

รหัสโครงการ SUT7-709-57-12-17



## รายงานการวิจัย

สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลม  
โดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า  
(Circularly Polarized Resonator Antenna  
Using an Electromagnetic Band Gap Material)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว



## รายงานการวิจัย

สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลม  
โดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า  
(Circularly polarized resonator antenna  
using an electromagnetic band gap material)

ผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2557

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

มีนาคม 2557

## กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยฉบับนี้สามารถดำเนินการได้ และได้รับผลสำเร็จบรรลุตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้  
ทุกประการ โดยได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ 2557  
สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบคุณบิดามารดาและครอบครัว ซึ่งให้การสนับสนุนและให้กำลังใจแก่  
ผู้วิจัยเสมอมา

ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์



## บทคัดย่อ

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้ถูกพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งนับได้ว่ามีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการส่งสัญญาณของสายอากาศ ให้สามารถตอบสนองความต้องการของผู้ใช้ที่อยู่ในพื้นที่ให้บริการได้อย่างไม่มีข้อผิดพลาด เพื่อให้ผู้ใช้สามารถรับสัญญาณได้ในทุกกรณี ไม่ว่าจะสายอากาศภาครับจะวางตัวในแนวใดก็ตาม จึงเป็นที่มาของความต้องการสายอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลมที่มีเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบสายอากาศสำหรับสถานีฐานเพื่อรองรับเทคโนโลยีในยุค 3.9G ซึ่งควรมีอัตราขยายสูง เนื่องจากที่ความถี่ที่ 2.1 GHz สามารถเกิดการสูญเสียระหว่างการเดินทางของคลื่นได้สูงขึ้น โดยที่สายอากาศประกอบด้วย 2 องค์ประกอบหลัก ได้แก่ (1) สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (curved strip dipole) ซึ่งมีข้อดีหลายประการ อาทิเช่น มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังสูง ราคาถูกและออกแบบง่าย และ (2) ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap หรือ EBG) ถูกนำมาประยุกต์ใช้สำหรับเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยใช้ทำงานร่วมกับแผ่นตัวนำ เรียกว่าสายอากาศเรโซเนเตอร์ (resonator antenna) นอกจากนี้เพื่อให้เกิดโพลาไรซ์แบบวงกลม สายอากาศสตริปไดโพลโค้งจึงถูกนำมาวางเอียง  $45^\circ$  บนแผ่นตัวนำ โดยให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นตัวโพลาไรซ์ (polarizer) สายอากาศถูกจำลองแบบและวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ค่า S11 อัตราส่วนแกน (axial ratio) รูปแบบการแผ่กระจายกำลังงาน (radiation pattern) และอัตราขยาย (gain) จะถูกแสดงผล เทคนิคการออกแบบสายอากาศสามารถยืนยันได้ด้วยผลวัดสายอากาศต้นแบบ พบว่ามีความสอดคล้องกับผลการจำลองแบบ โดยสายอากาศที่ได้นำเสนอมีความกว้างแถบความถี่ครอบคลุมตั้งแต่ 1.87 - 2.17 เมกกะเฮิรตซ์ และมีอัตราขยาย 15.11 dB

## Abstract

Nowadays, wireless communications are developing rapidly, which highlights the importance of increasing the transmission efficiency of antennas. The main responsibility towards mobile users is that the antenna should be totally free of error, irrespective of which way the receiving antenna is directed. For this reason, a circularly polarized antenna is widely required. Therefore, this research designs the base station antenna for 3.9G technology, which the antenna should have high gain. In consideration of high frequency at 2.1 GHz, the path loss between transmitting and receiving antennas are increased. The antenna consists of two main components, (1) a curved strip dipole, with advantages such as its wide beamwidth, economical and simple design, (2) electromagnetic band gap (EBG) which has practical use for high gain antenna. When a curved strip dipole is fed and placed an between EBG and conductor plane, it is called a resonator antenna. Furthermore, the circularly polarized antenna is created by an EBG polarizer and a curved strip dipole placed on a conductor plane at 45°. The antenna was designed and analyzed by using a computer simulation technology (CST), S11, axial ratio, radiation pattern and gain are displayed. The designed technique has been confirmed by measurement results from our prototype antenna corresponding to simulation results. The proposed antenna has a bandwidth covering the frequency range of 1.87 – 2.17 GHz, the gain of the antenna increases up to 15.11 dB.

# สารบัญ

## หน้า

กิตติกรรมประกาศ.....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ข
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญรูป.....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
<b>บทที่</b>	
<b>1 บทนำ.....</b>	<b>1</b>
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	4
1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน.....	4
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	4
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย.....	4
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	4
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	5
1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	5
1.6.7 การทดสอบสมมุติฐาน.....	5
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
<b>2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....</b>	<b>6</b>
2.1 กล่าวนำ.....	6

## สารบัญ (ต่อ)

### หน้า

2.2	ปริศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	6
2.2.1	สายอากาศไดโพล .....	6
2.2.2	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	12
2.2.3	สายอากาศโพลาริซ์แบบวงกลม .....	14
2.3	กล่าวสรุป .....	16
<b>3</b>	<b>ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>17</b>
3.1	กล่าวนำ.....	17
3.2	สายอากาศในระบบเซลล์ลวด .....	17
3.3	คุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบเซลล์ลวด .....	17
3.4	ทฤษฎีสายอากาศไดโพล .....	19
3.4.1	สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ .....	19
3.4.2	การโพลาริซ์ของสายอากาศไดโพล.....	21
3.5	ทฤษฎีบาลัน (Balun).....	22
3.6	อภิวัดดู (Metamaterials) .....	23
3.6.1	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap) .....	25
3.6.2	การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น .....	28
3.7	การโพลาริซ์ของคลื่นระนาบ .....	31
3.7.1	โพลาริเซชันแบบเส้นตรง (Linear Polarization).....	32
3.7.2	โพลาริเซชันแบบวงรี (Elliptical Polarization).....	32
3.7.3	โพลาริเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization).....	33
3.8	กล่าวสรุป.....	35
<b>4</b>	<b>การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ .....</b>	<b>36</b>
4.1	กล่าวนำ.....	36
4.2	การจำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง.....	36
4.3	การศึกษอภิวัดดู.....	40

## สารบัญ (ต่อ)

### หน้า

4.4	สายอากาศเรโซเนเตอร์โดยใช้สตริปไดโพลโค้งร่วมกับ EBG.....	44
4.4.1	สายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TE polarization.....	46
4.4.2	สายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TM polarization.....	48
4.5	สายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน.....	50
4.6	สายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลม.....	55
4.7	การศึกษาความโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ที่มีผลต่อสายอากาศเรโซเนเตอร์.....	60
4.8	สายอากาศแบบแบ่งส่วน.....	63
4.9	กล่าวสรุป.....	66
5	การทดสอบและวิเคราะห์ผล.....	67
5.1	กล่าวนำ.....	67
5.2	การสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ.....	68
5.3	การสร้างสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมต้นแบบ.....	71
5.4	การสร้างสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมต้นแบบ.....	74
5.5	สรุป.....	77
6	สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	78
6.1	สรุปเนื้อหางานวิจัย.....	78
6.2	แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	79
	เอกสารอ้างอิง.....	80
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	83



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลมโดยใช้วัสดุแถบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....2
2.1	สายอากาศที่มีการตัดเป็นรูปตัวเอส.....8
2.2	สายอากาศเส้นลวดรูประฆังคว่ำ.....8
2.3	สายอากาศเส้นลวดรูปแบบต่าง ๆ.....8
2.4	สายอากาศที่มีลักษณะรูปโค้งทำมุมเป็นรูปตัววีบนแผ่นสะท้อน.....9
2.5	สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ.....9
2.6	สายอากาศไดโพลแถบความถี่กว้างสำหรับสถานีฐานในระบบ 3G.....11
2.7	สายอากาศสำหรับสถานีฐานแบบสองแถบความถี่กว้าง.....11
2.8	สายอากาศสำหรับสถานีฐานแบบหลายความถี่.....12
2.9	สายอากาศเรโซเนเตอร์โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....13
2.10	สายอากาศเรโซเนเตอร์สองความถี่โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....13
2.11	สายอากาศเรโซเนเตอร์สองความถี่โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเลือกความถี่ผ่าน.....14
2.12	สายอากาศโพลาริซวงกลมโดยใช้สายอากาศไดโพลวางเอียงทำมุม 45° บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....15
2.13	สายอากาศโพลาริซวงกลมโดยให้จุดป้อนสัญญาณมีเฟสต่างกัน 90°.....15
3.1	สายอากาศไดโพล.....19
3.2	สายอากาศไดโพลแบบตัววีกลับหัว.....20
3.3	ลักษณะการโพลาริซของสายอากาศไดโพล.....22
3.4	ไดโพลป้อนสัญญาณโดยตรงจากสายโคแอกเซียล.....23
3.5	บาลันแบบขนาน.....23
3.6	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบสองมิติและสายอากาศไมโครสตริป.....26
3.7	โครงสร้างพื้นผิวแบบดอกเห็ด.....26
3.8	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบก้องพื้น.....27

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ .....	28
3.10 การเดินทางของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคลื่นเมื่อผ่านตัวกลาง .....	28
3.11 การโพลาไรซ์โหมดแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง .....	29
3.12 การโพลาไรซ์โหมดแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง .....	30
3.13 การโพลาไรเซชันแบบต่าง ๆ .....	33
3.14 การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของ $E_x$ และ $E_y$ บนระนาบคงที่เมื่อ $\angle E_y$ เร็วกว่า $\angle E_x$ อยู่ $\pi/2$ .....	34
4.1 ผลการจำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง .....	38
4.2 ผลการจำลองแบบอภิวัดหนึ่งหน่วย .....	40
4.3 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาไรซ์แนวนอน .....	43
4.4 การสะท้อนของคลื่นระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า .....	44
4.5 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TE polarization .....	47
4.6 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TM polarization .....	49
4.7 สนามไฟฟ้าสูงสุดของสายอากาศเรโซเนเตอร์ใน โหมด TM polarization .....	51
4.8 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาไรซ์แนวตั้ง .....	52
4.9 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน .....	53
4.10 สนามไฟฟ้าสูงสุดของสายอากาศเรโซเนเตอร์ของสายอากาศเรโซเนเตอร์ โพลาไรซ์แบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน .....	54
4.11 โพลาไรเซอร์แบบแท่งโลหะ .....	55
4.12 ผลการจำลองโพลาไรเซอร์ .....	56
4.13 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและโพลาไรเซอร์ .....	57
4.14 การจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลมเมื่อ $d = 23.14$ มิลลิเมตร .....	57
4.15 ผลของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมเมื่อ $d$ เปลี่ยนแปลง .....	58
4.16 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลมเมื่อ $d = 30$ มิลลิเมตร .....	59
4.17 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลม โดยใช้สตริปไดโพลโค้งแบบที่ 2 .....	60

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18	สายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซั้แบบวงกลมโดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....63
4.19	แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซั้แบบวงกลม โดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า .....65
4.20	สนามไฟฟ้าระยะใกล้ของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซั้แบบวงกลมโดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า .....65
4.21	ทิศทางการหมุนของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซั้แบบวงกลมโดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....66



## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง.....	38
4.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาริซ์แนวนอน.....	42
4.3 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาริซ์แนวตั้ง.....	51
5.1 คุณลักษณะของสายอากาศที่เป็นที่ต้องการสำหรับสายอากาศสำหรับสถานีฐาน ของระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่ไร้สาย.....	67
6.1 สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซ์แบบวงกลมโดยใช้ วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	78



# บทที่ 1

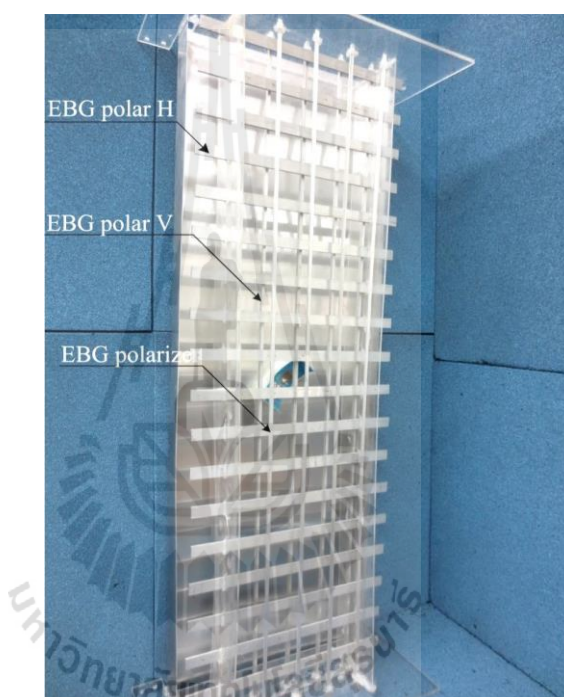
## บทนำ

### 1.1 ความสำคัญของปัญหา

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่าความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารนั้นมีมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยการสื่อสารแบบไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลายทั้งในด้านความบันเทิง การศึกษา ธุรกิจ การเมือง อุตสาหกรรม และด้านสุขภาพ เป็นต้น สำหรับเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายที่ได้รับความนิยมอย่างมากในขณะนี้คือ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการสื่อสารสองทางผ่านโทรศัพท์มือถือ ใช้คลื่นวิทยุในการติดต่อกับเครือข่ายโทรศัพท์มือถือโดยผ่านสถานีฐาน โดยเครือข่ายของโทรศัพท์มือถือแต่ละผู้ให้บริการจะเชื่อมต่อกับเครือข่ายของโทรศัพท์บ้านและเครือข่ายโทรศัพท์มือถือของผู้ให้บริการอื่น โทรศัพท์มือถือที่มีความสามารถเพิ่มขึ้นในลักษณะคอมพิวเตอร์พกพาจะถูกกล่าวถึงในชื่อสมาร์ทโฟน (smart phone) โทรศัพท์มือถือในปัจจุบันนอกจากความสามารถพื้นฐานของโทรศัพท์แล้ว ยังมีคุณสมบัติพื้นฐานของโทรศัพท์มือถือที่เพิ่มขึ้นมา เช่น การส่งข้อความสั้น SMS ปฏิทิน นาฬิกาปลุก ตารางนัดหมาย เกม การใช้งานอินเทอร์เน็ต บลูทูธ อินฟราเรด กล้องถ่ายภาพ เอ็มเอ็มเอส (MMS) วิทยุ เครื่องเล่นเพลง และ จีพีเอส (GPS) โดยที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในปัจจุบันได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็วจากยุคของ 1G 2G 3G 3.5G 3.7G 3.75G 3.8G 3.85G 3.9G และ 4G ในประเทศไทยกำลังมุ่งเน้นพัฒนาเทคโนโลยีไปสู่ยุค 3.9G เป็นระบบคลื่นสัญญาณโทรศัพท์ 2.1 GHz ซึ่งเป็นคลื่นความถี่สากลโดยประเทศไทยเป็นประเทศที่ 24 ของโลก และเป็นประเทศที่ 4 ของเอเชีย ที่ใช้คลื่นความถี่ 2.1 GHz ซึ่งเราสามารถโทรศัพท์แบบเห็นหน้าเห็นตากันได้ สามารถเล่นอินเทอร์เน็ตด้วยความเร็วถึง 42 Mbps ระบบ 3.9G มีความเร็วและแรงกว่าคลื่น 3G ธรรมดา อย่างน้อย 20 เท่า ดังนั้นเพื่อขยายขอบเขตการให้บริการแก่ผู้ใช้บริการได้ต่อเนื่องอย่างไม่มีขีดจำกัดในทุกที่และทุกเวลา

งานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบสายอากาศเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งให้สามารถรองรับเทคโนโลยี 3.9G ซึ่งมีอัตราขยายสูง สามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้อย่างครบถ้วน มีกำลังควบคุม (power handing) ของสายอากาศที่เหมาะสมที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.1 GHz เนื่องจากสายอากาศสตริปโคโรโลคังเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติที่ตีบางประการสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายคือ มีน้ำหนักเบา ลากเคลื่อนกว้าง โครงสร้างสามารถดัดแปลงง่ายหลากหลาย ราคาไม่แพง และมีความกว้างแถบสูง แต่มีข้อเสียคือให้อัตราขยายเชิงทิศทาง (directive gain) ก่อนข้างต่ำ จากที่กล่าวมาข้างต้น สายอากาศที่ความถี่ใช้งานสูงจำเป็นต้องมีอัตราขยายที่สูง จากความเป็นมาและ

ความสำคัญของปัญหา สายอากาศสตริปไดโพลโค้ง ถูกนำมาเป็นตัวบ่อนสัญญาณ โดยวางตัวเอียง  $45^\circ$  บนแผ่นตัวนำ โดยให้ทำงานร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap หรือ EBG) ซึ่งประกอบไปด้วยสองชั้นวางในแนวตั้ง (EBG polar V) และแนวนอน (EBG polar H) ซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศเรโซเนเตอร์แบบโพรง (resonator antenna) ส่งผลให้อัตราขยายเชิงทิศทางเพิ่มขึ้นด้วยเหตุนี้สายอากาศจึงสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้ระยะไกล นอกจากนี้ยังเพิ่มตัวโพลาริเซอร์ชั้นที่สามขึ้น เพื่อให้เกิดโพลาริเซอร์แบบวงกลมแสดงดังรูปที่ 1.1 ดังนั้นผู้ใช้บริการจึงสามารถใช้งานเครือข่ายไร้สายได้ในทุกอริยาบถ



รูปที่ 1.1 สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริเซอร์แบบวงกลมโดยใช้วัสดุแถบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

## 1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 ศึกษาค้นหาว่าข้อมูลของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเรโซเนเตอร์สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 2.1 GHz

1.2.2 ออกแบบและจำลองผลสายอากาศโพลาไรเซอร์แบบวงกลมโดยใช้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งวางเอียง  $45^\circ$  บนแผ่นสะท้อนและมีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นตัวเรโซเนเตอร์และตัวโพลาริเซอร์ สำหรับระบบโทรศัพท์เซลล์ลูลาร์ ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST (Computer Simulation Technology)

