให้ไปยังทิศทางที่ให้บริการซึ่งจะมีผลทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้น



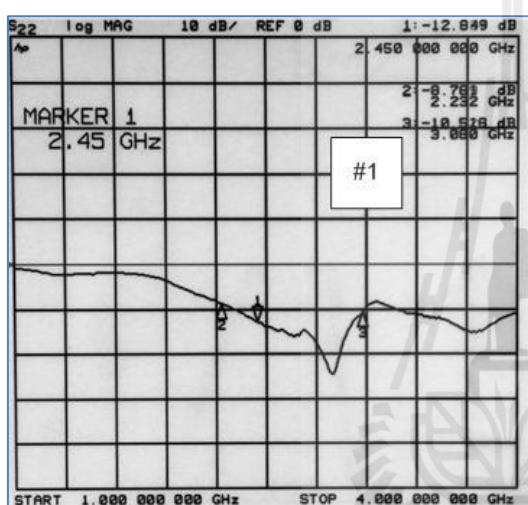
รูปที่ 5.6 สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น

5.4 ผลการวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับและความกว้างแถบ

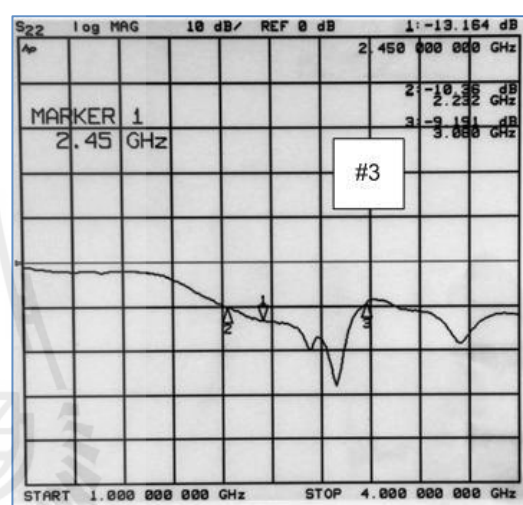
สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตช์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) หรือในรูปพารามิเตอร์ S_{11} และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) ในการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ S_{11} หมายถึงการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้า (port1) ของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ S_{11} อาจจะมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึง ลบอนันต์

(negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตช์อย่างสมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ วงศ์สรรรค์ และ ชวงค์), ม. ป. ป) ในงานประยุกต์ต่าง ๆ ค่าของ S_{11} จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่ามีการแมตช์ที่ดี

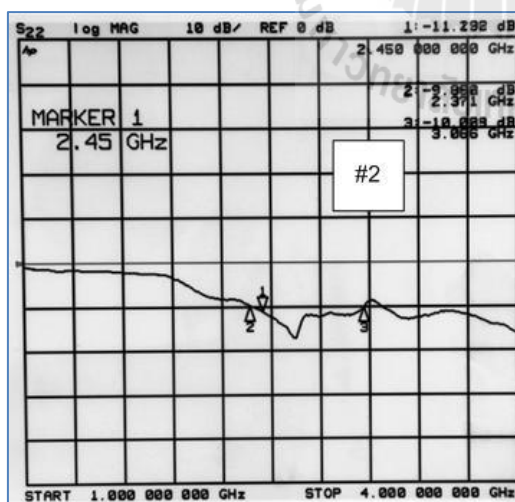
จากรูปที่ 5.7 แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบทั้งสี่ตัวที่วางอยู่บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} จากรูปสังเกตได้ว่าสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.2 GHz ถึง 3.0 GHz



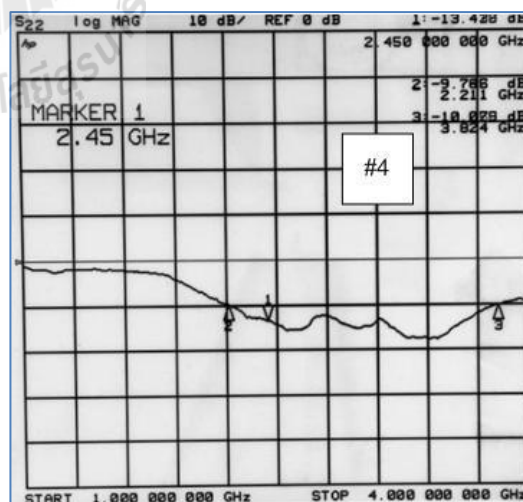
สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นที่ 1



สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นที่ 3



สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นที่ 2

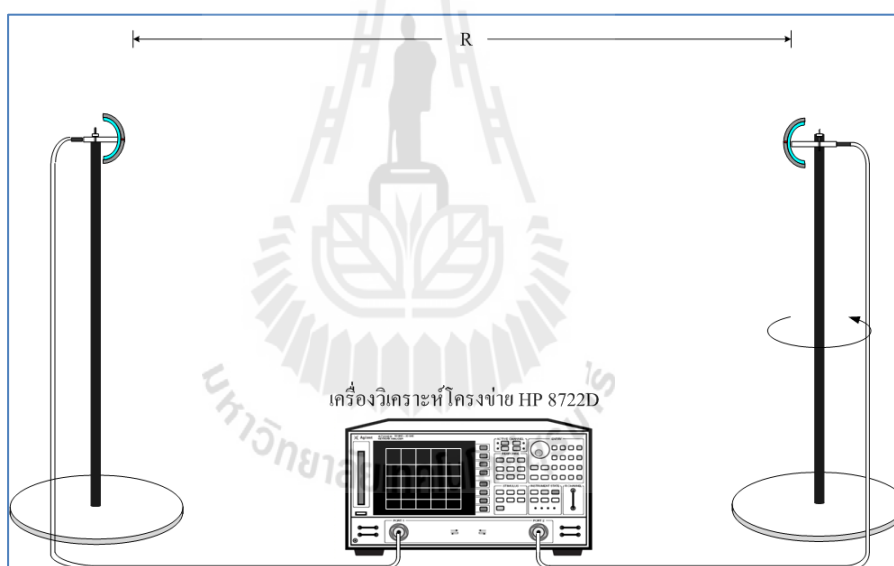


สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นที่ 4

รูปที่ 5.7 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

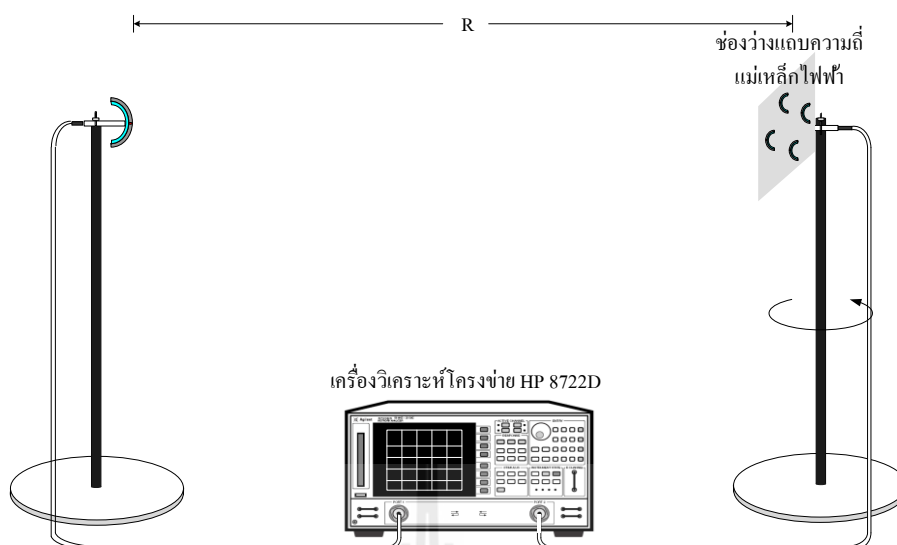
5.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ $R = 2D^2/\lambda$ ซึ่ง R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิงโดยการทดสอบนี้ กำหนดให้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่ 2.45 GHz ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1 เมตร และ D คือ ขนาดความยาวของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.05 เมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง โดยมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 2.35 GHz ถึง 2.65 GHz มาเป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง โดยที่สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง สายแฉกลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า นำมาทดสอบทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ แสดงดังรูปที่ 5.8(ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจากมุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา



(ก) สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

รูปที่ 5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

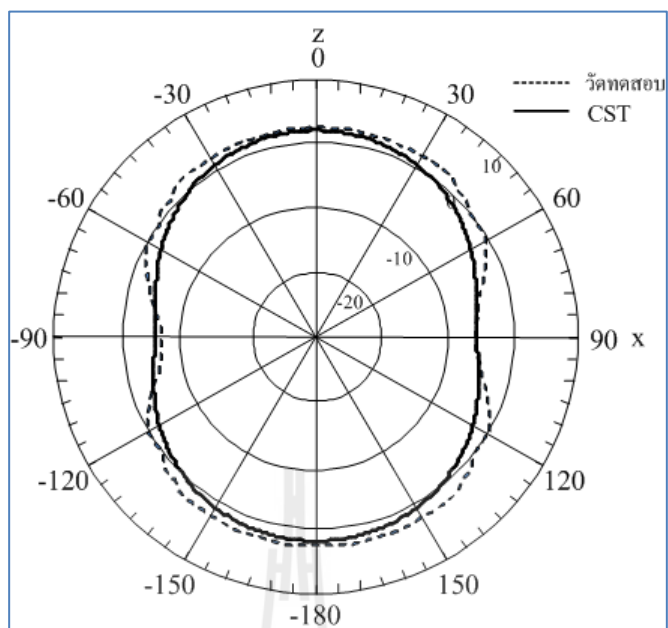


(ข) สายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

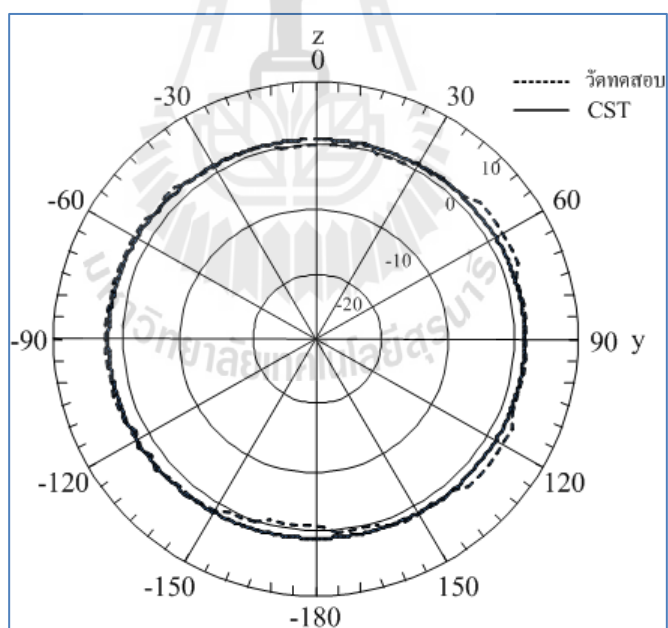
รูปที่ 5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน (ต่อ)

5.5.1 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.9(ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และผลจากการวัดทดสอบ จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ปราศจากแผ่นสะท้อนในระนาบสนามแม่เหล็กจะเป็นแบบรอบทิศทาง แต่ในระนาบสนามไฟฟ้าแบบรูปการแผ่พลังงานจะแตกต่างจากสายอากาศไดโพลเส้นตรง ที่ความกว้างลำคลื่นที่กว้างขึ้น



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า

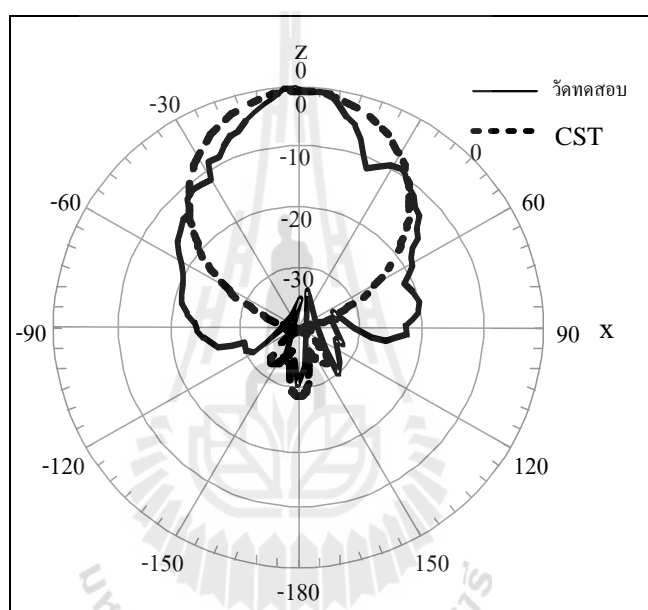


(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.9 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และการวัดทดสอบ