1.2.3 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดผลทดสอบ และจากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST

### 1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

1.3.1 การวางสายอากาศสกริปไดโพล โค้งเอียง  $45^\circ$  บนแผ่นสะท้อนส่งผลให้เกิดเป็นสายอากาศที่มีโพลาไรซ์แบบเส้นตรงในแนว  $45^\circ$

1.3.2 เมื่อเพิ่มช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไว้ด้านบนสายอากาศสกริปไดโพล โค้งเอียง  $45^\circ$  บนแผ่นสะท้อน ส่งผลให้สนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดเพิ่มขึ้น อีกทั้งยังมีขนาดใกล้เคียงกันมากทั้งในแนวแกน  $x$  และ  $y$

1.3.3 สายอากาศมีโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นทั้งแนวตั้งและแนวนอน (dual polarization antenna) จะสามารถเป็นโพลาไรซ์แบบวงกลมได้ เมื่อเพิ่มช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอีกหนึ่งชั้น เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวโพลาไรซ์ (polarizer)

### 1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 งานวิจัยนี้จะพัฒนาสายอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้สกริปไดโพล โค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเรโซเนเตอร์สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.1 GHz

1.4.2 ศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST

### 1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 วิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้สกริปไดโพล โค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

1.5.2 จำลองแบบสายอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้สกริปไดโพล โค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเรโซเนเตอร์ ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ที่ความถี่ 2.1 GHz

1.5.4 วิจัย พัฒนา ออกแบบ และสร้างสายอากาศต้นแบบ ที่สามารถรองรับเทคโนโลยีระบบเคลื่อนที่ในยุค 3.9G ได้

## 1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

### 1.6.1 แนวทางการดำเนินงาน

1. ศึกษาและสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและสายอากาศเรโซเนเตอร์
2. จำลองแบบสายอากาศโพลาริซ์แบบวงกลมโดยใช้สตรีปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ที่ความถี่ 2.1 GHz
3. วิเคราะห์สมรรถนะของสายอากาศให้มีคุณสมบัติตามต้องการ เพื่อใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่
4. ออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศ เปรียบเทียบผลที่ได้จากโปรแกรมสำเร็จรูป CST
5. จัดทำงานวิจัย ปรับปรุงแก้ไขข้อบกพร่องของผลงานวิจัย

### 1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

1. การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูล โดยการสำรวจปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย
2. ออกแบบ วิเคราะห์ และศึกษาความเป็นไปได้สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซ์แบบวงกลมโดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST
3. สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน วัดโพลาริซ์ของสายอากาศ คำนวณอัตราขยาย และวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลการจำลองแบบ จากโปรแกรมสำเร็จรูป CST

### 1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการระบบสื่อสารไร้สาย อาคารเครื่องมือ 4 (F4)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

### 1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (PC)
2. โปรแกรม CST Microwave Studio
3. โปรแกรม MATLAB™
4. อุปกรณ์จ่ายไฟ (power supply)
5. เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer)
6. ห้องปิดกั้นคลื่นสะท้อนทางแม่เหล็กไฟฟ้า (anechoic chamber)



### 1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

1. เก็บรวบรวมข้อมูลจากการสำรวจปรัทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้อง
2. เก็บรวบรวมผลจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST
3. เก็บรวบรวมผลที่ได้จากการออกแบบ สร้าง และวัดทดสอบคุณลักษณะของ

สายอากาศต้นแบบ

### 1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

การวิเคราะห์ข้อมูลจะแบ่งเป็นสองส่วนคือการวิเคราะห์ข้อมูลจากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อดูความเป็นไปได้ของสายอากาศ และบันทึกค่าคุณสมบัติของสายอากาศ จากนั้นสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อวัดทดสอบ ได้แก่ สัมประสิทธิ์การสะท้อน อัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่พลังงาน โพลาริซ และอัตราขยายของสายอากาศ

### 1.6.7 การทดสอบสมมุติฐาน

สมมุติฐานที่กำหนดในหัวข้อที่ 1.3 จะได้รับการพิสูจน์จากการวัดและวิเคราะห์ผล

## 1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.7.1 เป็นองค์ความรู้ในการวิจัยต่อไป
- 1.7.2 ได้สายอากาศต้นแบบ เพื่อพัฒนาไปใช้งานจริงที่ความถี่ 2.1 GHz

## บทที่ 2

### ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 กล่าวนำ

ได้มีการศึกษาวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบและสร้างสายอากาศสำหรับรองรับเทคโนโลยีการสื่อสารระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์มาเป็นเวลานาน เนื่องจากการสื่อสารของระบบโทรศัพท์ไม่เคยหยุดนิ่งและพัฒนาไปอย่างไม่มีขีดจำกัด โดยวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ คือ การออกแบบสายอากาศโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งวางเอียงทำมุม  $45^\circ$  บนแผ่นสะท้อนและมีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำหน้าที่เป็นทั้งตัวเรโซเนเตอร์และโพลาไรซ์เซอร์สำหรับติดตั้งบนสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์ในยุค 3G ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทั้งนี้เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยที่เกี่ยวข้อง ผลการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่ได้ตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้นงานวิจัยนั้นเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวางคือฐานข้อมูล IEEE นอกจากนี้ยังได้สืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่น ๆ เช่นจากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยและอินเทอร์เน็ต ผลการสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

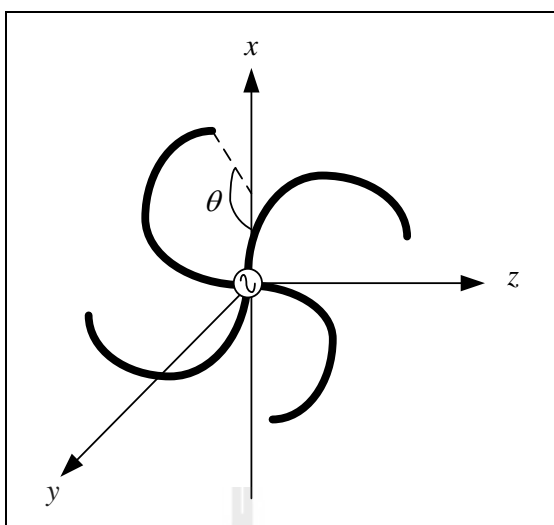
เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแบบต่าง ๆ สำหรับประยุกต์ใช้ในการสื่อสารไร้สาย เช่น การสื่อสารระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless Local Area Network หรือ WLAN) ระบบโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์ เป็นต้น งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในลักษณะต่าง ๆ รวมถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลม

#### 2.2 ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

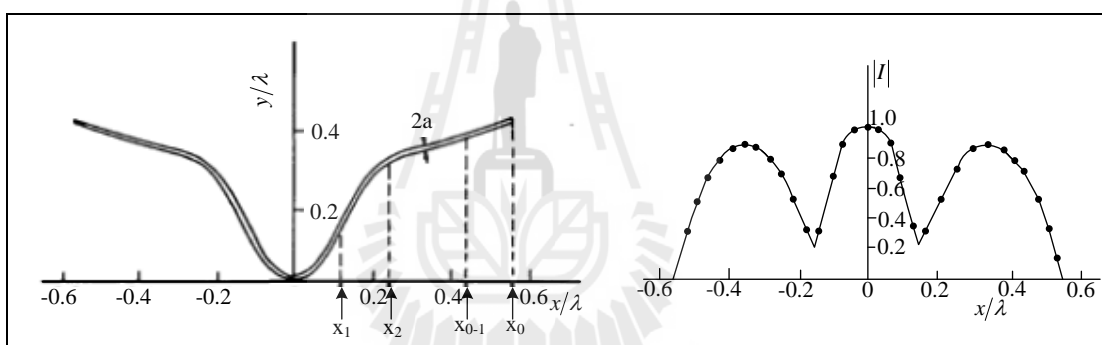
##### 2.2.1 สายอากาศไดโพลในระบบสื่อสารเคลื่อนที่แบบไร้สาย

ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่แบบไร้สาย ตัวเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้บริการโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายและสถานีฐานคือ สายอากาศสำหรับสถานีฐาน ดังนั้นการพัฒนาสายอากาศสำหรับสถานีฐานให้สามารถรองรับใช้งานในระบบการสื่อสารยุคใหม่ได้นั้นจึงได้รับ

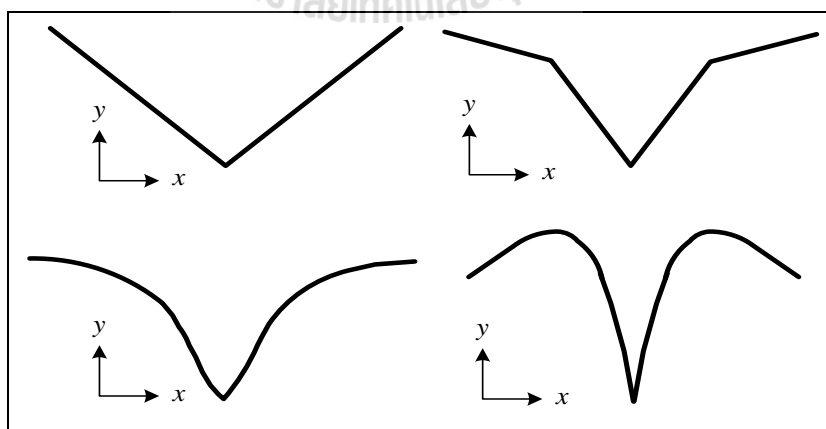
ความสนใจอย่าง สำหรับสายอากาศที่นิยมนำมาใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย คือ สายอากาศโมโนโพล (monopole antenna) สายอากาศแบบปลอก (sleeve antenna) และ สายอากาศไมโครสตริป สายอากาศโมโนโพลนิยมใช้มากที่สุดเพราะมีน้ำหนักเบา คุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (broadband characteristics) และมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน แต่สายอากาศที่เห็นใช้โดยทั่วไป คือ สายอากาศไดโพล เพราะเป็นสายอากาศที่มีน้ำหนักเบา คุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (broadband characteristics) และมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ง่ายต่อการออกแบบและสร้าง ในปัจจุบันสายอากาศไดโพลได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานกันอย่างแพร่หลายได้แก่ เทคนิคการปรับรูปร่างสายอากาศไดโพลให้เป็นรูปแบบต่าง ๆ เช่น สายอากาศรูปตัวเอส (Elkamchouchi, H. and Abu Nasr M., 2004) ดังรูปที่ 2.1 อีกทั้งยังนำสายอากาศไดโพลมาตัดโค้งเป็นรูปประฆังคว่ำ (Cheng D.K., 1882) เพื่อหาค่าความโค้งที่เหมาะสมที่สายอากาศจะมีค่าอัตราขยายสูงที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 2.2 นอกจากนี้งานวิจัยที่ (Paez,C.I., 2009) ยังนำเสนอเกี่ยวกับการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลในรูปแบบที่แตกต่างกัน เช่น รูปตัววี รูปประฆังคว่ำ และอื่น ๆ ดังรูปที่ 2.3 แสดงให้เห็นว่าเมื่อวางสายอากาศในรูปประฆังคว่ำ และตัดโค้งที่แขนทั้งสองข้างของไดโพลเล็กน้อย จะสามารถลดโหลบด้านข้างของสายอากาศได้ เทคนิคต่อมาเป็นการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศด้วยการเพิ่มตัวสะท้อนที่บริเวณด้านหลังของสายอากาศ เช่น สายอากาศไดโพลที่มีลักษณะโค้ง (arc-curved dipole) (Jun-Hong Wang, 1997) แล้วทำมุมสายอากาศไดโพลรูปตัววี (V-shape antenna) (Krishnan L., et. al, 2005) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 นอกจากนี้มีการนำสายอากาศไดโพลเส้นตรงวางใกล้แผ่นตัวนำ (Thumvichit A. and Takano T., 2007) ซึ่งได้กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำแมตซ์ซิ่ง (matching) นอกจากนี้ยังมีเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับ การสร้างสายอากาศไดโพลชนิดแผ่นตรงลัดวงจรที่ปลายระนาบตัวสะท้อน (Dubost G., 1981) ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าการแผ่พลังงานและความกว้างแถบของไดโพลตรงที่มีการลัดวงจรขนานกับระนาบตัวสะท้อนสมบูรณ์แบบ และการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลเส้นตรงตัดโค้งเป็นรูปครึ่งวงกลมลัดวงจรปลายทั้งสองข้างบนระนาบตัวสะท้อน (Pimpol S. and Wongsan R., 2007) ซึ่งทำการวิเคราะห์ความกว้างลำคลื่นและอัตราขยายของสายอากาศสำหรับใช้งานที่ความถี่โทรทัศน เป็นต้น ดังแสดงในรูปที่ 2.5 (ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ



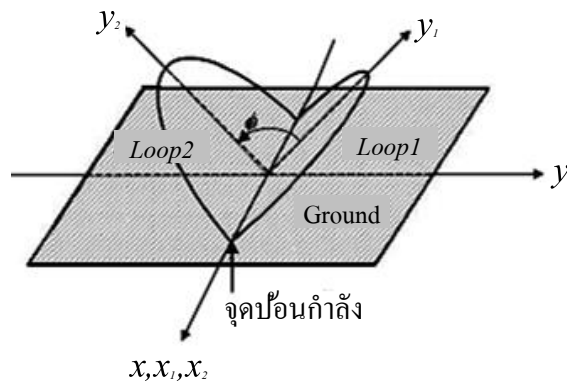
รูปที่ 2.1 สายอากาศที่มีการตัดเป็นรูปตัวเอส



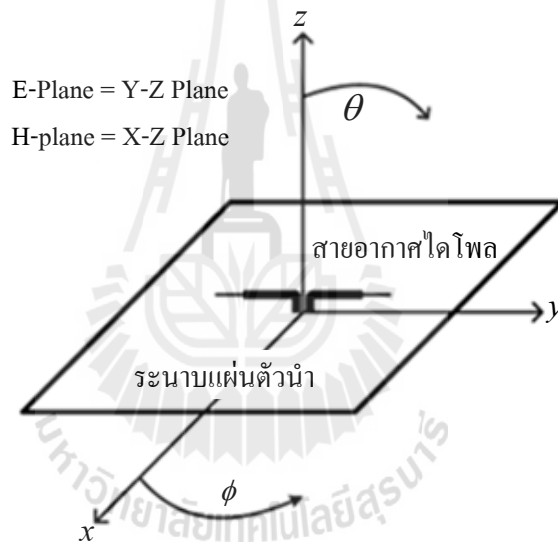
รูปที่ 2.2 สายอากาศเส้นลวดรูปประฆังคว่ำ



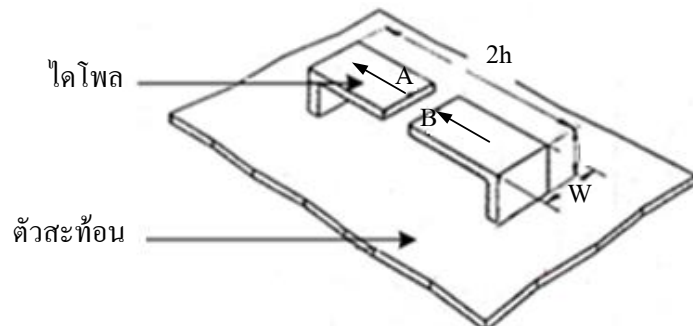
รูปที่ 2.3 สายอากาศเส้นลวดรูปแบบต่าง ๆ



รูปที่ 2.4 สายอากาศที่มีลักษณะรูปโค้งทำมุมเป็นรูปตัววีบนแผ่นสะท้อน

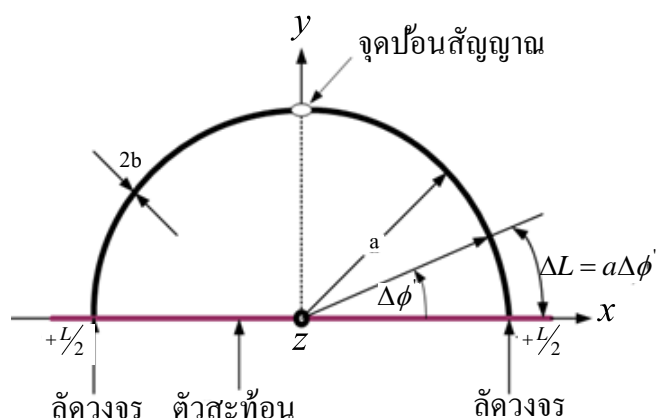


(ก) สายอากาศไดโพลเส้นตรงบนแผ่นตัวนำ



(ข) สายอากาศไดโพลชนิดแผ่นลัดวงจรที่ปลาย บนระนาบตัวสะท้อน

รูปที่ 2.5 สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ

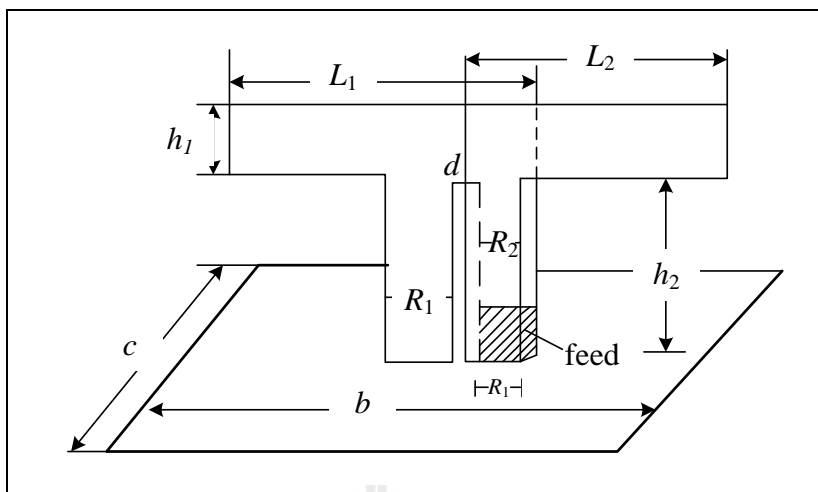


(ค) สายอากาศไดโพลโค้งลัดวงจรที่ปลายระนาบตัวสะท้อน

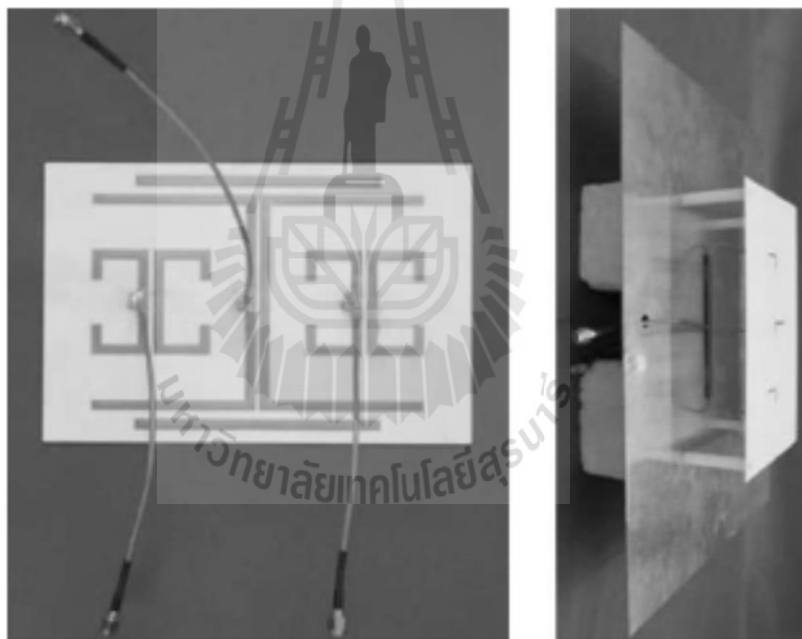
### รูปที่ 2.5 สายอากาศไดโพลบนแผ่นตัวนำ (ต่อ)

จากปริทัศน์วรรณกรรมที่กล่าวมาข้างต้น สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่สนใจและถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างแพร่หลายจากอดีตจนถึงปัจจุบัน อีกทั้งมีงานวิจัยที่นำเสนอเกี่ยวกับสายอากาศสำหรับสถานีฐานแบบแบ่งส่วนที่ออกแบบจากการนำสายอากาศไดโพลมาประยุกต์ใช้ เช่น สายอากาศไดโพลแถบความถี่กว้างสำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุค 3G (Wu Di, et. al, 2005) แสดงดังรูปที่ 2.6 และสายอากาศแบบสองความถี่สำหรับเทคโนโลยี 2G 3G และ LTE ถูกออกแบบในปี 2013 (YueHui Cui, et. al, 2013) สายอากาศนี้ประกอบด้วย 2 อลิเมนต์ที่ซึ่งอลิเมนต์ที่หนึ่ง ออกแบบให้รองรับช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า และอลิเมนต์ที่สองให้รองรับช่วงความถี่ที่สูงกว่า จากนั้นนำทั้งสองอลิเมนต์มาจัดเรียงแถวลำดับกัน แสดงดังรูปที่ 2.7 นอกจากนี้สายอากาศไดโพลที่แถวลำดับแบบเส้นตรงที่ซึ่งถูกนำมาวางในแนวขนานให้มีขนาดที่กระทัดรัดเพื่อนำไปใช้สำหรับสถานีฐานของระบบสื่อสารเคลื่อนที่ไร้สายยุคใหม่ (Young Bae Jung, 2013) แสดงดังรูปที่ 2.8 จากการศึกษา งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไดโพลที่นำไปประยุกต์ใช้สำหรับเปียสายอากาศสำหรับสถานีฐานนั้น สรุปได้ว่าสายอากาศไดโพลยังคงถูกนำมาใช้เป็นอย่างมาก และแพร่หลาย โดยสายอากาศจะมีอัตราขยายโดยประมาณ ตั้งแต่ 10 dB จนถึง 18 dB

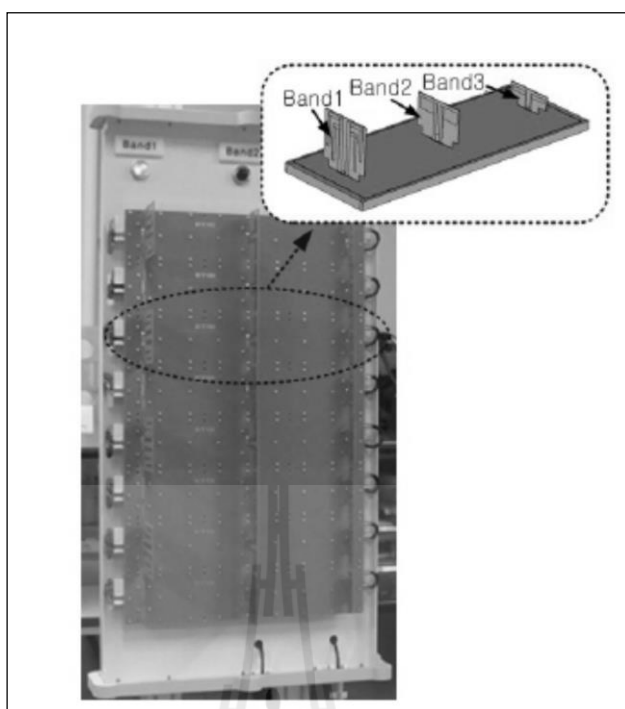
ในหัวข้อต่อไปจะนำเสนอเกี่ยวกับการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศสำหรับสถานีฐานโดยใช้สายอากาศไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 2.6 สายอากาศไดโพลแถบความถี่กว้างสำหรับสถานีฐานในระบบ 3G



รูปที่ 2.7 สายอากาศสำหรับสถานีฐานแบบสองแถบความถี่กว้าง



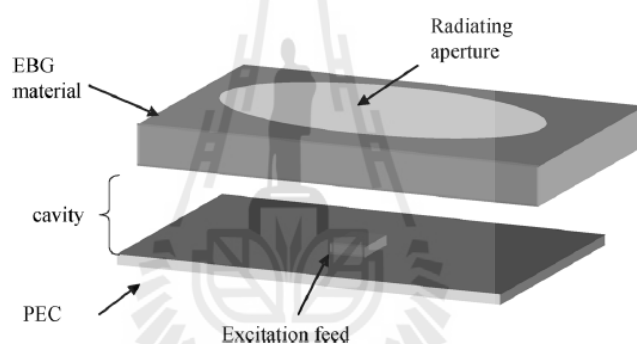
รูปที่ 2.8 สายอากาศสำหรับสถานีฐานแบบหลายความถี่

### 2.2.2 สายอากาศร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

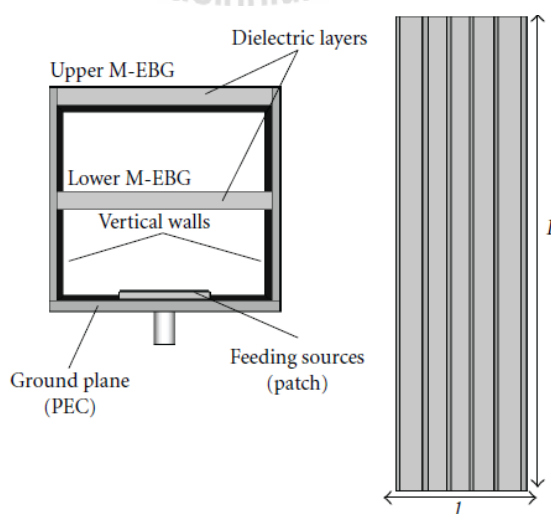
ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่ กรดตั้ง พื้นผิวเลือกความถี่ ผลึกพลาสมา และช่องแถบพลังงานแสง และเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจึงเรียกว่าโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยทำหน้าที่เป็นตัวกีดขวางหรือเสริมรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในช่วงเฉพาะแถบของความถี่ และเนื่องด้วยความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ส่งผลให้ความต้องการในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศมีมากขึ้นตามไปด้วยจากสายอากาศธรรมดาหนึ่งต้น ก็สามารถพัฒนาให้มีอัตราขยายที่สูงด้วยการเพิ่มตัวสะท้อนที่ด้านหลังของสายอากาศ และในปัจจุบันได้มีการศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศเรโซเนเตอร์ โดยการนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ จากรูปที่ 2.9 แสดงงานวิจัยที่ (Diblane M., et. al, 2007) เมื่อนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไปวางไว้ด้านบนของแหล่งจ่ายที่วางอยู่บนระนาบกราวด์ โดยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะทำหน้าที่ ลดขนาดของสายอากาศ เพิ่มอัตราขยาย และเพิ่มประสิทธิภาพการแผ่กระจายกำลังงานได้เป็นอย่างดี เช่นเดียวกับ งานวิจัยที่ (M. Hajj, et. al, 2009) ก็นำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ อีกทั้งยังใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าถึงสองชั้น เพื่อออกแบบให้สายอากาศสามารถทำงานได้



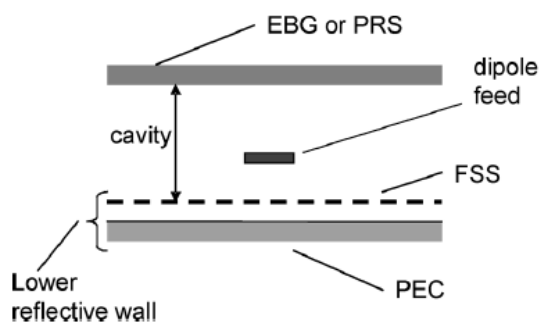
สองความถี่ (dual band) แสดงสายอากาศสองความถี่ดังรูปที่ 2.10 นอกจากนี้ยังมีอีกหนึ่งเทคนิคในการออกแบบสายอากาศที่สามารถใช้งานได้สองช่วงความถี่คือ การเพิ่มพื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency Selective Surface หรือ FSS) ในสายอากาศเรโซเนเตอร์ (Diblanc M., et. al, 2007) โดยพื้นผิวเลือกความถี่จะทำหน้าที่กรองความถี่ที่ไม่ต้องการออกและอนุญาตให้ความถี่ใช้งานผ่านไปได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.11 จากปริทัศน์วรรณกรรมที่กล่าวมาข้างต้น ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้อย่างหลากหลายรูปแบบ ทั้งเป็นตัวส่งผ่านและสะท้อนคลื่นในช่วงความถี่ที่ต้องการใช้งาน ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเลือกใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบแท่ง เพื่อทำหน้าที่เป็นพื้นผิวสะท้อนคลื่นบางส่วน (partially reflective surface) โดยคลื่นจะสะท้อนไปมาภายในท่อนำคลื่น แล้วแผ่กระจายออกไปในขณะที่มีกำลังงานสูง ส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายที่สูงตามไปด้วย



รูปที่ 2.9 สายอากาศเรโซเนเตอร์โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 2.10 สายอากาศเรโซเนเตอร์สองความถี่โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



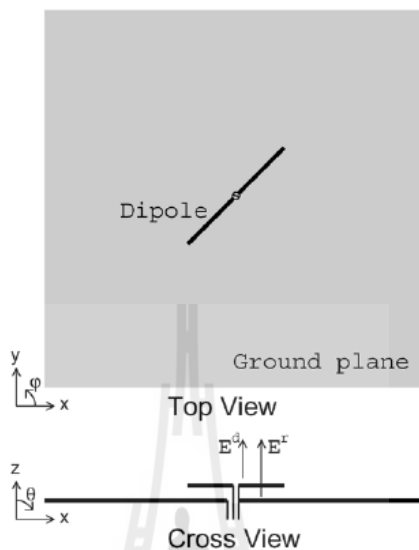
รูปที่ 2.11 สายอากาศเรโซเนเตอร์สองความถี่โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเลือกความถี่ผ่าน

### 2.2.3 สายอากาศโพลาริซ์แบบวงกลม

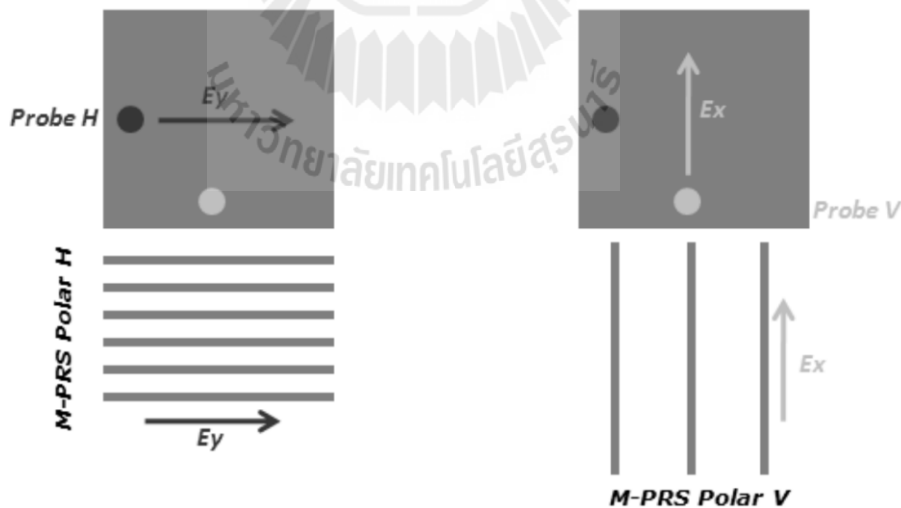
สายอากาศที่มีโพลาริซ์แบบวงกลมสามารถออกแบบได้อย่างหลากหลายรูปแบบ ยกตัวอย่างเช่น งานวิจัยที่ (Fan Yang and Rahmat-Samii, 2005) ได้นำสายอากาศไดโพลมาวางเอียงทำมุม  $45^\circ$  กับระนาบแผ่นสะท้อนที่เป็นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อวางสายอากาศไดโพลห่างจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยระยะห่างที่เหมาะสม จะส่งผลให้สนามที่สะท้อนกลับและสนามที่มีทิศพุ่งตรงไปทางด้านหน้ามีเฟสต่างกัน  $90^\circ$  และมีขนาดที่เท่ากัน จึงกลายเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีคุณลักษณะเป็นโพลาริซ์แบบวงกลมซึ่งมีทิศทางการหมุนแบบตามเข็มนาฬิกา ดังแสดงในรูปที่ 2.12 และงานวิจัยที่ (M. Hajj, et. al, 2010) ได้เลือกใช้สายอากาศไมโครสตริปมาทำงานร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเช่นเดียวกัน แต่ในกรณีนี้ออกแบบที่สายอากาศไมโครสตริป โดยสายอากาศถูกออกแบบให้มีจุดป้อนสัญญาณมีเฟสต่างกัน  $90^\circ$  ดังแสดงในรูปที่ 2.13 อีกทั้งยังเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ด้วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่วางตัวทั้งในแนวอนและแนวตั้งเพื่อให้ผลของสนามไฟฟ้ามีขนาดที่เท่ากันทั้งในแนวนอนและตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่น

จากที่กล่าวข้างต้น เมื่อวางสายอากาศไดโพลเอียง  $45^\circ$  บนระนาบกราวด์ที่เป็นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าพบว่าสายอากาศยังคงมีอัตราขยายที่ไม่สูงมากนัก ซึ่งไม่เพียงพอต่อการนำไปใช้ในระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์ แต่เมื่อใช้สายอากาศไมโครสตริปซึ่งมีระบบป้อนสัญญาณที่เฟสต่างกัน  $90^\circ$  ก็จะเป็นระบบที่ซับซ้อน ดังนั้น งานวิจัยนี้จึงประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลวางเอียง  $45^\circ$  บนแผ่นตัวนำ โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าวางอยู่ด้านบนซึ่งถูกวางตัวทั้งในแนวแกน  $x$  และ แนวแกน  $y$  เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ นอกจากนี้ยังส่งผลให้

สนามไฟฟ้าในแนวแกน  $x$  และ แนวแกน  $y$  มีขนาดเท่ากัน และมีตัวโพลาริซ์ ทำหน้าที่ในการปรับให้สนามไฟฟ้าในแนวแกน  $x$  และ แนวแกน  $y$  มีเฟสต่างกัน  $90^\circ$  ส่งผลให้เกิดโพลาริซ์แบบวงกลม



รูปที่ 2.12 สายอากาศโพลาริซ์วงกลมโดยใช้สายอากาศไดโพลวางเอียงทำมุม  $45^\circ$  บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 2.13 สายอากาศโพลาริซ์วงกลมโดยให้จุดป้อนสัญญาณมีเฟสต่างกัน  $90^\circ$

### 2.3 กล่าวสรุป

ตามเนื้อหาที่ได้กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่นิยมนำมาดัดแปลงโครงสร้างเพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพที่สูงขึ้น และยังสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศไดโพลได้ด้วยโดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและระนาบแผ่นตัวนำ จึงกลายเป็นสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีอัตราขยายเชิงทิศทางสูง นอกจากนี้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ายังสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นตัวโพลาริไซ์ได้อีกด้วย



## บทที่ 3

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

#### 3.1 กล่าวนำ

สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณ หรือที่โอนำคลื่น ให้แพร่กระจายออกสู่อากาศที่สายอากาศวางอยู่ และในทางกลับกันจะทำหน้าที่รับคลื่นที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลางให้เข้ามาอยู่ในที่โอนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ การศึกษารูปแบบ การกระจายคลื่นของสายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความสำคัญ ในบทความนี้กล่าวถึงคุณสมบัติที่เหมาะสมของสายอากาศที่จะเป็นสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณของระบบโทรศัพท์แบบเซลลูลาร์ นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศไดโพล การแมตชิ่ง (matching) สายอากาศและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