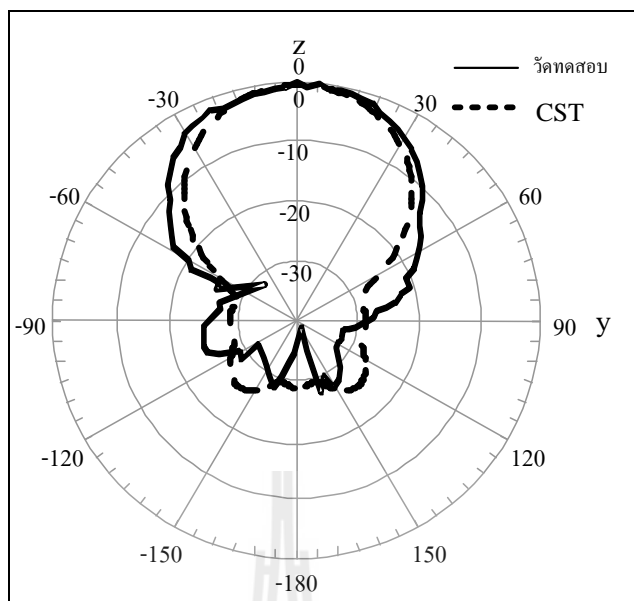
5.5.1 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.10(ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และผลจากการวัดทดสอบ ซึ่งแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานได้ถูกเปลี่ยนไปเป็นแบบเจาะจงทิศทางในทั้งสองระนาบ



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และการวัดทดสอบ



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริป ไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากการจำลอง ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และการวัดทดสอบ (ต่อ)

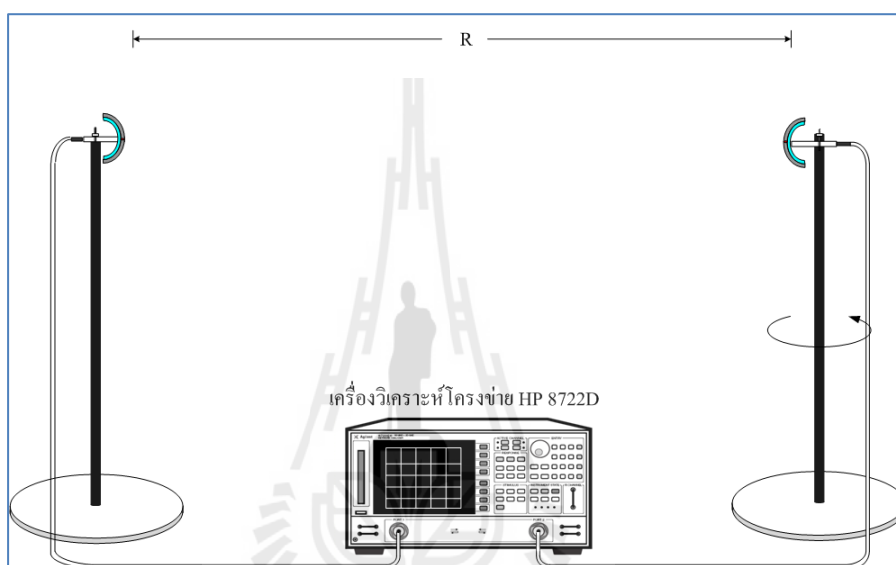
จากผลการวัดทดสอบจะได้รับความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศ แถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

สายอากาศ	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)			
	CST		วัดทดสอบ	
	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	95.3	-	96	-
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 5×5 อิลิเมนต์	69.9	91.8	70	92
สายอากาศแถวลำดับโดยใช้ สตริปไดโพลโค้ง บนช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 7×7 อิลิเมนต์	40.3	43	38	45

5.6 ผลการวัดทดสอบอัตรายาย

สำหรับการวัดอัตรายายของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในขั้นตอนแรกได้ทำการวัดอัตรายายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งเพื่อหาอัตรายายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่ปราศจากแผ่นสะท้อน แสดงดังรูปที่ 5.11 ซึ่งเป็นวิธีที่ใช้สายอากาศสองตัว (two-antenna method) ที่มีลักษณะเหมือนกันสำหรับการวัดทดสอบ โดยตัวหนึ่งที่ใช้ทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งและอีกตัวหนึ่งที่เหลือจะเป็นสายอากาศภาครับ



รูปที่ 5.11 วิธีการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากนั้นใช้สมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาค่าอัตรายายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง โดยสมการการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้เท่ากับ

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

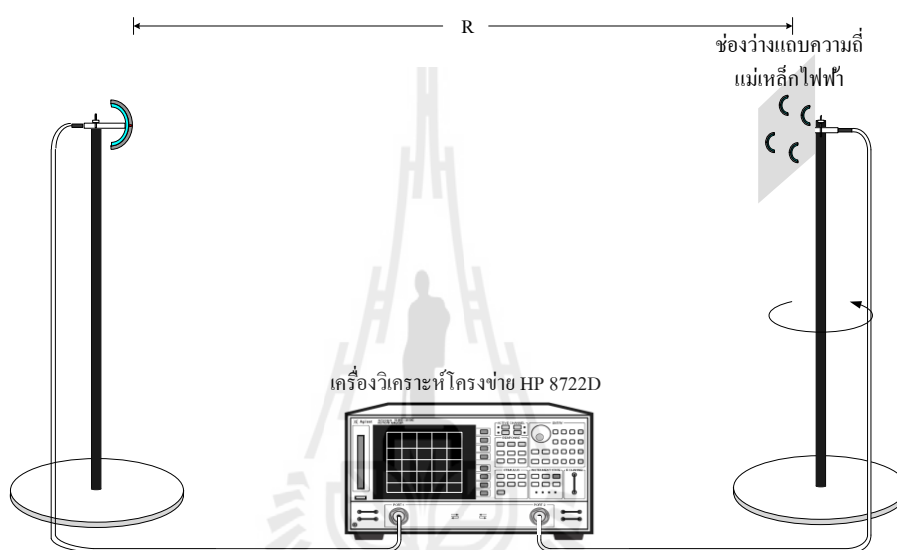
$$G_{dB} = \left(\frac{P_{r_{dB}} - P_{t_{dB}} + Loss}{2} \right) \quad (5.2)$$

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

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

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

และในขั้นตอนต่อมาได้ทำการวัดอัตราขยายของสายอากาศแกลวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 5.12 โดยกำหนดให้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งเป็นสายอากาศภาคส่งและสายอากาศแกลวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นสายอากาศภาครับ ซึ่งได้ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายวัดกำลังไฟฟ้าที่รับได้ โดยกำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับที่ใช้ในการทดสอบเท่ากับ 1 เมตร มีกำลังด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่งเท่ากับ -10 dB



รูปที่ 5.12 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศแกลวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