#### 3.2 สายอากาศในระบบเซลลูลาร์

สายอากาศหากพิจารณาที่ตัวเครื่อง โทรศัพท์เคลื่อนที่ก็เป็นเพียงสายอากาศขนาดเล็ก แต่ผู้ผลิตตัวเครื่องก็พัฒนารูปแบบของสายอากาศสำหรับตัวเครื่องออกมาเป็นจำนวนหลายรูปแบบ แต่สายอากาศที่สำคัญก็คือสายอากาศที่ตั้งอยู่เหนือสถานีฐาน ซึ่งเชื่อมต่อสัญญาณในรูปแบบของสายอากาศทิศทางการรับ/ส่งสัญญาณ สายอากาศสำหรับสถานีฐานส่วนใหญ่จะเป็นอุปกรณ์ที่มีรูปร่างเป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าและติดตั้งอยู่บนเสาส่งสัญญาณ เมื่อต้องการออกแบบสายอากาศสำหรับสถานีฐานนี้ สิ่งแรกที่ต้องคำนึงถึงคือ ประสิทธิภาพในการแพร่กระจายสัญญาณซึ่งรูปร่างของรูปแบบการแผ่กระจายสัญญาณจะต้องมีลักษณะเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีลำคลื่นกว้างในแนวระนาบกับพื้นโลก และสิ่งที่ต้องคำนึงถึงถัดมาคืออัตราขยายของสายอากาศที่จะต้องสามารถรับและส่งสัญญาณได้เป็นอย่างดีและทั่วถึง และสุดท้ายนี้สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือขนาดของสายอากาศเนื่องด้วยสายอากาศจะต้องถูกนำไปติดตั้งยังบริเวณที่เป็นสาธารณะ ขนาดจึงไม่ควรใหญ่เกินไป

เมื่อทราบว่าสายอากาศในระบบเซลลูลาร์ส่วนใหญ่เป็นอย่างไร ในหัวข้อต่อไปจะนำเสนอเกี่ยวกับคุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบเซลลูลาร์

### 3.3 คุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับส่งสัญญาณระบบเซลลูลาร์

ในการเลือกสายอากาศของสถานีฐานสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์ โดยเทคโนโลยีไวแมกซ์ไม่ได้ถูกจำกัดความถี่อยู่ที่ความถี่ต่ำกว่า 2 GHz แต่รวมไปถึงช่วงความถี่สูงคือ 2.3 GHz ถึง 2.7 GHz และ 3.3 GHz ถึง 3.8 GHz เมื่อพิจารณาที่ช่วงความถี่ 2.3 GHz ถึง 2.7 GHz สำหรับสายอากาศที่ติดตั้งบนสถานีฐานมีข้อดีคือ เนื่องจากความยาวคลื่นมีขนาดสั้นลง ซึ่งเป็นที่ยอมรับได้เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กกลงแล้วอัตราขยายของสายอากาศสูงขึ้น นอกจากนี้เมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กกลง ก็สามารถนำมาทำเป็นสายอากาศแถวลำดับได้โดยไม่ต้องกังวลว่าสายอากาศจะมีขนาดใหญ่เกินไป อย่างไรก็ตามที่ความถี่สูงก็ยังคงมีข้อเสียคือ คุณลักษณะของผลรวมการแผ่กระจายสัญญาณไม่ดี และเกิดการสูญเสียเนื่องจากคลื่นเดินทางจากตัวส่งไปยังตัวรับสูง

ดังนั้นเมื่อต้องการเลือกสายอากาศสำหรับติดตั้งบนสถานีฐานในเทคโนโลยีไวแมกซ์ สิ่งแรกที่เราควรนำมาพิจารณาคืออัตราขยายของสายอากาศที่สูง แต่จะนำมาซึ่งการออกแบบและเครือข่ายของสายอากาศที่ซับซ้อน เมื่อพิจารณาโครงสร้างของสายอากาศที่มีความก้าวหน้ามากขึ้น การปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานของสายอากาศจะส่งผลให้สายอากาศมีความซับซ้อนมากขึ้น ราคาสูงขึ้น และมีความน่าเชื่อถือที่น้อยลง สุดท้ายนี้ เพื่อที่จะทำให้เกิดการสูญเสียระหว่างการเดินทางของคลื่นน้อยที่สุด และเกิดความสมดุลระหว่างการสูญเสียของคลื่นที่แผ่กระจายภายในระบบที่สามารถยอมรับได้เมื่อเทียบกับอัตราขยายที่สายอากาศมี

ในการสื่อสารแบบจุดต่อจุด (point-to-point) เมื่อระยะห่างระหว่างจุดมีค่าน้อย กำลังงานที่รับได้ที่สายอากาศตัวรับสามารถคำนวณได้จาก สมการของ Friis ดังต่อไปนี้

$$P_{RX} (dBm) = P_{TX} (dBm) + 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right) + G_t + G_r$$

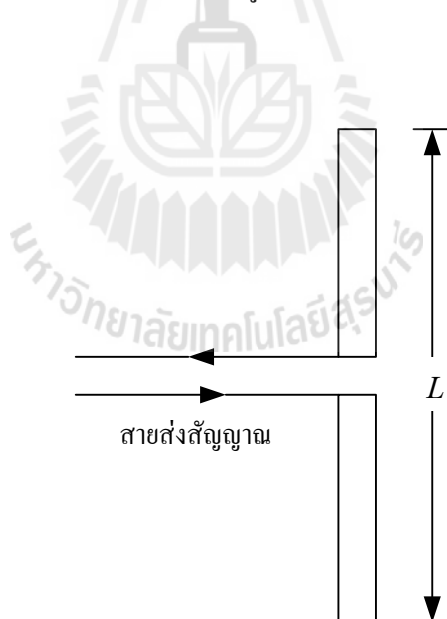
เมื่อ  $\lambda$  คือความยาวคลื่น และ  $R$  คือระยะห่างระหว่างตัวส่งและตัวรับ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาการเชื่อมต่อระหว่างสถานีฐานและโทรศัพท์มือถือ จะเกิดการสูญเสีย เช่น คลื่นหลายวิถี (multi-path) การซอน โครงสร้าง (building penetration) การกระจัดกระจาย (scattering) การเลี้ยวเบน (diffraction) และ การสะท้อน (reflection) ดังนั้น การเลือกใช้สายอากาศสำหรับสถานีฐานจึงมีความสำคัญอย่างมาก ยกตัวอย่างเช่น ที่ความถี่ปฏิบัติการ 850 MHz พิจารณาเมื่อเป็นสายอากาศแบบแบ่งส่วน ถ้าความสูงของสถานีฐานเท่ากับ 1 ฟุต ต้องมีอัตราขยาย 12 dBi และมีความกว้างลำคลื่นในแนวตั้งและแนวระนาบเท่ากับ  $15^\circ$  และ  $105^\circ$  ตามลำดับ ส่วนที่ความถี่ปฏิบัติการ 1900 MHz ต้องมีอัตราขยาย 18 dBi และมีความกว้างลำคลื่นในแนวตั้งและแนวระนาบเท่ากับ  $6^\circ$ - $7^\circ$  และ  $60^\circ$ - $65^\circ$  ตามลำดับ

### 3.4 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล

จากบทที่ 2 การนำสายอากาศไดโพลมาประยุกต์ใช้นั้นยังคงมีการศึกษากันอย่างต่อเนื่อง เพราะสายอากาศไดโพลมีคุณสมบัติที่สามารถออกแบบและสร้างได้ง่าย โดยลักษณะของสายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติแสดงดังต่อไปนี้

#### 3.4.1 สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ

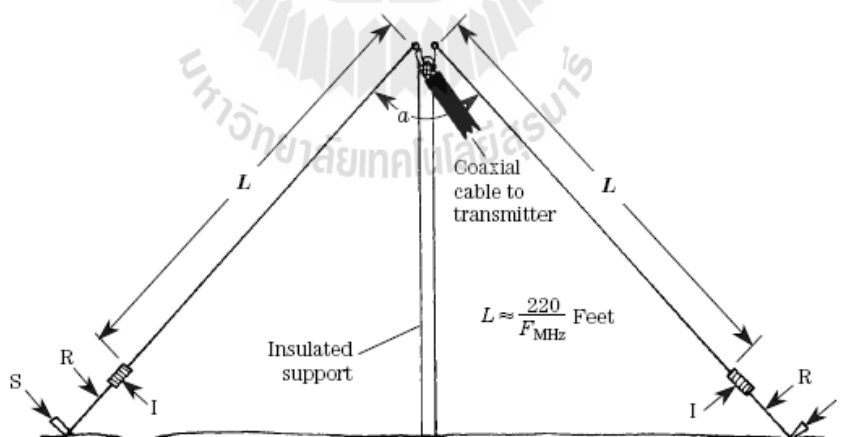
สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างง่ายที่สุดมีส่วนประกอบเป็นเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว  $L$  วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 3.1 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต้องเข้ากับเครื่องส่ง โดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อเครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศกระแสของสัญญาณนี้จะไหลไปยังขั้วหนึ่งของไดโพลและไหลกลับมายังอีกขั้วหนึ่งของไดโพลดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของไดโพลการแจกแจงรูปของกระแส (Current Distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (Magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพล ซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่น ๆ บนตัวไดโพลทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 3.1 สายอากาศไดโพล

ไดโพลอุดมคติ (Ideal Dipole) เป็นสายอากาศสมมติซึ่งใช้ประโยชน์ในการศึกษาสายอากาศชนิดอื่น ๆ สามารถพิจารณาให้เป็นส่วนประกอบเล็ก ๆ ของความยาวไดโพล (Infinitesimal Dipole) ที่มีการแจกแจงของกระแสที่เท่ากันตลอดความยาวคุณลักษณะทางทฤษฎีสายอากาศไดโพลในอุดมคติจะประมาณให้มีค่าทางไฟฟ้าเท่ากับสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเล็ก ๆ

นอกจากนี้ยังมีสายอากาศไดโพลแบบตัววีกลับหัวก็เป็นสายอากาศแบบครึ่งความยาวคลื่น (half-wavelength) เช่นเดียวกันกับสายอากาศไดโพลที่ได้กล่าวมาข้างต้น แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างการจัดวางให้อยู่ในรูปตัววีกลับหัว โดยที่จุดบ่อนสัญญาณจะยกให้สูงจากพื้นดินมากที่สุด และสายอากาศแบบนี้จะสั้นกว่าสายอากาศไดโพลธรรมดาประมาณ 3-5 เปอร์เซ็นต์จากรูปที่ 3.2 มุม  $a$  จะมีค่าระหว่าง  $70^{\circ}$ - $110^{\circ}$  ถ้าต่ำกว่า  $70$  องศา สายอากาศก็จะคล้ายสายนำสัญญาณสองเส้นขนานกัน จะมีการแพร่กระจายคลื่นได้น้อย แต่ถ้ามุมเกิน  $110^{\circ}$  คุณสมบัติต่าง ๆ ก็จะคล้ายกันกับสายอากาศไดโพลธรรมดา (โดยทั่วไปจะใช้  $90^{\circ}$  เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด) ผลของการตัดลดไดโพลเอียงลงมา (sloping) ทำให้ความถี่ใช้งานลดลง นั่นก็คือ ความยาวทางไฟฟ้าของสายอากาศเพิ่มขึ้นนั่นเอง ถ้าต้องการให้ความถี่ใช้งานมีค่าเท่าเดิม ก็ต้องลดความยาวของสายอากาศลงซึ่งเป็นข้อดี ส่วนอิมพีแดนซ์และความกว้างแถบ (bandwidth) ก็จะลดลงตามไปด้วย ข้อดีของสายอากาศแบบนี้ก็อย่างหนึ่งคือ สามารถแมตซ์อิมพีแดนซ์กับสายนำสัญญาณ 50 โอห์มได้ดีกว่า



I = Insulator  
S = Support stake  
R = Rope

Inverted-vee dipole.

รูปที่ 3.2 สายอากาศไดโพลแบบตัววีกลับหัว



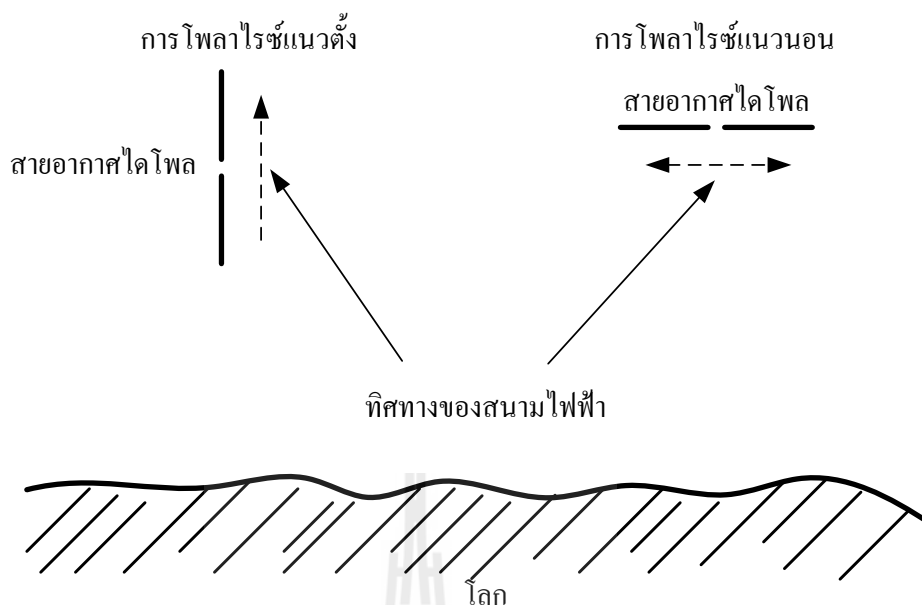
จากข้อดีของสายอากาศไดโพลแบบตัววิกลับหัว จึงเกิดแนวคิดเกี่ยวกับสายอากาศไดโพลแบบตัดโค้งเป็นครึ่งวงกลมขึ้น

### 3.4.2 การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล

การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะใช้ในการอธิบายทิศทางของสนามไฟฟ้าของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศ ซึ่งถูกส่งออกไปโดยตัวสายอากาศในทิศทางซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดและวัดได้ในสนามระยะไกล สายอากาศจำนวนมากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) นั่นคือในหนึ่งรอบ (Cycle) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงและยังถูกแบ่งออกเป็น การโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) ดังรูปที่ 3.3 นอกจากนี้ยังมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม (Circular Polarization) และแบบรูปวงรี (Elliptical Polarization)

บ่อยครั้งที่การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศ เช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งอาจจะมีส่วนประกอบเพียงตัวเดียวหรือหลายตัววางขนานกัน เช่น สายอากาศไดโพลและสายอากาศยาคิ เราสามารถที่จะสมมติให้สนามไฟฟ้าซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศแต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกันแต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้างมาทำนายการโพลาไรซ์ได้ เช่น สายอากาศปากแตร (Horn) สายอากาศแบบบ่วง (Loop) และสายอากาศแบบร่อง (Slit) เป็นต้น เพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ สิ่งสำคัญก็คือสายอากาศที่ทำหน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเดียวกันกับการโพลาไรซ์ของสัญญาณที่ส่งมา หากเกิดการสูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดวางการโพลาไรซ์ไม่ถูกต้อง (เช่น สัญญาณที่รับได้เป็นของการโพลาไรซ์ทางแนวตั้งแต่สายอากาศที่ใช้มีการจัดการโพลาไรซ์ทางแนวนอน) เรียกว่าเกิดการแยกการโพลาไรซ์แบบไขว้ (Cross-Polarization Isolation)

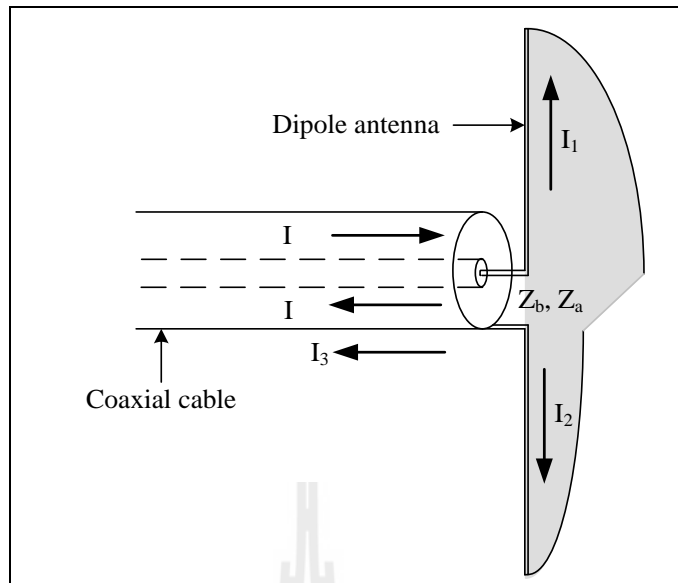
ในงานวิจัยฉบับนี้ได้ออกแบบสายอากาศโดยประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลให้มีโพลาไรซ์แบบวงกลม จากหลักการการวางสายอากาศไดโพลในแนวเอียง  $45^\circ$  ร่วมกับตัวโพลาไรซ์ที่สร้างจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เนื่องจากข้อกำหนดของสายอากาศสำหรับติดตั้งบนสถานีฐาน ที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.1 GHz



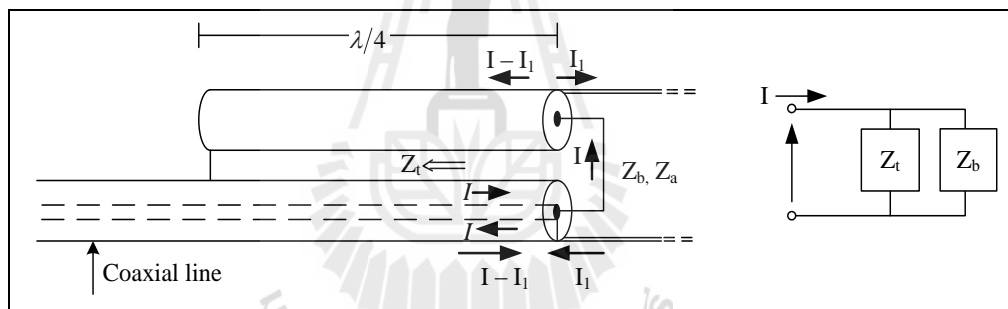
รูปที่ 3.3 ลักษณะการโพลาริเซชันของสายอากาศไดโพล

### 3.5 ทฤษฎีบาลัน (Balun)

คำว่าบาลัน (balun) มาจากคำว่า สมดุล (balance) และ ไม่สมดุล (unbalance) วิธีการของบาลันคือการเชื่อมต่อตัวนำสองตัวที่เป็นแบบสมดุลจากสายที่เป็นตัวนำสองเส้นไปยังสายส่งแบบไม่สมดุล เนื่องจากการเพิ่มบาลันเป็นการเพิ่มความซับซ้อนและค่าใช้จ่ายให้กับระบบของสายอากาศ แต่ก็ยังจำเป็นต้องใช้บาลันอยู่ ยกตัวอย่างดังรูปที่ 3.4 แสดงสายอากาศไดโพลวางตัวในแนวระนาบ ถูกป้อนสัญญาณที่บริเวณกึ่งกลางของสายอากาศด้วยสายโคแอกเซียล ที่ซึ่งตัวนำภายใน (inner conductor) เชื่อมต่อกับแกนด้านซ้ายของไดโพล ในขณะที่ตัวนำภายนอก (outer conductor) ถูกเชื่อมต่อกับแกนฝั่งขวาของสายอากาศไดโพล จากลักษณะกระแสที่ไหลภายในสายโคแอกเซียล คือ เมื่อกำเนิดสัญญาณให้กับสายโคแอกเซียล จะเกิดกระแส  $I_1$  ซึ่งมีทิศทางการไหลของกระแสไปตามตัวนำภายใน นอกจากนี้ยังเกิดการเหนี่ยวนำภายในส่งผลให้เกิดกระแส  $I_2$  ที่มีทิศทางการไหลของกระแสไปตามตัวนำภายนอก นอกจากนี้ยังเกิดกระแส  $I_3$  ที่ซึ่งไหลวนกลับในทิศทางตรงกันข้าม ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้ขนาดของกระแสมีค่าสูงสุดที่แกนด้านซ้ายของสายอากาศไดโพลเท่านั้น ส่วนแกนด้านขวามีขนาดของกระแสที่ลดต่ำลง เพราะฉะนั้นสายอากาศไดโพลจึงเกิดความไม่สมดุลเนื่องจากไม่ใช้บาลัน



รูปที่ 3.4 ไดโพลป้อนสัญญาณโดยตรงจากสายโคแอกเซียล



รูปที่ 3.5 บาลันแบบขนาน

เมื่อบาลันถูกนำมาใช้สำหรับแก้ในระบบที่ไม่สมดุล โคแอกเซียลบาลัน 1:1 ตามรูปที่ 3.5 ออกแบบโดย I4BBE ในช่วงก่อนยุค 70 ทำจากสายนำสัญญาณโคแอกเซียล 2 เส้น เส้นหนึ่งมีความยาว  $\lambda/4$  อีกเส้นหนึ่งมีความยาว  $3\lambda/4$  ความยาวจริงต้องคูณด้วยค่า velocity factor ของสายนำสัญญาณประเภทนั้นๆ โดยเชื่อมต่อสายตามในรูป และติดตั้งให้ใกล้กับจุดป้อนสัญญาณให้มากที่สุด เมื่อพิจารณาแล้วคลื่นที่วิ่งไปก็จะมีค่าเฟสกันอยู่  $\lambda/2$  หรือ 180 องศา นั่นเอง

### 3.6 อภิวัดดู (Metamaterials)

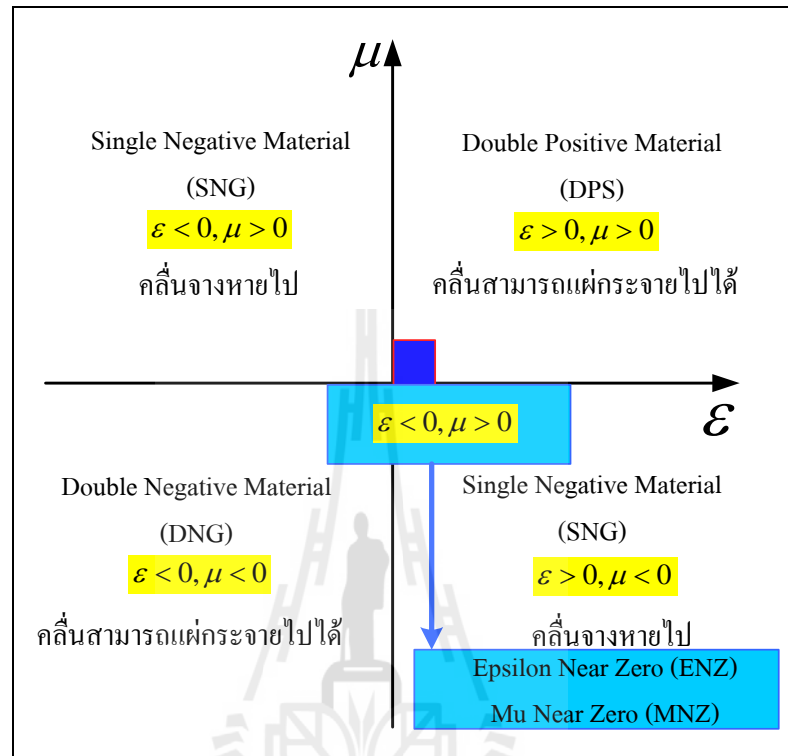
อภิวัดดู (metamaterials) คือ วัสดุเสมือนที่ถูกออกแบบและสร้างขึ้นเพื่อให้มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ โดยคุณสมบัติเหล่านี้อาจไม่มีอยู่ในวัสดุที่มีอยู่ในธรรมชาติ โดยทั่วไปอภิวัดดูนี้จะ

ถูกกำหนดคุณสมบัติจากโครงสร้างที่ออกแบบ (มิได้มีคุณสมบัติตามเนื้อวัสดุของส่วนประกอบ) หากมองอภิวัดนี้ลึกลงไปก็จะเห็นความไม่สม่ำเสมอในระดับไมโครอยู่ (small inhomogeneities) และ คุณสมบัติของมันจะถูกนำเสนอด้วยคุณสมบัติประสิทธิผลของการตอบสนองในระดับมหภาค (effective macroscopic behavior) การวิจัยในระยะแรก ของอภิวัดนี้คือ การศึกษาวัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นลบ (negative reflection index) โดยการทำให้ดัชนีหักเหเป็นลบนี เป็นพื้นฐานของการนำไป ออกแบบสร้างซูเปอร์เลนส์ (superlens) ที่สามารถมีการขยายภาพให้ได้ความละเอียดสูง ซึ่งสูงเกินขีดจำกัดของเลนส์ทั่วไป และยังสามารถนำไปสร้างสิ่งประดิษฐ์ที่ทำให้เสมือนว่าล่องหนได้ ในเบื้องต้น อภิวัดนี้ถูกพัฒนาสำหรับใช้งานด้านที่เกี่ยวกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic) แต่ปัจจุบัน แนวคิดของการสร้างอภิวัด ถูกนำไปพัฒนาทางด้านที่เกี่ยวกับคลื่นเสียง (acoustic) และ คลื่นปฐมพิ (seismic) ด้วย ประโยชน์ของการศึกษาสร้างอภิวัดนี้ มีหลากหลายมาก รวมถึงการใช้ประโยชน์ในด้านอวกาศทางไกล เช่น เซอร์ การตรวจวัด โครงสร้างพื้นฐาน การจัดการบริหารพลังงานแสงอาทิตย์แบบฉลาด ความปลอดภัยสาธารณะการสื่อสารความถี่สูง เลนส์สำหรับเสาอากาศ การเพิ่มประสิทธิภาพเซ็นเซอร์เหนือเสียง และการป้องกัน โครงสร้างจากแผ่นดินไหว การวิจัยเกี่ยวกับอภิวัดนี้เป็นการวิจัยที่ต้องใช้ความรู้จากศาสตร์หลายด้าน เช่น วิศวกรรมไฟฟ้า สนามแม่เหล็กไฟฟ้า ฟิสิกส์ของแข็ง วิศวกรรมไมโครเวฟและวิศวกรรมสายอากาศ ออปโต-อิเล็กทรอนิกส์ ออปติกส์แบบดั้งเดิม วัสดุศาสตร์ วิศวกรรมกึ่งตัวนำ วิทยาศาสตร์นาโน และ อื่น ๆ

สามารถจำแนกประเภทของอภิวัดจากค่าความซบซิมได้ ( $\mu$ ) และ สภาพยอมได้ ( $\epsilon$ ) สามารถจำแนกได้ดังนี้ นอกเหนือจากที่คุ้นเคยกับวัสดุกลุ่มมือขวา (Double-Positive material : DPS) ยังมีวัสดุบางชนิดในช่วงความถี่หนึ่งอาจจะมี ค่าความซบซิมได้และสภาพยอมได้ มีค่าอย่างใดอย่างหนึ่งเป็นลบจะเรียกอภิวัดเหล่านี้ว่า SNG (Single Negative Medium) โดยวัสดุที่มีค่าสภาพยอมได้เป็นลบเรียกว่า ENG (Epsilon Negative Medium) และ ความซบซิมได้เป็นลบเรียกว่า MNG (Mu Negative Medium) แต่อย่างไรก็ตามยังไม่ปรากฏว่าวัสดุมีคุณสมบัติได้ทั้ง DNG SNG หรือ DPS นอกจากนี้คุณสมบัติที่ไม่ปกติของอภิวัดที่ได้รับความสนใจอย่างมาก คือ วัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นศูนย์หรือใกล้เคียงศูนย์ (Zero Reflective Index: ZRI หรือ Near Zero Reflective Index: NZI) จากดัชนีหักเห จะเกิดได้ทั้งหมด 3 กรณีคือ

- 1) เมื่อความซบซิมได้มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 ( $\mu \geq 1$ ) จะเรียกรกรณีนี้ว่า ENZ (Epsilon Near Zero)
- 2) เมื่อสภาพยอมได้มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 1 ( $\epsilon \geq 1$ ) จะเรียกรกรณีนี้ว่า MNZ (Mu Near Zero)

3) เมื่อความซาบซึมได้และสภาพยอมได้ มีค่าเท่ากับศูนย์ ( $\mu = \varepsilon = 0$ ) จะเรียกว่า DZI (Double Zero Index) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า MENZ (Mu-Epsilon near zero)



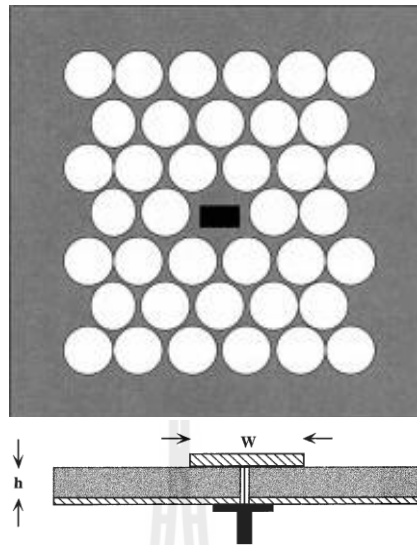
รูปที่ 3.6 ประเภทของวัสดุจากค่าความซาบซึมได้ ( $\mu$ ) และ สภาพยอมได้ ( $\varepsilon$ )

### 3.6.1 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap)

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นวัสดุที่มีโครงสร้างแบบเป็นคาบ ประกอบไปด้วยไดอิเล็กตริก (dielectric) โลหะหรือวัสดุเมตาโลไดอิเล็กตริก (metallo-dielectric materials) ที่ซึ่งสามารถกีดขวางการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางและความถี่ที่เจาะจง ดังนั้นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำไปใช้เป็นตัวกรอง (filter) ระยะเวลาถี่ นี้เป็นการแสดงความหลากหลายทางโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าถูกแบ่งออกเป็น 3 ประเภทดังต่อไปนี้

#### 3.6.1.1 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance Surfaces)

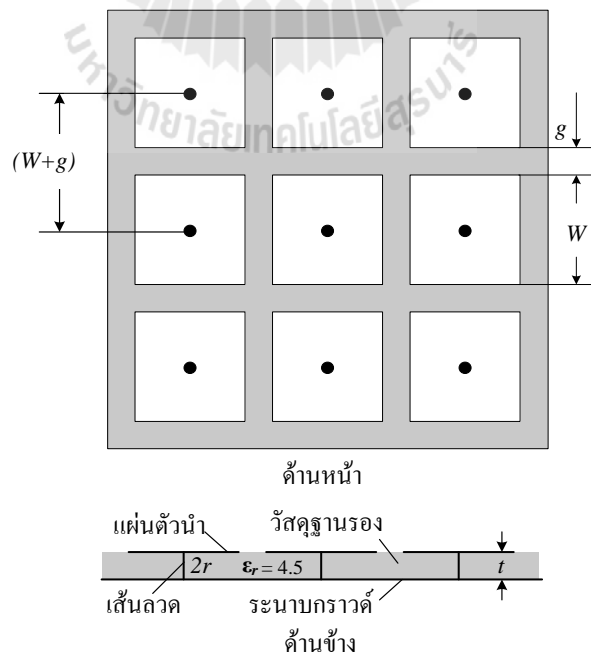
สามารถเรียกโครงสร้างแบบนี้ได้อีกอย่างว่า โครงสร้างแบบสองมิติ ที่สามารถนำไปใช้กับสายอากาศไมโครสตริปเพื่อกำจัดคลื่นผิว (surface wave) ดังแสดงในรูปที่ 3.7 (Agi, et. al, 2005)



รูปที่ 3.7 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบสองมิติและสายอากาศไมโครสตริป

### 3.6.1.2 พื้นผิวประดิษฐ์ (Artificial Surfaces)

เช่นตัวนำแม่เหล็กประดิษฐ์และพื้นผิวจินตภาพ (reactive surface) เพื่อออกแบบสายอากาศสัญญาณต่ำ (low profile antenna) (Alireza Feroozesh and Lotfollah Shafai, 2011) แสดงดังรูปที่ 3.8

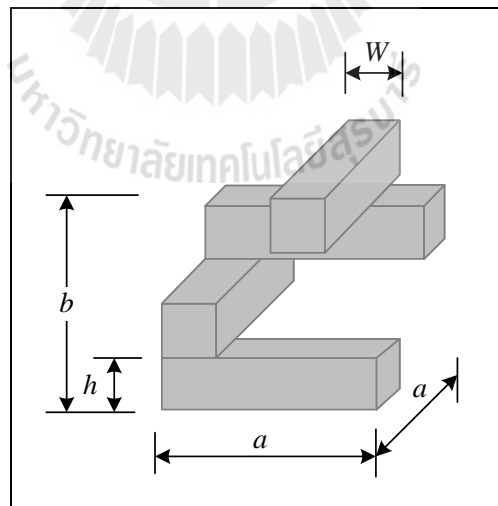


รูปที่ 3.8 โครงสร้างพื้นผิวแบบดอกเห็ด

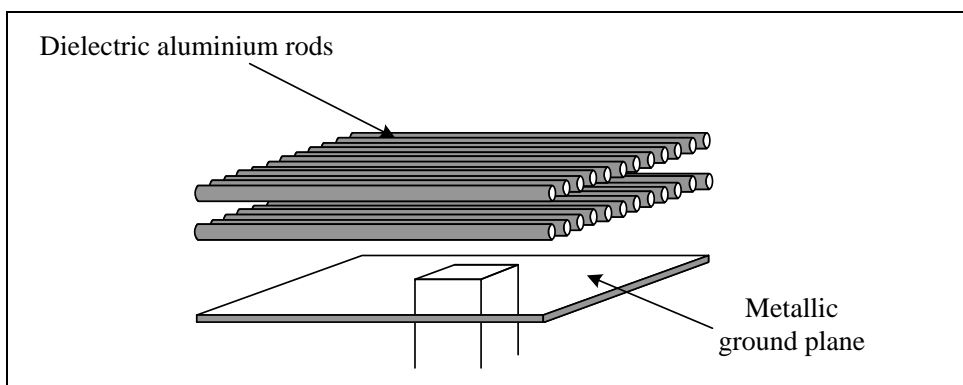
### 3.6.1.3 สายอากาศเรโซเนเตอร์สภาพเฉพาะทิศทางสูง (High Directive Resonator Antenna)

ซึ่งถูกออกแบบด้วยพื้นฐานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีโครงสร้างเป็นแบบเดียวกัน ข้อบกพร่องที่นำไปสู่การสร้างความถี่เฉพาะในช่วงว่างแถบของโครงสร้างที่ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแผ่กระจายไปได้ ในโหมดที่โพรงช่องว่างทำงานคล้ายกับที่ว่างและตัวกรองความถี่ที่มีค่า Q factor สูง ถ้าแหล่งกำเนิดเริ่มต้นถูกยึดติดไว้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า มีความเป็นไปได้ว่ารูปแบบการแผ่พลังงานในช่วงแถบความถี่ที่เราต้องการมีโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอย่างหลากหลายรูปแบบ ซึ่งสามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์ ที่มีค่าสภาพงทิศทางสูง เช่นแผ่นโลหะไดอิเล็กตริกแบบหลายชั้น (Weily, et. al, 2005) แสดงดังรูปที่ 3.9 แผ่นโลหะแบบหลายชั้นสร้างจากไดอิเล็กตริกหรือแท่งโลหะ (Young Ju Lee, et. al, 2005) แสดงดังรูปที่ 3.10

สำหรับแหล่งจ่ายเบื้องต้น เช่นสายอากาศไมโครสตริปและสายอากาศอะพोजอร์ โดยมีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำหน้าที่เป็น วัสดุไดอิเล็กตริกวางซ้อนทับด้านบน (superstrate) เป้าหมายหลักของการนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาใช้คือ เพิ่มอัตราขยายของแหล่งจ่าย นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้จำเป็นต้องเพิ่มประสิทธิภาพของโครงสร้างเพื่อที่ให้มีกำลังงานสะท้อนที่ต่ำพอ และทำให้เกิดอิมพีแดนซ์ที่แมตช์เป็นอย่างดี