จากสมการ (5.3) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งได้ดังนี้

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

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 7×7 อิลิเมนต์

จากสมการ (4.4) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 7×7 อิลิเมนต์ได้ดังนี้

$$G_{r_{dB}} = (-26.35dB) - (1.7dB) + 20 \log \left(\frac{4 \times \pi \times (1)}{3 \times 10^8 / 2.45 \times 10^9} \right) = 12.17dB$$

จากผลการคำนวณจะได้อัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ค่าอัตราขยายของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

สายอากาศ	อัตราขยาย (dB)	
	CST	วัดทดสอบ
สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	1.5	1.7
สายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 7×7 อิลิเมนต์	13.20	12.17

5.7 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้าง และการวัดทดสอบคุณลักษณะคุณสมบัติของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกลทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย พบว่าค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง และสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบในสนามระยะไกล รวมถึงอัตราขยายมีผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และจากการวัดทดสอบคล้ายคลึงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกันซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้จำลองผล ตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง



บทที่ 6

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปเนื้อหาการวิจัย

งานวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศสตริปไดโพลถูกนำมาติดตั้งวางในแนวระนาบบนท่อพีวีซีเพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่นของสายอากาศ และเพิ่มอัตราขยายเชิงทิศทางการวางสายอากาศแถวลำดับสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสายอากาศจะมีลักษณะของการกระจายคลื่นไปยังทิศทางที่ต้องการด้วยอัตราขยายเชิงทิศทางการวางแถบลำดับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาการจัดแถวลำดับทั้งแบบ 2 อิลิเมนต์ และ 4 อิลิเมนต์ จากการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง โดยที่รูปแบบทั้งหมดสามารถปฏิบัติงานที่ความถี่ 2.45 GHz สำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับเครื่องอ่านและบันทึกข้อมูลของระบบ RFID ในการเก็บค่าผ่านทางบนทางด่วน

สำหรับการออกแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบในวิทยานิพนธ์นี้ ในเบื้องต้นได้ออกแบบหาสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ โดยการปรับเปลี่ยนหาค่ารัศมีความโค้งที่เหมาะสมเพื่อให้ได้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่มีความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.4 GHz ถึง 2.58 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่สำหรับระบบเก็บค่าผ่านทางของเทคโนโลยี RFID จากนั้นนำสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมาวางแถวลำดับในรูปแบบต่าง ๆ บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีอัตราขยายเชิงทิศทางการสูง โดยมีระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและพื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่เหมาะสมในการใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นแผ่นสะท้อนโดยทำหน้าที่ระงับคลื่นผิว จึงส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายสูง โดยได้เลือกใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการออกแบบเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าก่อน สำหรับรายละเอียดในการออกแบบและวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 จากตารางที่ 5.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเมื่อพิจารณาความกว้างแถบที่ได้จากความต้องการที่จะนำไปใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายของเทคโนโลยี RFID ที่ตั้งเป้าหมายไว้แล้ว และอัตราขยายของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบน

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกันพบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 6.1 คุณสมบัติของสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	CST		วัดทดสอบ	
ความถี่ใช้งาน	(2.25 GHz ถึง 2.8 GHz)		(2.2 GHz ถึง 3.0 GHz)	
อัตราขยาย (dB)	13.2		12.17	
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก
	40.3	43	38	45

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

จากบทที่ 4 ระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีระยะห่างค่อนข้างมาก เนื่องจากถ้าวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งใกล้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเกินไปความกว้างแถบจะแคบ แนวทางการแก้ไขคือปรับขนาดไดโพลเล็กตริกของวัสดุฐานรองรับให้หนาขึ้น

6.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศแฉวลำดับโดยใช้สตริปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีระบบการป้อนสัญญาณที่ค่อนข้างซับซ้อน เราสามารถประยุกต์ใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นสายอากาศเรโซเนเตอร์เพื่อเพิ่มอัตราขยายได้

รายการอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สวรรค์ และ ชวงค์ พงเจริญพาณิชย์. (ม.ป.ป.). **คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ.**
สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- รังสรรค์ วงศ์สวรรค์. (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, 53(2): 1270-1273, 2005.
- Taguchi, M., Egashira, S., Tanaka, K. (1991) **Sleep Antenna with Ground Wires.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, 39(1): 1-7, 1991.
- Jame, J.D., and Hall, P.S. (1989) **Handbook of Microstrip Antenna,** Vol.1, London, 1989.
- 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. 5(1): 391-394, 2006.
- 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, June 2005.
- Dubost, G. (1981) **Flat Radiating Dipoles and Applications to Arrays.** RESEARCH STUDIES PRESS A DIVISION OF JOHN WILEY & SONS LTD. pp. 28-36.1981.
- Thumvichit , Takano (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, 2006.
- Thumvichit , Takano (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, 2007.
- Pimpol, S., 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, 2007.

- 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, 1999.
- 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, February 2009.
- 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, January 2006.
- Wang, E., Zheng, J., and Liu, Y.(2009) **A Novel Dual-Band Patch Antenna for WLAN Commuications**. 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.
- N. Fhafhiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan. (2010) **Curved Strip Dipole Antenna on EBG Reflector Plane for RFID Applications**. WSEAS TRANSACTIONS on COMMUNICATIONS , Issue 6, Volume 9, June, 2010.



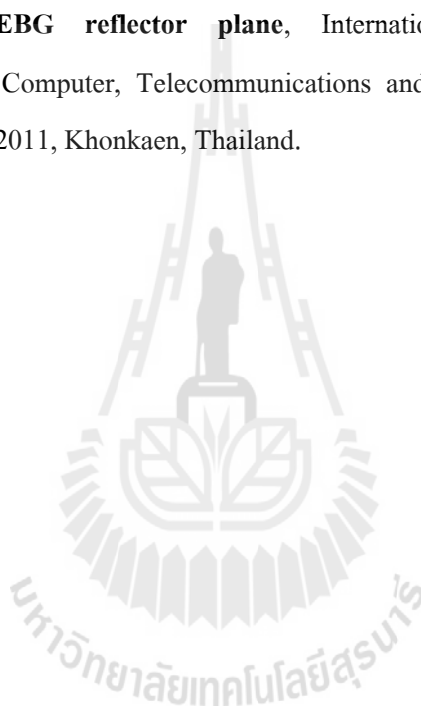
ภาคผนวก ก

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1) N. Fhafhiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, **The Position Study of Array Curved Strip Dipole on Electromagnetic Band Gap Reflector Plane** , The 2011 International Symposium on Antenna and Propagation, 2011, October 25-28, 2011, Jeju, South Korea.

2) N. Fhafhiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, **The 2×2 curved strip dipole antenna array on EBG reflector plane**, International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2011), May 17-19, 2011, Khonkaen, Thailand.