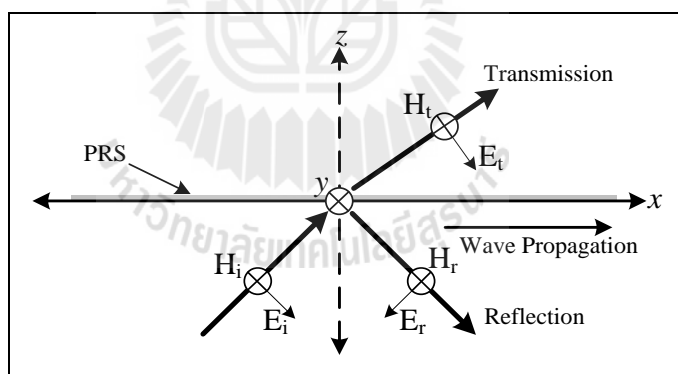
รูปที่ 3.9 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งพื้น



รูปที่ 3.10 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ

### 3.6.2 การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น

เนื่องจากใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำหน้าที่เป็น ซุปเปอร์สเตรตหรือฝาครอบ ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นตัวกลาง จากรูปที่ 3.11 แสดงการเดินทางของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านตัวกลางเมื่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางมาตกกระทบยังตัวกลางจะเกิดการสะท้อนและหักเหของคลื่นส่งผลให้ในทิศทางการเดินทางของคลื่นไปตามแกน  $x$



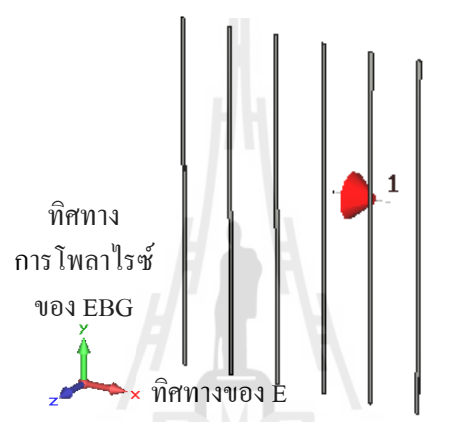
รูปที่ 3.11 การเดินทางของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อผ่านตัวกลาง

เมื่อพิจารณาในลักษณะของการโพลาไรซ์ที่ซึ่งตัวโพลาไรซ์ทำหน้าที่เป็นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วย ซึ่งในกรณีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติจะมีโพลาไรซ์สองทิศทางคือ ไม่มีทิศขวางก็มีทิศตรงกันกับทิศทางของสนามไฟฟ้าของแหล่งจ่าย ดังนั้นจึงสามารถแบ่งแบบแผนของการโพลาไรซ์ออกเป็น 2 แบบดังต่อไปนี้

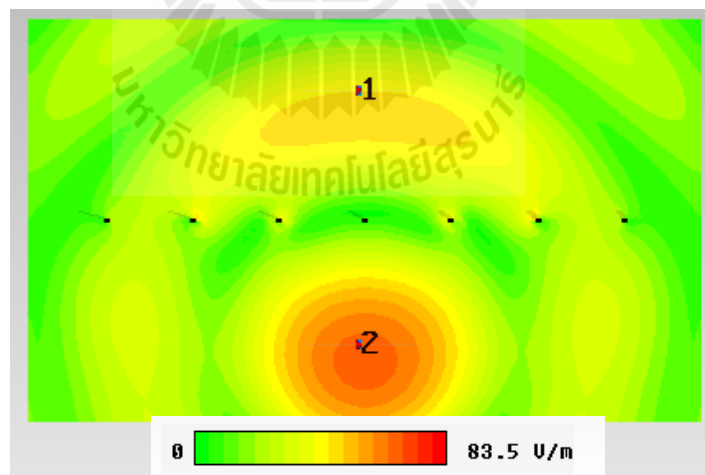


### 3.6.2.1 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric Polarization Mode)

จากรูปที่ 3.12 แสดงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งวางตัวตั้งในแนวแกน  $y$  ดังนั้นทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงอยู่ในทิศทางการแกน  $y$  แต่สายอากาศไดโพลถูกวางตัวนอนในแนวแกน  $x$  แสดงว่าทิศทางของสนามไฟฟ้าของแหล่งจ่ายอยู่ในทิศทางการแกน  $x$  ดังนั้นทิศทางของสนามไฟฟ้าของแหล่งจ่ายจึงมีทิศทางขวางกับทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ส่งผลให้ไม่มีสนามไฟฟ้าในทิศทางการเดินทางของคลื่น จึงเกิดโหมดแบบแผนโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวางขึ้นหรือเรียกว่า “TE polarization mode”



(ก) โครงสร้าง



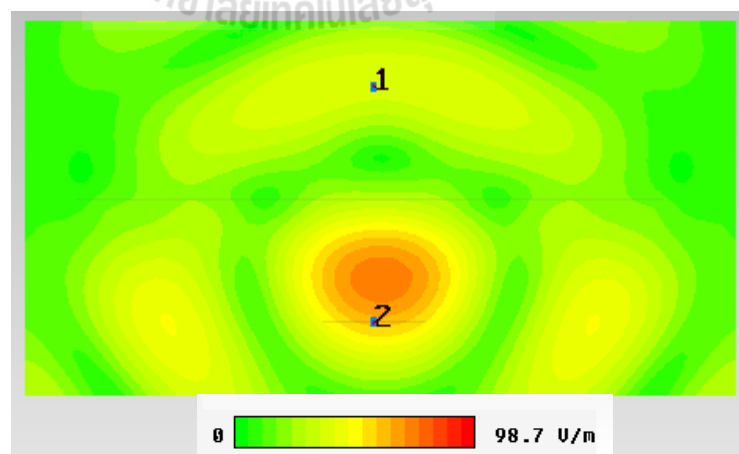
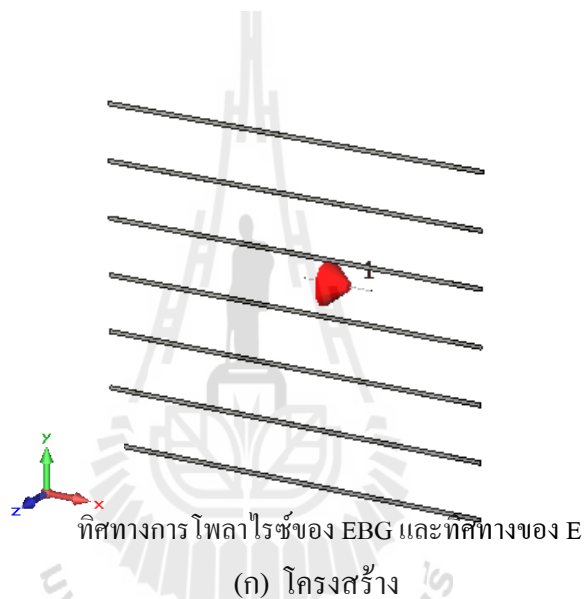
(ข) การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้

รูปที่ 3.12 ผลการจำลองแบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง

### 3.6.2.2 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวาง

#### (Transverse Magnetic Polarization Mode)

จากรูปที่ 3.13 แสดงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งวางตัวนอนในแนวแกน  $x$  ดังนั้นทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงอยู่ในทิศทางแกน  $x$  และสายอากาศไดโพลถูกวางตัวนอนในแนวแกน  $x$  แสดงว่าทิศทางของสนามไฟฟ้าของแหล่งจ่ายอยู่ในทิศทางแกน  $x$  ดังนั้นทิศทางของสนามไฟฟ้าของแหล่งจ่ายจึงมีทิศทางเดียวกันกับทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ส่งผลให้มีสนามไฟฟ้าในทิศทางการเดินทางของคลื่น จึงเกิดโหมดแบบแผนโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวางขึ้นหรือเรียกว่า “TM polarization mode”



(ข) การแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้

รูปที่ 3.13 ผลการจำลองแบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวาง

จากทฤษฎีข้างต้นแสดงให้เห็นว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะเกิดขวางทิศทางการเดินทางของคลื่นในทิศทางแกน  $x$  และ  $y$  ในแบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าตามขวาง ตามลำดับ ถ้าทิศทางสนามไฟฟ้าอยู่ในวางตัวอยู่แนวตรงกันกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบแท่ง พบว่าคลื่นส่วนน้อยจะสามารถผ่านไปได้ แต่คลื่นส่วนใหญ่จะสะท้อนกลับไปมาจนสามารถเรโซแนนซ์ (resonant) ที่ความถี่ใช้งานได้ ด้วยเหตุนี้หลักการนี้จะสามารถเพิ่มอัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศได้สูงขึ้นมาก

### 3.7 การโพลาไรซ์ของคลื่นระนาบ

คลื่นระนาบโดยทั่วไปไม่จำเป็นจะต้องมีสนามไฟฟ้าในทิศ  $E_x$  หรือ  $E_y$  เพียงอย่างเดียว นอกจากนั้นเฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ก็ไม่จำเป็นต้องเท่ากันด้วย ดังนั้นในกรณีทั่ว ๆ ไปนั้นทิศทางและขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้ารวมจะเปลี่ยนไปตามเวลา ในการให้นิยามของการโพลาไรซ์นี้ เราจะถือเอาทิศทางของปลายของ  $E$  บนระนาบที่ตั้งฉากกับการเคลื่อนที่เป็นหลัก ในกรณีที่สนามไฟฟ้ามีเฉพาะทิศ  $x$  หรือทิศ  $y$  เท่านั้นก็จะเห็นได้ชัดว่าทิศทางของ  $E$  จะเป็นเส้นตรง ซึ่งจะเรียกว่า การโพลาไรซ์แบบเส้นตรง (linear polarization) กรณีสนามไฟฟ้ามีทั้งทิศ  $x$  และ  $y$  นั้น ถ้าเฟสของสนามไฟฟ้านั้นไม่เท่ากันการโพลาไรซ์ที่ได้จะเป็นแบบวงรีเป็นส่วนใหญ่ และอาจจะเป็นแบบวงกลมภายใต้เงื่อนไขเฉพาะอันหนึ่งซึ่งจะเห็นได้จากรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไปนี้

เนื่องจากสนามไฟฟ้า  $E_x, E_y$  ของคลื่นระนาบจะไม่เป็นฟังก์ชันของ  $x, y$  ดังนั้นในกรณีที่ไม่มีกรวยเสียดในตัวเองเราสามารถเขียนค่าชั่วขณะของ  $E_x$  และ  $E_y$  ได้ในรูปต่อไปนี้

$$E_x(z,t) = \sqrt{2}E_{x0} \cos(\omega t - kz) \quad (3.1)$$

$$E_y(z,t) = \sqrt{2}E_{y0} \cos(\omega t - kz) \quad (3.2)$$

โดยที่  $E_{x0} = (E_{xr}^2 + E_{xi}^2)^{1/2}$ ,  $E_{y0} = (E_{yr}^2 + E_{yi}^2)^{1/2}$  และ  $\theta$  เป็นมุมของเฟสเซอร์  $E_y$  เมื่อเทียบกับเฟสเซอร์  $E_x$  เมื่อเราทำการคำนวณทิศทางของ  $E$  โดยกำหนด  $kz$  ให้คงที่และดูการเคลื่อนที่ตามเวลา เราจะได้สมการสำหรับทิศทางในกรณีนี้เป็น

$$\frac{E_x^2}{E_{x0}^2 \sin^2 \theta} - \frac{2 \cos \theta E_x E_y}{E_{x0} E_{y0} \sin^2 \theta} + \frac{E_y^2}{E_{y0}^2 \sin^2 \theta} = 1 \quad (3.3)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (3.3) จะเป็นสมการของวงรีที่มีแกนหลักทั้งสองไม่ตรงกันกับแกน  $x$  และ  $y$  นั่นคือในกรณีทั่วไปที่เฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ไม่เท่ากัน ( $\sin \theta \neq 0$ ) จะเป็นการโพลาไรซ์แบบวงรี ถ้าเป็นกรณีพิเศษที่  $\theta = \pi/2$  สมการ (3.3) จะเขียนได้เป็น

$$\frac{E_x^2}{E_{xo}^2} + \frac{E_y^2}{E_{yo}^2} = 1 \quad (3.4)$$

สมการนี้เป็นสมการของวงรีที่มีแกนหลักอยู่บนแกน  $x$  และ  $y$  และถ้าเป็นกรณีพิเศษที่  $E_{xo} = E_{yo}$  และ  $\theta = \pi/2$  สมการ (3.4) ก็จะเปลี่ยนเป็นสมการของวงกลมดังนี้

$$E_x^2 + E_y^2 = E_{xo}^2 \quad (3.5)$$

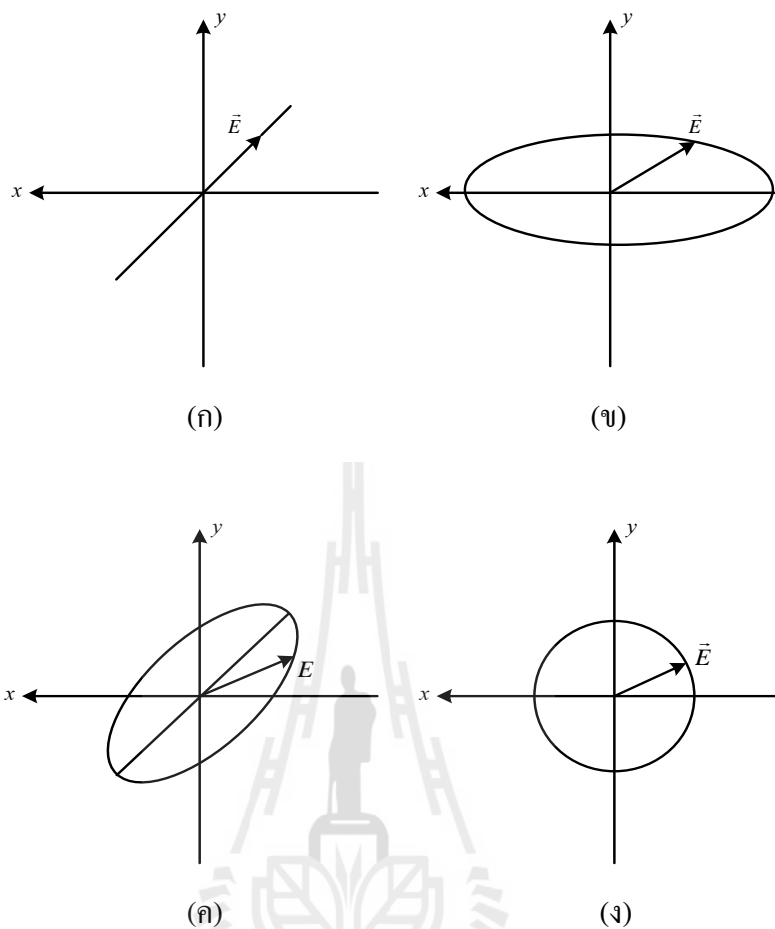
จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะสามารถสรุปรูปแบบของการโพลาไรซ์ที่เป็นไปได้ออกเป็น 3 แบบดังนี้คือ

### 3.7.1 โปลาไรเซชันแบบเส้นตรง (Linear Polarization)

จะเกิดขึ้นเมื่อเฟสของ  $E_x$  เท่ากับ  $E_y$  หรือ  $\theta = 0$  รูปร่างของการโพลาไรซ์จะเป็นไปตามรูปที่ 3.14(ก)

### 3.7.2 โปลาไรเซชันแบบวงรี (Elliptical Polarization)

เมื่อเฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ไม่เท่ากัน และ  $\theta \neq \pi/2$  จะได้การโพลาไรซ์แบบวงรีโดยที่มีแกนหลักไม่ตรงกับแกน  $x$  และ  $y$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.14(ข) และเมื่อเฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ต่างกันเท่ากับ  $\pi/2$  หรือ  $\theta = \pi/2$  จะได้โพลาไรเซชันแบบวงรีที่มีแกนหลักตรงกับแกน  $x$  และ  $y$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.14(ค)



รูปที่ 3.14 การโพลาไรเซชันแบบต่าง ๆ

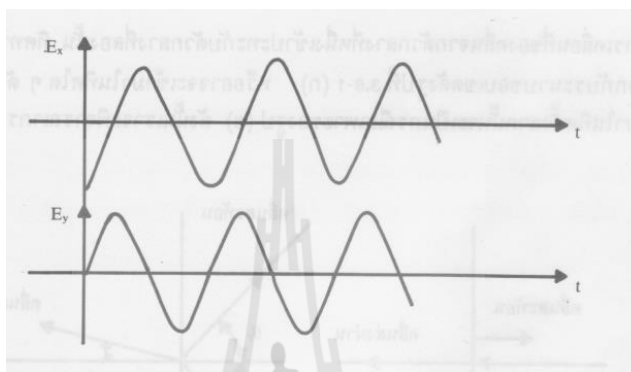
### 3.7.3 โพลาริเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization)

เมื่อ  $|E_x| = |E_y|$  ด้วยโพลาไรเซชันที่ได้จะเป็นวงกลมดังที่แสดงในรูปที่ 3.14(ง)

การโพลาไรซ์แบบวงรีและแบบวงกลมนั้นการหมุนของ  $\vec{E}$  อาจจะเป็นแบบตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกาก็ได้ ในการนิยามทิศทางการหมุนนี้จะถือหลักดังนี้คือ เมื่อเรากำหนดระนาบ  $xy$  คงที่ระนาบหนึ่ง และเมื่อมองจากทิศทางของแหล่งกำเนิดคลื่น (เช่นสายอากาศส่ง) ถ้าสนามไฟฟ้า  $\vec{E}$  ที่ปรากฏบนระนาบนี้หมุนตามเข็มนาฬิกา เรากำหนดว่าเป็นการโพลาไรซ์แบบตามเข็มนาฬิกาหรือแบบหมุนขวา และถ้า  $\vec{E}$  หมุนทวนเข็มนาฬิกา ก็จะเป็นการโพลาไรซ์แบบทวนเข็มนาฬิกาหรือแบบหมุนซ้าย

การพิจารณาว่าถ้าเฟสของ  $E_y$  เร็วหรือช้ากว่า  $E_x$  อยู่  $\pi/2$  คือ  $\theta = \pi/2$  หรือ  $-\pi/2$  แล้วทิศทางการหมุนจะเป็นแบบไหนนั้นจะทำได้ดังนี้คือ ตามสมการ (3.1) และสมการ (3.2) ถ้าเฟสของ  $E_y$  เร็วกว่าของ  $E_x$  อยู่  $\pi/2$  หรือ  $\theta = \pi/2$  เมื่อเขียนรูปของ  $E_x$  และ  $E_y$  ตามเวลา

โดยให้  $z$  มีค่าคงที่จะได้ตามรูปที่ 3.15 ในสภาพเช่นนี้การหมุนของ  $E$  ก็จะเป็นการหมุนจากแกน  $y$  ไปหาแกน  $x$  ซึ่งเป็นการหมุนแบบทวนเข็มนาฬิกา เมื่อพิจารณาในทำนองเดียวกันสำหรับกรณีที่  $\theta = -\pi/2$  คือเฟสของ  $E_y$  ช้ากว่า  $E_x$  อยู่  $\pi/2$  ก็จะพบว่า การหมุนของ  $\vec{E}$  เป็นแบบตามเข็มนาฬิกา ดังนั้นอาจจะสรุปเป็นกฎให้จำได้ง่าย ๆ ว่า “ถ้าเฟสของส่วนประกอบไหนเร็วกว่าอีกส่วนประกอบหนึ่งอยู่  $\pi/2$  จะมีการหมุนจากส่วนนั้นไปหาส่วนประกอบที่มีเฟสช้ากว่า”



รูปที่ 3.15 การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของ  $E_x$  และ  $E_y$  บนระนาบคงที่เมื่อ  $\angle E_y$  เร็วกว่า  $\angle E_x$  อยู่  $\pi/2$

เนื่องจากในเชิงของเฟสเซอร์การที่เฟสของเฟสเซอร์หนึ่งเร็วกว่าหรือช้าของอีกเฟสเซอร์หนึ่งอยู่  $\pi/2$  นั้นเราสามารถเขียนในรูปของ  $j$  กับ  $-j$  ได้ เพราะฉะนั้นถ้าขนาดของ  $E_x$  และ  $E_y$  เท่ากัน และเฟสของ  $E_y$  เร็วกว่าหรือช้ากว่า  $E_x$  ก็เขียนได้เป็น  $E_y = jE_x$  หรือ  $E_y = -jE_x$  ตามลำดับ ดังนั้นสำหรับคลื่นโพลาริเซชันแบบวงกลมมีการหมุนขวานั้น สนามไฟฟ้ารวมจะเขียนในรูปเฟสเซอร์ได้ดังนี้

$$\vec{E} = \vec{i}_x \frac{E_x}{\sqrt{2}} - \vec{i}_y \frac{E_x}{\sqrt{2}} = (\vec{i}_x - j\vec{i}_y) \frac{E_x}{\sqrt{2}} \quad (3.6)$$

และคลื่นการโพลาริเซชันแบบวงกลมหมุนซ้ายจะเขียนสนามไฟฟ้ารวมในรูปเฟสเซอร์ได้ต่อไปนี้

$$\vec{E} = (\vec{i}_x + j\vec{i}_y) \frac{E_x}{\sqrt{2}} \quad (3.7)$$

การแสดงสนามไฟฟ้ารวมของคลื่นที่หมุนขวาและหมุนซ้ายตามสมการทั้งสองนี้จะให้ความสะดวกในการวิเคราะห์ปัญหาในกรณีที่คลื่นระนาบส่งผ่านไปภายในตัวกลางที่มีการตอบสนองต่อคลื่นหมุนขวาและหมุนซ้ายไม่เหมือนกัน เช่น การส่งผ่านไปใยสารเฟอร์ไรต์

### 3.8 สรุป

สำหรับงานวิจัยนี้นำเสนอการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า คือ สายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริเซชันแบบวงกลม โดยการนำสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นตัวนำ ซึ่งมีอัตราขยายต่ำมาประกอบกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งทำหน้าที่เป็นทั้งเรโซเนเตอร์ (Resonator) และโพลาริเซชัน (Polarizer) ส่งผลให้เกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ที่ต้องการออกแบบและมีอัตราขยายที่สูงขึ้น นอกจากนี้สายอากาศยังเป็นสายอากาศที่มีโพลาริเซชันแบบวงกลม เพื่อให้สายอากาศสามารถนำไปประยุกต์ใช้สำหรับติดตั้งบนสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์ในยุค 3.9G



## บทที่ 4

### การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ

#### 4.1 กล่าวนำ

จากงานวิจัยที่ผ่านมาเกี่ยวกับ การออกแบบสายอากาศอัตรายายเชิงทิศทางสูงโดยใช้ สตรีปไดโพลโค้งบนช่องว่างแถบความถี่ ผู้วิจัยเลือกใช้สายอากาศไดโพลโค้งเพื่อเพิ่มความกว้างของลำคลื่น และนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ารูปดอกเห็ด (Mushroom-like EBG) ซึ่งทำหน้าที่ลดคลื่นผิวและเพิ่มอัตรายายของสายอากาศ ซึ่งมีอัตรายายเชิงทิศทางสูงที่สุดเท่ากับ 7.6 dB สำหรับประยุกต์ใช้กับระบบอาร์เอฟไอดี ในงานวิจัยนี้ต้องการออกแบบสายอากาศเพื่อติดตั้งบนสถานีฐานเพื่อใช้กับระบบโทรศัพท์เซลลูลาร์ สายอากาศจึงต้องมีอัตรายายสูงขึ้น ดังนั้นจึงปรับปรุงโครงสร้างของสายอากาศให้เป็นสายอากาศเรโซเนเตอร์โดยใช้สายอากาศสตรีปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีพื้นผิวแบบให้คลื่นบางส่วนผ่านและอีกบางส่วนสะท้อน (Partially Reflective Surface หรือ PRS) ในบทนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลมโดยใช้สายอากาศสตรีปไดโพลบนแผ่นตัวนำ ร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งงานวิจัยที่ได้ทำไปแล้วบางส่วน ได้แก่ การออกแบบสายอากาศสตรีปไดโพลโค้งให้มีความกว้างแถบครอบคลุมในช่วงความถี่ 1.92 GHz ถึง 2.17 GHz ศึกษาการนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้เป็นตัวเรโซเนเตอร์และตัวโพลาริเซอร์ และจำลองผลระบบสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของการออกแบบ

#### 4.2 การจำลองแบบสายอากาศสตรีปไดโพลโค้ง

จากบทที่ 3 ทฤษฎีสายอากาศไดโพลสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการนำมาคำนวณเพื่อหาความยาวของสายอากาศสตรีปไดโพลโค้ง ( $a$ ) จากทฤษฎีความยาวของสายอากาศไดโพล

$$L = \lambda/2 \tag{4.1}$$



และความยาวเส้นรอบวงของครึ่งวงกลม

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

การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์อ้างอิงต่าง ๆ ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง แสดงดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนดให้มีความถี่ปฏิบัติการคือ 2.1 GHz และป้อนกำลังงานด้วยสายส่ง 50 โอห์ม

ความยาวของสายอากาศไดโพล หรือ  $L$  หาได้จาก

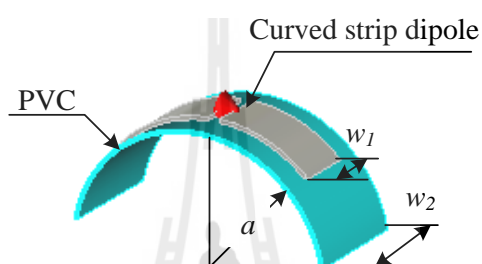
$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2.1 \times 10^9 \text{ GHz}} = 122.45 \text{ mm}$$

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

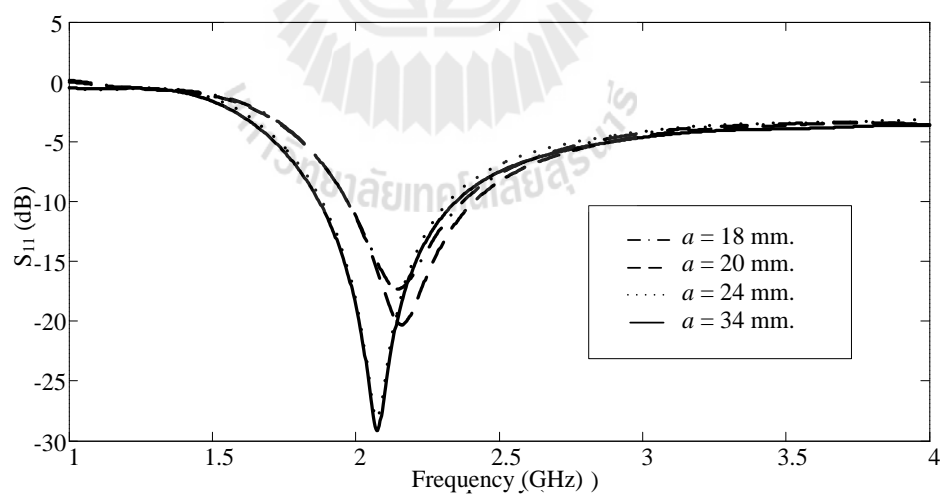
เนื่องจากสายอากาศสตริปไดโพลถูกนำมาวางบน ไดอิเล็กทริก (polyvinyl chloride หรือ PVC) แสดงดังรูปที่ 4.1(ก) ซึ่งมีรัศมีความโค้ง ( $a$ ) จำกัดตามท้องตลาดไว้ที่ 18 20 24 และ 34 มิลลิเมตร จึงทำการจำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่รัศมีความโค้งค่าต่าง ๆ ซึ่งจะส่งผลต่อความยาวของสายอากาศ จากการจำลองพบว่าเมื่อสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมีความยาวน้อยลงจากเดิม  $0.5\lambda$  โดยจะส่งผลทำให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับ มีค่าเปลี่ยนไปดังรูปที่ 4.1(ข) และ (ค) ดังนั้นจึงพิจารณาเพื่อเลือกรัศมีความโค้งและความกว้างของสายอากาศเท่ากับ 34 มิลลิเมตร และ 15 มิลลิเมตร ตามลำดับ ที่ซึ่งให้ค่า  $S_{11}$  ต่ำที่สุดจากการปรับหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่สามารถทำงาน ที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.1 GHz แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบแสดงดังตาราง 4.1 สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.1 (ง) ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว และมีความกว้างครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ  $83^\circ$  โดยผลการจำลองที่ได้มีอัตราขยาย 2 dB

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง

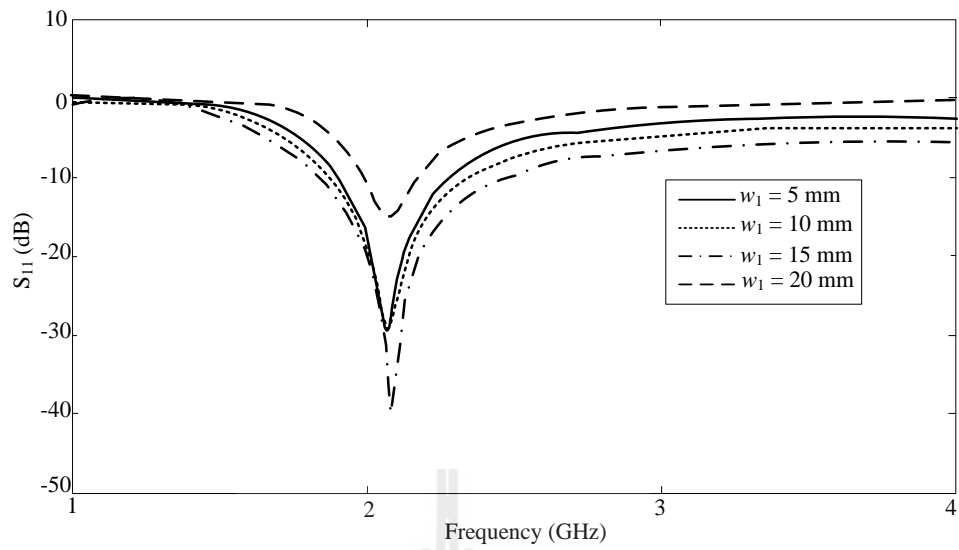
พารามิเตอร์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง	ขนาด (mm)
$a$ : รัศมีความโค้งของสายอากาศ	34
$L$ : ความยาวของสายอากาศ	82.81
$w_1$ : ความกว้างของสตริปไดโพล	15
$w_2$ : ความกว้างของท่อนพีวีซี	30



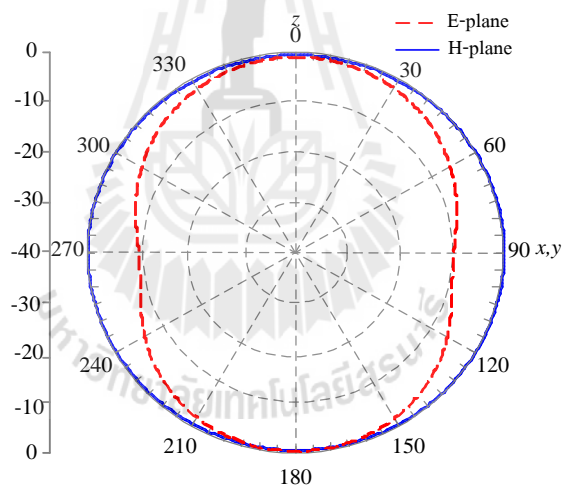
(ก) โครงสร้าง

(ข)  $S_{11}$  เมื่อรัศมีของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งเปลี่ยนแปลง

รูปที่ 4.1 ผลการจำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง



(ค)  $S_{11}$  เมื่อความกว้างของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งเปลี่ยนแปลง



(ง) แบบรูปการแผ่พลังงาน

รูปที่ 4.1 ผลการจำลองแบบสายอากาศสตริปไดโพลโค้ง (ต่อ)

### 4.3 การศึกษาอภิวัด

ขั้นต้นคือออกแบบอภิวัดหนึ่งหน่วยแสดงดังรูปที่ 4.2 เพื่อนำมาศึกษาความซาบซึมได้ (permeability หรือ  $\mu$ ) และสภาพยอม (permittivity หรือ  $\epsilon$ ) สามารถคำนวณหาได้จาก [21]

$$\epsilon_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1-v_1}{1+v_1}$$

$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1-v_2}{1+v_2}$$

เมื่อ :  $v_1$  = ผลรวมของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ( $S_{21} + S_{11}$ )

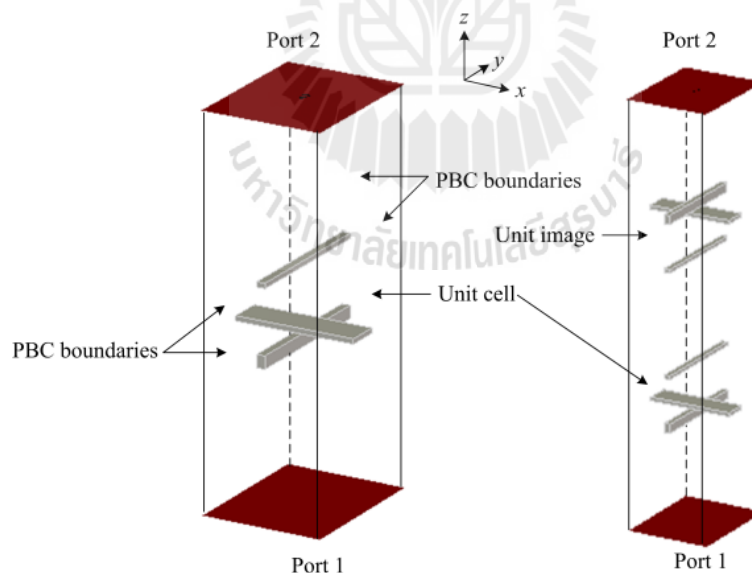
$v_2$  = ผลลบของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ( $S_{21} - S_{11}$ )