The Position Study of Array Curved Strip Dipole On Electromagnetic Band Gap Reflector Plane

#N. Fhathiem¹, P. Krachodnok², and R. Wongsan³

¹School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, Thailand 30000
M5140732@g.sut.ac.th

Abstract

The mushroom-like electromagnetic band gap (EBG) is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band. And, the curved strip dipole antenna has a wide beamwidth but it has low gain. Therefore, the one common technique to redirect the back radiation forward is to place a PEC reflector at the proper position from feeder of radiating element but the PEC cannot suppress the surface wave [1]. Accordingly, the EBG structure is used to reflector of curved strip dipole antenna array, the proposed antenna has the good radiation efficiency for RFID antenna reader. This work describes a suitable position that the array antennas are mounted over EBG reflector plane. Moreover, we show the comparison of the distance between radiating element that it has the effect for the antenna's performance.

Keywords : Curved Strip Dipole Antenna, Electromagnetic Band Gap, Array Antenna

1. Introduction

In recent years, the communication community showed a very particular interest of a new technology for the improvement of the performances of antenna. Its matter of the technology of EBG structure application of providing a constructive image current periodical cell composed of metallic and dielectric elements. The mushroom-like EBG is applied to ground plane for the dipole antenna that the radiating element is bended to half curved for wide beamwidth. When the EBG structure is excited by external source, it can be suppress the surface wave and will be coupled the wave out from the slots, which is equivalent to the leaky wave radiation [2]. This paper is a sequel [3] and describes an array composed of curved strip dipole elements. The array is analyzed using the CST Microwave studio 2009. The appropriate position of the array radiating elements is presented and discussed. In addition, the proposed antenna is usually placed at the top of pole on expressway that the way has the bad field of vision such as foggy, smoke and raining.

At first, we present about configuration geometry of propose curved strip dipole antenna and EBG structure (Sect. 2). Next, the positions study of the radiators array with two elements on EBG surface in Sect. 3. Finally, the conclusions are given in Sect. 4.

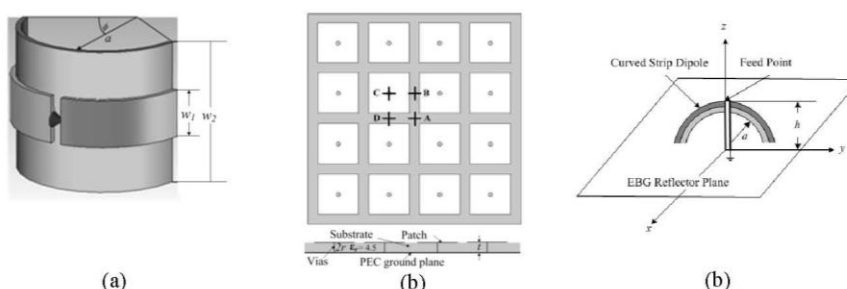


Figure 1: The Compositions of Antenna Array (a) Curved Strip Dipole, (b) Mushroom-like EBG Structure and (c) 3D View of Curved Strip Dipole on EBG.

3.1 Return Loss

In [4], the locations where the radiating element is located from Fig. 1(b), the return loss may change a bit for each radiator. When, the two elements of curved strip dipole are arrayed with 1×2 elements and 2×1 elements on EBG, which the return loss is shown in Fig. 3. The return loss of 1×2 array element case is shown in Fig. 3(a), the length between two element will be adjusted. It obvious that, all of lengths are matching but the length of 0.58λ is the appropriate distance that yields the minimum return loss at -36.64 dB. In addition, Fig. 3(b) shows the return loss of 2×1 array element case. Since, the current at the both ends of curved strip dipole is not zero, and the ends of each radiating elements are very close. Accordingly, the mutual coupling is occurred a lot. The length of 0.55λ is the appropriate distance that yields the minimum return loss at -22.63 dB, it has poor performance more than 1×2 array element case.

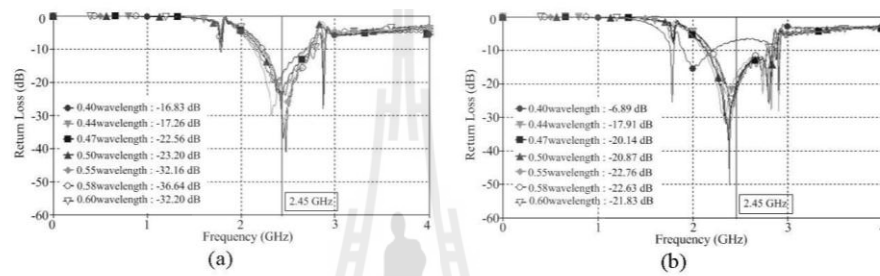


Figure 3: Return Loss (a) 1×2 Array Elements and (b) 2×1 Array Elements.

3.2 Near-fields Distribution on Ground Plane

This section is illustrated the near fields that occurred on ground plane with 1×2 elements and 2×1 elements array antenna on EBG surface at the resonant frequency 2.45 GHz. The results of near-field, found that the near-field levels at the ends of EBG surface will be increase if the length d is increased. Anywise, if the distance between two radiating elements is decreased, the mutual coupling will be increase. From simulation, when the distance d is 0.58λ and 0.55λ of 1×2 elements and 2×1 elements array antenna, respectively, the near-field levels has the maximum values which are shown in Fig. 4.

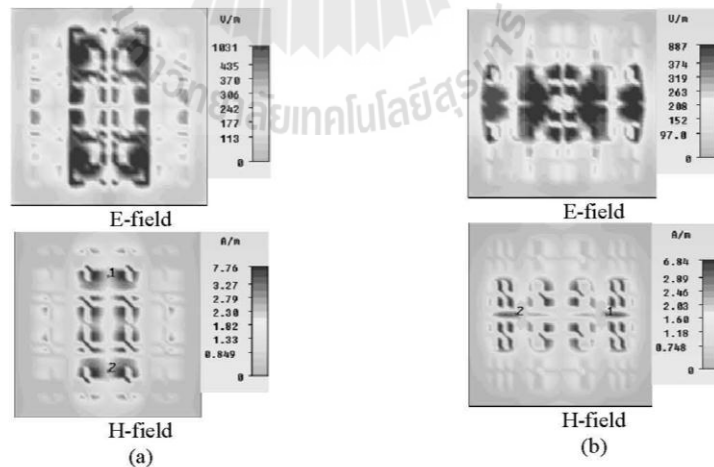


Figure 4: Near-fields on EBG surface (a) 1×2 Array Elements and (b) 2×1 Array Elements.

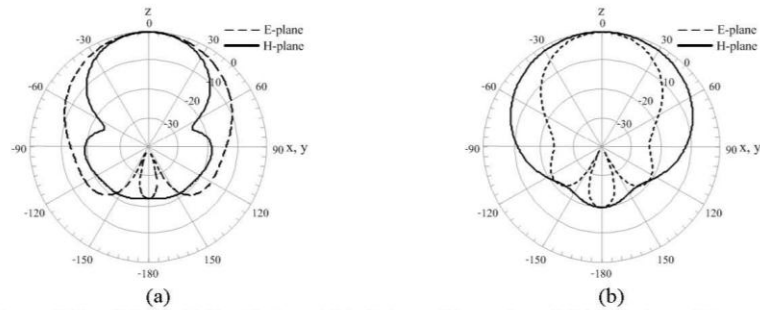


Figure 5: Far-field Radiation Pattern (a) 1×2 Array Elements and (b) 2×1 Array Elements.

Table 2: The Directive Gain and HPBW of Array Antennas

Array Antenna Type	$d(\lambda)$	Gain (dB)	HPBW degree)	
			E-plane	H-plane
1×2	0.58	9.65	70.7	49.7
2×1	0.55	9.19	47.3	87.0

3.3 Radiation Patterns

As mentioned previously, the goal in this study is the good gain and wide beamwidth of curved strip dipole which is array on EBG ground plane. It has the uni-directional radiation patterns. The pattern of the both array radiating elements are shown in Fig. 5, where it is clearly seen that the radiated power is increased. The directive gain and the HPBW of antenna are shown in Table 2. For an electronic toll collection on expressway, the antenna reader is instated in variety position. Therefore, the appropriate gain and the HPBW are chose.

4. Conclusion

The curved strip dipole antenna is wider beamwidth than strength wire dipole. However, it has low gain of 1.5 dB. Therefore, the curved strip dipole antenna is mounted and arrayed over EBG reflector plane. The array of curved strip dipole with difference center locations has been simulated to test the position effect of the array antenna model. It seems that the position has an effect a bit, but the distance between radiating element has more effect

References

- [1] A. Thumvichit, T. Takano, Y. Kamata, "Characteristics Verification of a Half-Wave Dipole Very Close to a Conducting Plane With Excellent Impedance Matching," IEEE Trans. Antenna Propag., vol. 54, no. 1, pp. 90-100, 2006.
- [2] L. Li, B. Li, H. X. Liu, C. H. Liang, "Locally Resonant Cavity Cell Model for Electromagnetic Band Gap Structure," IEEE Trans. Antenna Propag., vol. 54, no. 1, pp. 90-100, 2006.
- [3] N. Fhaffhiem, P. Krachodnok, R. Wongsan, "Curved Strip Dipole Antenna on EBG Reflector Plane for RFID Application," WSEAS Trans. on Commun., vol. 9, no. 6, pp. 374-383, 2010.
- [4] F. Yang, Y. Rahmat-Samii, "Reflection Phase Characterizations of the EBG ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications," IEEE Trans. Antenna Propag., vol. 51, no. 10, pp. 2691-2703, 2003.

Acknowledgments

The authors gratefully financial support for this research project from the Telecommunications Research and Industrial and Development Institute (TRIDI), National Telecommunications Commission (NTC) Fund, Thailand.

The 2×2 Curved Strip Dipole Antenna Array on EBG Reflector Plane

N. Fhaphiem, P. Krachodnok and R. Wongsan

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

E-mail: M5140732@g.sut.ac.th

Abstract-This paper is presented the designation of array curved strip dipole antennas on mushroom-like electromagnetic band gap (EBG) reflector plane for the reader of the radio frequency identification (RFID) system. The proposed antenna consists of four strip dipoles that constructed of a metallic sheet and they were bended to be a half of annular with feed point at the center for yielding wider beamwidth. Furthermore, the resonant EBG technology has been used to be 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. In this study, four difference lattice configurations of four curved strip dipole antennas are appropriated located horizontally on resonant EBG reflector plane that is simulated by CST Microwave studio 2009. The optimal designation of array antenna, the simulation beamwidth in E- and H-planes are 40.3 degree and 43 degree, respectively, frequency bandwidth is 2.30-2.85 GHz and directive gain is 13.2 dB at 2.45 GHz.

I. INTRODUCTION

Nowadays, the radio frequency identification (RFID) technology has been developed for an electronic toll collection on expressway. 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 microstrip 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. The dipole antennas are widely used in various application because of low profile, low cost, light-weight and relatively simple in concept. However, dipole antennas have many disadvantages. One of them is low gain because it has the omni-directional pattern. Therefore, the power lose in space where is not in used. There are some authors presented the dipole antenna, which is mounted over on a perfect conductor plane to improve the directive gain [1-2]. These antennas have a low profile configuration, however, the image current has the opposite direction and cancels the radiation from the original current. In our previous paper [3], it improved directive gain by EBG reflector plane. The EBG structure is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band. Therefore, the curved strip dipole which is located on EBG structure is resulting in good radiation efficiency. Normally, a curved strip dipole on EBG has gain of 7.6 dB. In this paper, the four of curved strip dipoles are

appropriated located horizontally on resonant EBG reflector with variation lattice forms for optimal highest gain.

In this study, we have focused at the four curved strip dipole antennas with EBG ground plane. In section II, the array antenna geometry will be mentioned, while the optimal located of four curved strip dipole antennas on EBG reflector will be explained in section III. Finally, the conclusion will be discussed in section IV.

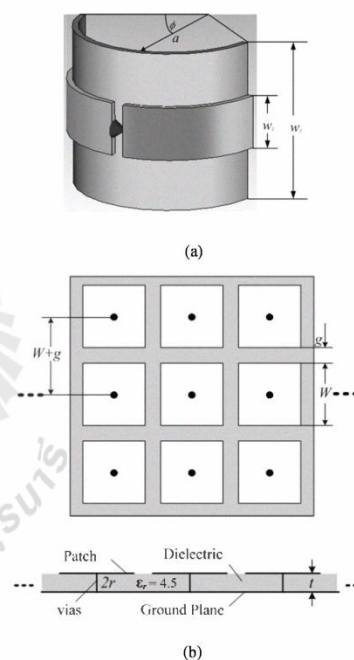


Figure 1. The component of antenna geometry, (a) single curved strip dipole (b) "Mushroomlike" EBG 3×3 elements

II. THE ARRAY ANTENNA DESIGN GEOMETRY

The curved strip dipole antenna as shown in Fig. 1(a) 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 the initial parameters of the curved strip dipole antenna are illustrated in Table 1. The feed point of curved strip dipole is connected at the center of dipole ($\pi/2$) and the spacing between two arms of dipole is assumed that it has minimum width. In addition, Fig. 1(b) 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 the EBG reflector, it must be designed to resonate with the same resonant frequency in microwave band. The physical dimension of 7×7 elements EBG structure fabricated on a 1.6 mm thickness FR4-substrate with dielectric constant of 4.5, which the parameter of EBG are illustrated in Table 1.

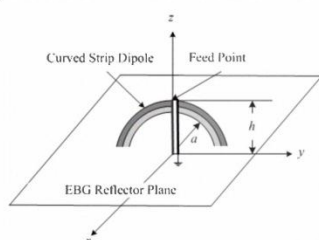


Figure 2. 3D of curved strip dipole on EBG surface.

TABLE I
THE PARAMETER OF CURVED STRIP DIPOLE GROUND PLANE

Antenna Parameters	Electrical Dimension (mm)
Length of curve strip dipole (L_d)	0.45λ
Radius of curved strip dipole (a)	0.17λ
Distance between antenna and EBG surface (h)	0.24λ
Width of curved strip dipole (w_i)	0.03λ
Distance between patch (g)	0.044λ
Width of PVC (w_s)	0.16λ
Width of patch (W)	0.2034λ
Radius of via (r)	0.005λ
Length of via (l)	0.013λ

From the previous paper [3], we found that W and g have the effect to the reflection phase of the EBG structure that is inform the resonant frequency band. The composition of curved strip dipole is placed over the EBG reflector plane in the proper position where the leaky wave will be radiated through the gap in each unit cell. These regions are proper positions where located the both ends of a curved dipole. Hence, the distance between radiating element and EBG surface is $h = 0.24 \lambda$ which is shown in Fig. 2.

In this simulation, a curved strip dipole antenna array with 2×2 elements as shown in Fig. 3, the feed point of radiating

antennas are placed on EBG reflector plane in varied lattices on EBG.

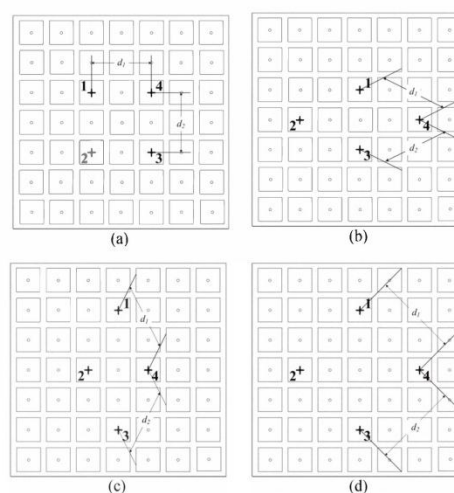


Figure 3. The feed point of four radiating antennas are placed on EBG reflector plane with square and skew lattice which are (a) type A (b) type B (c) type C and (d) type D.

III. THE POSITIONS STUDY OF A CURVED STRIP DIPOLE ANTENNA ARRAY WITH FOUR ELEMENTS

A. Return Loss

From our previous result that is shown in Fig. 4, the best performance of single curved strip dipole which the feed point is placed at the center of 7×7 elements EBG, has a maximum gain of 7.8 dB and return loss is -18 dB at 2.45 GHz. In the design of single dipole on EBG ground plane, the coupling occurred between radiating element and EBG. To provide extremely high gain, the array theory is applied in this paper. When the four curved strip dipole antennas are latticed on EBG surface, the coupling between pre-radiating element and add-radiating elements is occurred. Especially, the current at the ends of curved strip dipole which is not zero, has impact to the array antenna. The array antenna is appropriate located on EBG reflector plane in four different lattice configurations that is shown in Fig. 3. The 2×2 square array antenna (type A) is shown in Fig. 3(a), the distance d_1 and d_2 are 0.5λ . In addition, Fig. 3(b) and (c) are type B and C, respectively, which are skew array antennas, d_1 and d_2 are 0.5λ . Moreover, Fig.3 (d) is type D which is skew array antennas, and the distance between elements is 0.7λ . All of types are matching at 2.45 GHz. As illustrated in Fig.4, the return loss of array antenna is different from single element because of the coupling between pre-radiating element, add-radiating elements and EBG. The return loss in type D is satisfied more than another type, which is -16.1 dB for antenna#1 and #3, and -20.7 dB for antenna#2 and #4.

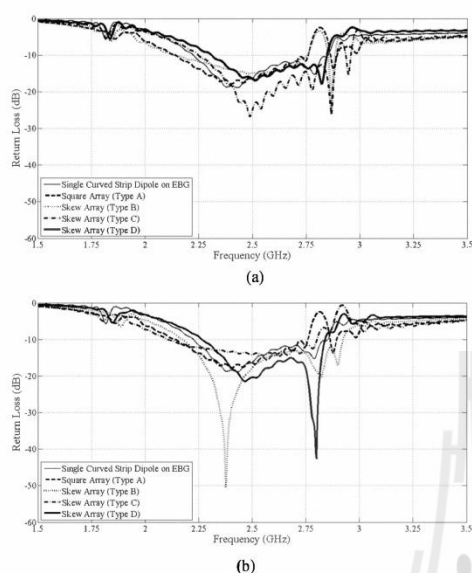


Figure 4. Return loss of curved strip dipole array on EBG (a) the radiating antenna #1 and #3 (b) the radiating antenna #2 and #4, that comparison with single curved strip dipole on EBG.

B. Near-Fields Distribution on Reflectors

Fig. 5 shows the near-fields that occurred on ground plane with varied lattice type. At the same resonant frequency 2.45 GHz, the near-field levels both in E- and H-plane of type A are around 802 V/m and 5.91 A/m, respectively, while the near-field levels of type D is around 1,014 V/m and 8.47 A/m in E- and H-plane, respectively. The comparison of the near-field levels, found that the antenna type D has the highest levels at the center of ground plane. However, the near-field levels at the ends of EBG surface in type D has high levels, because the curved strip dipoles are near the edges of ground plane.

C. Radiation Patterns

The radiation patterns are shown in Fig. 6, which are the E- and H-plane, respectively. It is the comparison of the far-field radiation patterns between the single curved strip dipole and the array antenna which are located on 7×7 EBG ground plane. The directive gain and the HPBW of antenna in the are shown in Table 2. For an electronic toll collection on expressway, the antenna reader is instated in variety position, therefore, the appropriate gain and HPBW are choosing. For example, the antenna type D has the HPBW less than other types, however, it has the most gain of 13.2 dB, which is suitable for the foggy road.

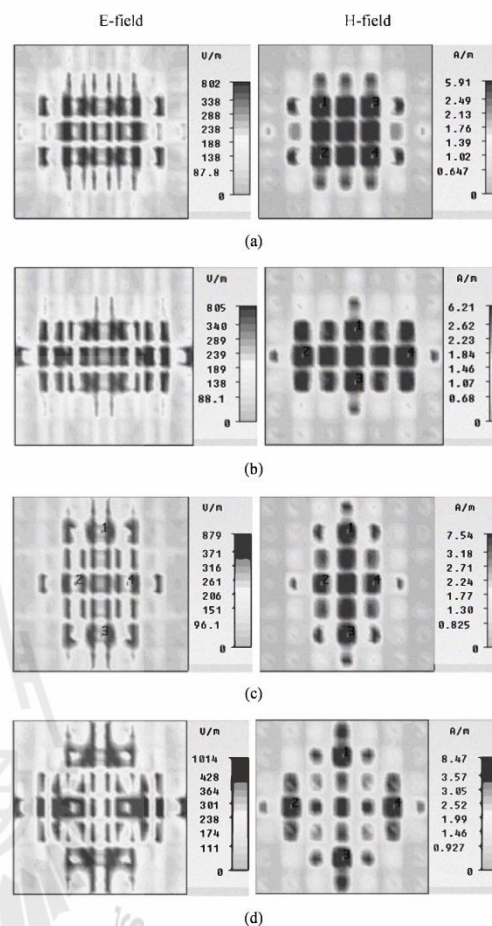


Figure 5. Near-fields distribution on reflectors in (a) type A (b) type B (c) type C and (d) type D.

TABLE II
 THE DIRECTIVE GAIN AND HPBW OF ANTENNA

Antenna type	Gain (dB)	HPBW (degree)	
		E-plane	H-plane
Single curved dipole on EBG	7.80	78.3	91.8
A	11.40	47.6	53.2
B	11.39	38.8	72.4
C	11.08	73.4	41.7
D	13.20	40.3	43.0

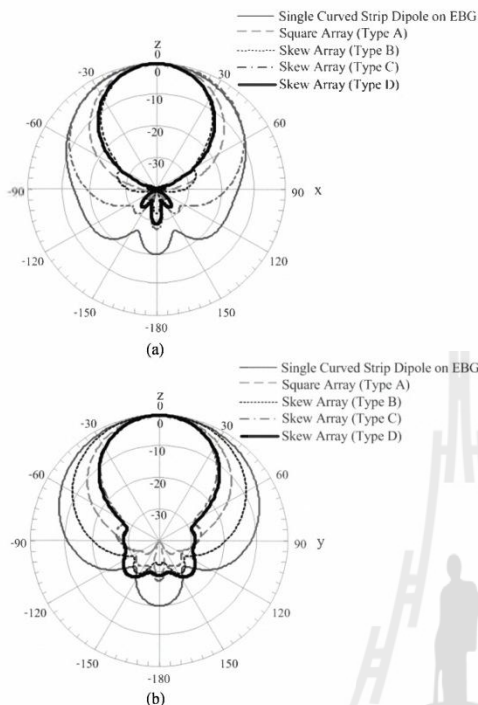


Figure 6. Comparison of the far-field radiation patterns of the antennas in (a) E-plane (b) H-plane.

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

To confirm the proposed concept, a prototype of the curved strip dipole antennas array on EBG ground plane in type D is fabricated as shown in Fig. 7. The feed mechanism of each element is composed the inner and outer of 50 ohms transmission line and connected to SMA connector. In addition, the measured return loss of each element is shown in Fig. 8, where the resonant frequency is good matching.

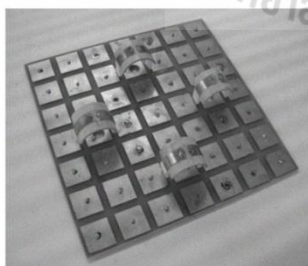


Figure 7. The prototype of the proposed antenna.

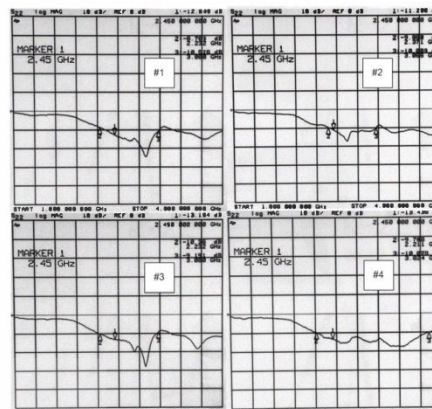


Figure 8. The Measured return loss for a curved strip dipole antenna #1, #2, #3 and #4, respectively, on EBG ground plane of type D.

V. CONCLUSION

The curved strip dipole antennas array with the resonant EBG ground plane has been studied with CST software at 2.45 GHz. The radiating antenna array on EBG reflector can be utilized to install at the RFID reader system. Since, the curved strip dipole with 2x2 elements is collocated over EBG surface varied lattice type. In addition, the polarization of the curved strip dipole antenna array on EBG is linear polarization. The highest gain is 13.2 dB in type D because the antennas coupling less than another types. Moreover, type B and C have the most HPBW, which are wide beam in H- and E-plane, respectively. The performances of the array antenna are sufficient for RFID reader on expressway that is up to the reader position and the traffic on expressway.

ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully financial support for this research project from the Telecommunications Research and Industrial and Development Institute (TRIDI), National Telecommunications Commission (NTC) Fund, Thailand.

REFERENCES

- [1] A. Thumvichit, T. Takano, and Y. Kamata, "Ultra low profile dipole antenna with a simplified feeding structure and parasitic element," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E89-B, No. 2, pp. 576-580, February 2006.
- [2] Krishnan, L.-W. Li, and M.-S. Leong, "A v-shape structure for improving the directional properties of the loop antenna," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol. 53, No. 6, pp. 2114-2117, June 2005.
- [3] N. Fhathiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, "Curved strip dipole antenna on EBG reflector plane for RFID application," *WSEAS Trans. on Commun.*, vol. 9, Issue 6, pp. 374-383, June 2010.
- [4] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, USA by Cambridge University Press, New York, 2009.

ประวัติผู้เขียน

ปิยาภรณ์ กระจงนอก เกิดเมื่อ 9 กันยายน 2517 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปี 2540 และต่อมาได้ศึกษา ระดับปริญญาโทต่อด้วยทุนส่งเสริมผู้มีความสามารถพิเศษเป็นอาจารย์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า(ไฟฟ้าสื่อสาร) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และเมื่อปี 2550 ได้สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี งานวิจัยที่สนใจ ได้แก่ เทคโนโลยีสายอากาศ