$$k_0 = \omega/c$$

$\omega$  = ความถี่เรเดียน

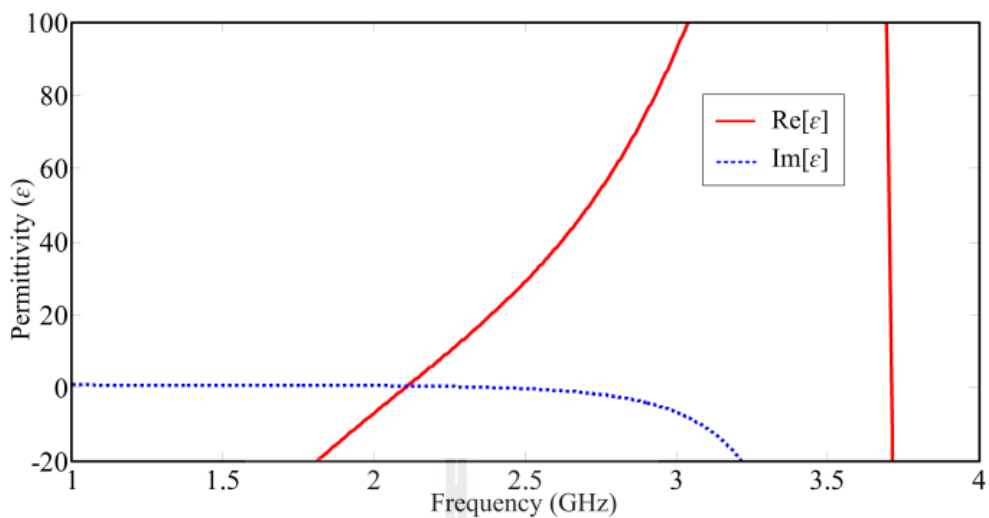
$d$  = ความหนาไดอิเล็กตริก

$c$  = ความเร็วแสง

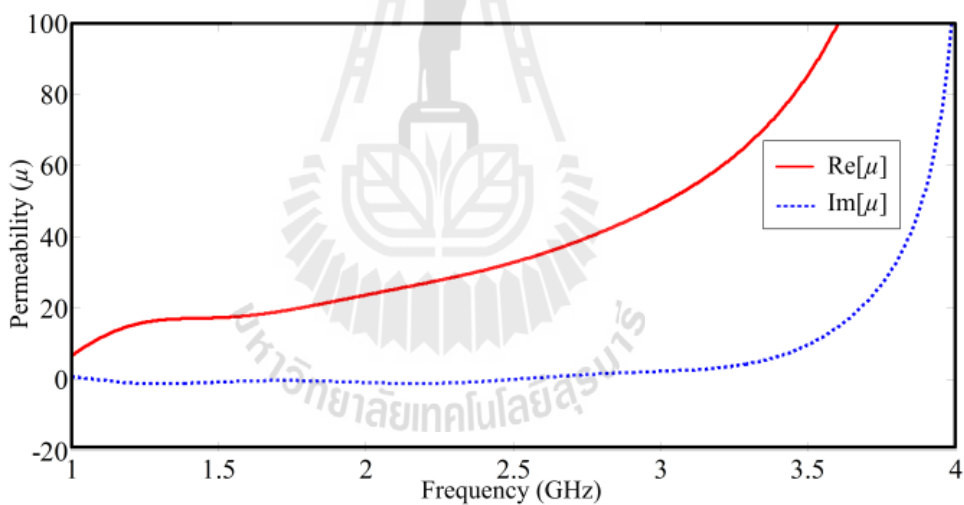


(ก) โครงสร้าง

รูปที่ 4.2 ผลการจำลองแบบอภิวัดหนึ่งหน่วย



(ข) ค่าสภาพยอม



(ค) ค่าความซบซึ่มได้

#### รูปที่ 4.2 ผลการจำลองแบบอภิวัดหนึ่งหน่วย (ต่อ)

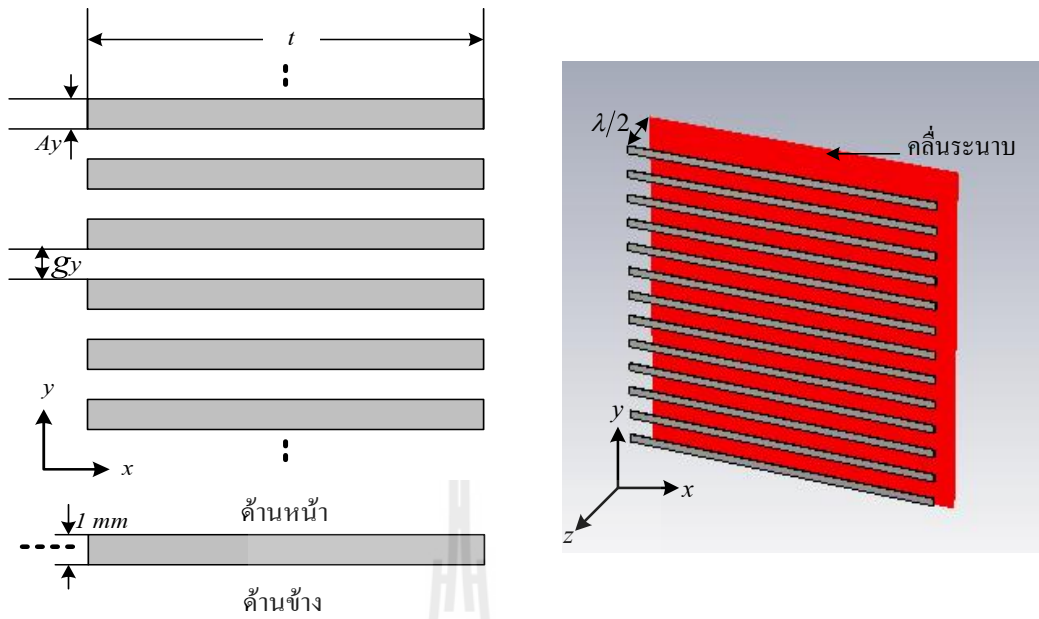
จากผลการคำนวณ สรุปได้ดังรูปที่ 4.2 ว่าวัสดุชนิดนี้ถูกจัดอยู่ในอภิวัดตัวกลางชนิดสภาพยอมได้เข้าใกล้ศูนย์ ( $0 < \epsilon < 1$ ) หรือเรียกว่า ENZ (Epsilon Near Zero) ซึ่งมีคุณสมบัติแบบที่ให้คลื่นสามารถแพร่กระจายไปได้ แต่เนื่องจากค่าสภาพยอม ( $\epsilon$ ) มีค่าเป็นบวกที่เข้าใกล้ศูนย์ จึงส่งผลให้

วัสดุตัวกลางชนิดนี้ทำหน้าที่เป็นพื้นผิวที่สะท้อนคลื่นบางส่วนและส่งผ่านคลื่นบางส่วนจึงจัดได้ว่าวัสดุชนิดนี้เป็นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ

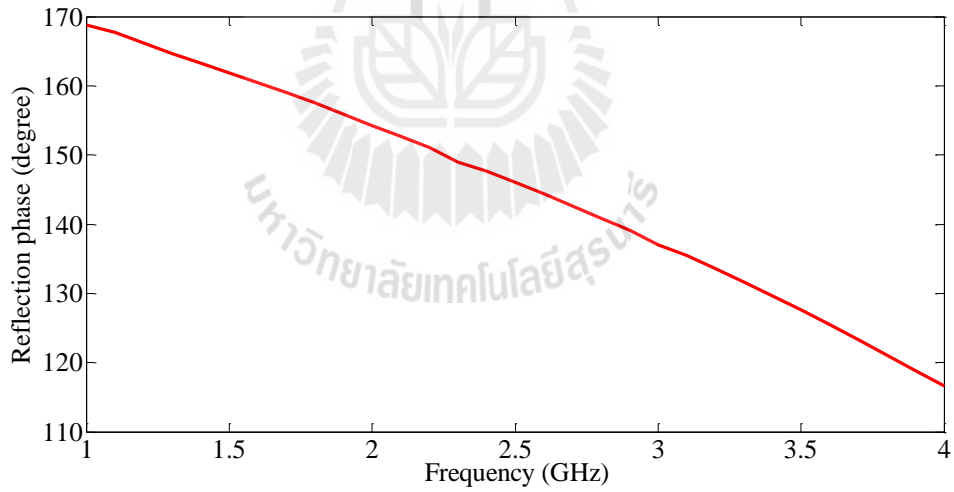
ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดสะท้อนบางส่วนและส่งผ่านบางส่วนซึ่งค่าพารามิเตอร์อ้างอิงเริ่มต้นในการออกแบบกำหนดให้  $A_x$  และ  $g_x$  เท่ากับ 60.5 มิลลิเมตร และ 5 มิลลิเมตร ตามลำดับ วัสดุที่ใช้ในการทดสอบคือแท่งโลหะ (metallic rod) แสดงดังรูปที่ 4.3 ทำการป้อนสัญญาณโดยเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) ด้วยระยะห่างจากผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ  $\lambda/2$  เมื่อคลื่นระนาบเดินทางด้วยระยะ  $\lambda/2$  ทั้งไปและกลับนั้น ส่งผลให้ค่าเฟสของคลื่นระนาบมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันก็จะสามารถทราบค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาไรซ์แนวอน (EBG Polar H) ที่ออกแบบได้ในที่นี้เป็นไปตามที่ต้องการคือ สามารถสะท้อนกลับบางส่วนและส่งผ่านบางส่วน จากรูปที่ 4.3(ก) และ (ข) แสดงการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และ ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับตามลำดับ ซึ่งมีค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ( $\phi_{EBGpolarH}$ ) เท่ากับ  $155^\circ$  เมื่อพิจารณาที่ความถี่ปฏิบัติการ 2.1 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าที่เหมาะสม ได้แก่ความกว้างของแท่งโลหะ (metallic rod width:  $A_x$ ) และ ช่องว่างระหว่างแท่งโลหะ (gap width :  $g$ ) แสดงค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาไรซ์แนวอน

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
$A_x$	13.26
$g_x$	29.83
$t$	530



(ก) แบบจำลองช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

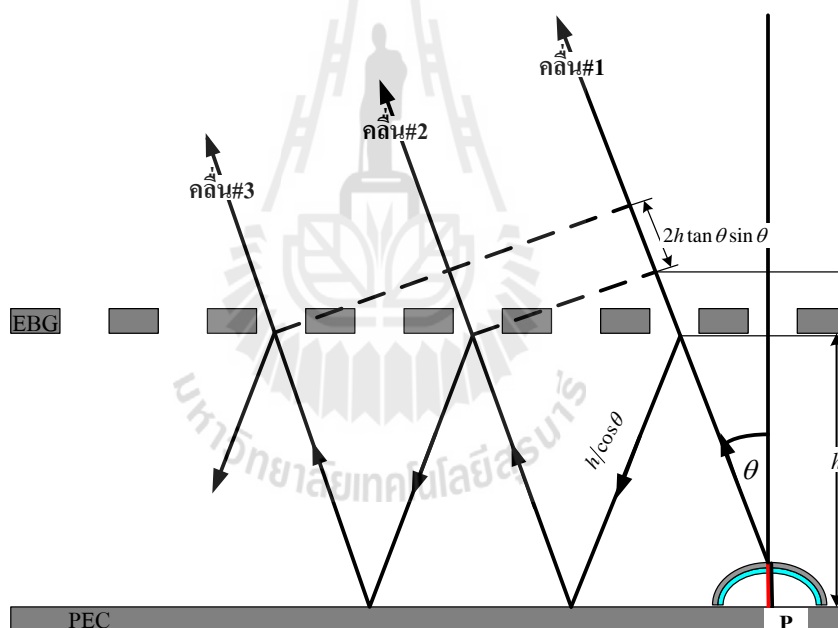


(ข) ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ ( $\phi_{S11EBGPolarH}$ )

รูปที่ 4.3 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาไรซ์แนวอน

#### 4.4 สายอากาศเรโซเนเตอร์โดยใช้สตริปไดโพลโค้งร่วมกับ EBG

ในหัวข้อนี้แสดงการจำลองแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่ประกอบไปด้วย 3 องค์ประกอบ คือ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้ออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 4.3 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวป้อน และ ระบายกราวด์ ซึ่งก็คือแผ่นตัวนำสมบูรณ์ (perfect electric conductor หรือ PEC) นั่นเอง ถ้าสายอากาศถูกวางไว้ระหว่างระบายกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากรูปที่ 4.4 การแผ่พลังงานของสายอากาศตัวป้อนมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุด P โดยที่แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งมีค่าเท่ากับ  $f(\theta)$  กำหนดให้ระยะห่างระหว่างระบายกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ  $h$  และสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient) ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ  $\gamma e^{j\phi_{EBG}}$



รูปที่ 4.4 การสะท้อนของคลื่นระหว่างระบายกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

สมมติให้การส่งผ่านไม่เกิดการสูญเสีย แอมพลิจูดของคลื่นตัวที่ 1 จะมีค่าเท่ากับ  $\sqrt{1-\gamma^2}$  และแอมพลิจูดของคลื่นตัวที่ 2 ซึ่งเกิดการสะท้อนกลับ 1 ครั้ง จะมีค่าเท่ากับ  $\gamma\sqrt{1-\gamma^2}$  ในทำนองเดียวกัน แอมพลิจูดของคลื่นตัวที่ 3 ที่เกิดการสะท้อนกลับ 2 ครั้งก็จะมีค่าเท่ากับ  $\gamma^2\sqrt{1-\gamma^2}$  ดังนั้นผลรวมของสนามไฟฟ้าสามารถพิจารณาจาก



$$E = \sum_{n=0}^{\infty} f(\theta) E_0 \gamma^n \sqrt{1-\gamma^2} e^{i\Delta\phi_n} \quad (4.1)$$

เมื่อ  $\Delta\phi$  คือความต่างเฟส โดยที่เราสามารถหาค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นตัวที่ 1 และ 2 หาได้จาก

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2h}{\cos \theta} - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (4.2)$$

และค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นตัวที่ 1 และ 3 หาได้จาก

$$\Delta\phi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \tan \alpha \sin \alpha - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{4h}{\cos \alpha} - 2\phi_{PEC} + 2\phi_{EBG} \quad (4.3)$$

ดังนั้นถ้ามีจำนวนคลื่นเท่ากับ  $n$  จะได้

$$\Delta\phi_n = n\Phi = n \left[ -\frac{4\pi}{\lambda} h \cos \alpha - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \right] \quad (4.4)$$

เมื่อ  $p < 1$

$$\sum_{n=0}^{\infty} (\gamma e^{j\Phi})^n = \frac{1}{1 + \gamma e^{j\Phi}} \quad (4.5)$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (4.1) จะได้

$$|E| = |E_0| f(\theta) \sqrt{\frac{1-\gamma^2}{1+\gamma^2 - 2\gamma \cos \Phi}} \quad (4.6)$$

สามารถหาแบบรูปการแผ่กำลังงานได้ดังนี้

$$S = \frac{1-\gamma^2}{1+\gamma^2 - 2\gamma \cos \left( \phi_{EBG} - \phi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta \right)} f^2(\theta) \quad (4.7)$$

อย่างไรก็ตามแอมพลิจูด ( $\gamma$ ) และเฟส ( $\phi_{EBG}$ ) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า อยู่ในฟังก์ชันของมุม  $\theta$  กำลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ  $\theta = 0$  องศา

$$\phi_{EBG} - \phi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h = 0 \quad (4.8)$$

ดังนั้นระยะห่างระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

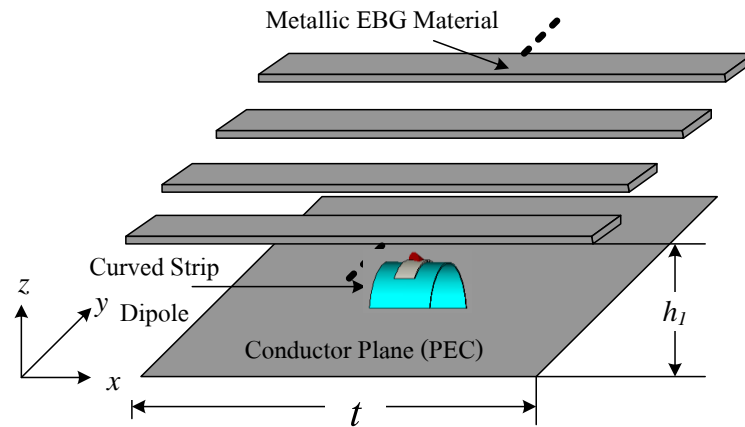
$$h \cong \left( \frac{c}{2f} \right) \left( \frac{\phi_{EBG} - \phi_{PEC}}{360} \right) + N \frac{\lambda}{2} \quad (4.9)$$

เมื่อ  $N = 0, 1, 2, 3, \dots$

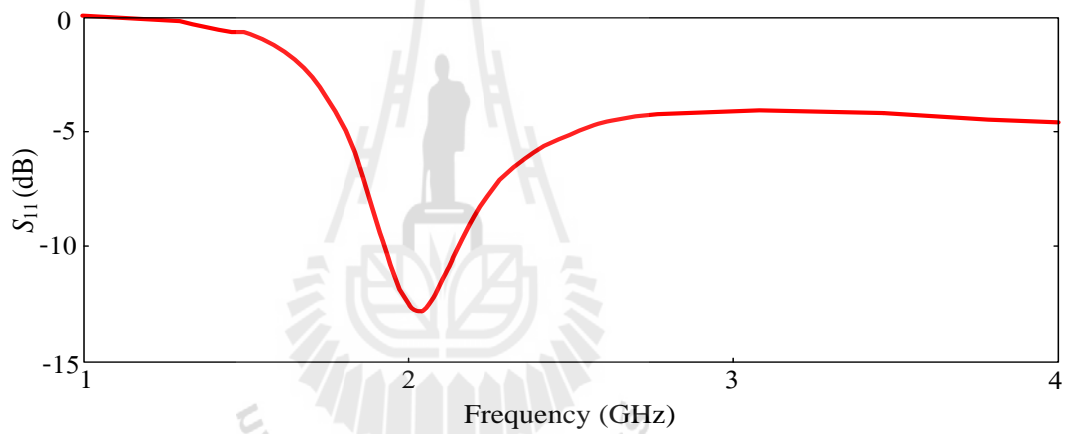
โดยจะแบ่งสายอากาศเรโซเนเตอร์จะถูกแบ่งออกเป็น 2 กรณี ดังต่อไปนี้

#### 4.4.1 สายอากาศเรโซเนเตอร์ในแบบแผน TE polarization

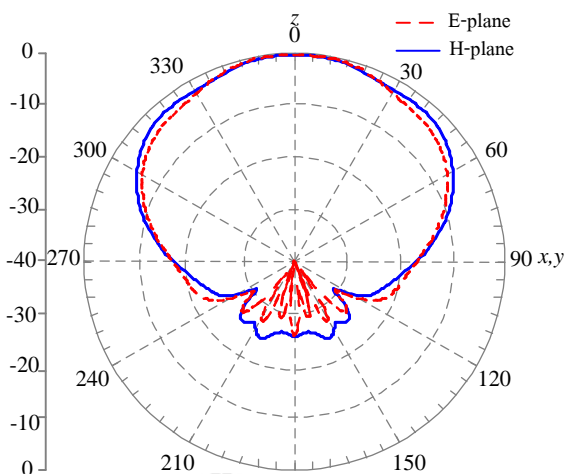
จากทฤษฎีในบทที่ 3 แสดงให้เห็นว่า ถ้าไม่มีสนามไฟฟ้าของตัวป้อนอยู่ในทิศทางเดินทางของคลื่น แสดงว่าสายอากาศนั้นอยู่ในโหมด TE polarization รูปที่ 4.5(ก) แสดงโครงสร้างของสายอากาศชนิดนี้ โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเรียงเป็นแถวลำดับในหัวข้อนี้กล่าวถึงผลจากการจำลองสายอากาศที่ระยะ  $h$ , เท่ากับ 69.57 มิลลิเมตรค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงในรูปที่ 4.5 (ข) จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.93 GHz ถึง 2.16 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานแสดงดังรูปที่ 4.5 (ค) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ  $103.7^\circ$  และ  $69.5^\circ$  ตามลำดับรูปที่ 4.5 (ง) แสดงการแผ่กระจายสนามระยะใกล้สายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TE polarization ซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดเท่ากับ 36.3 V/m และแสดงให้เห็นว่าสนามสามารถผ่านช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้มากกว่าที่จะสะท้อนกลับไปมา และค่อยแผ่พลังงานออกไป ดังนั้นการจำลองที่ได้จึงมีอัตราขยายเพียง 7.8 dB เท่านั้น



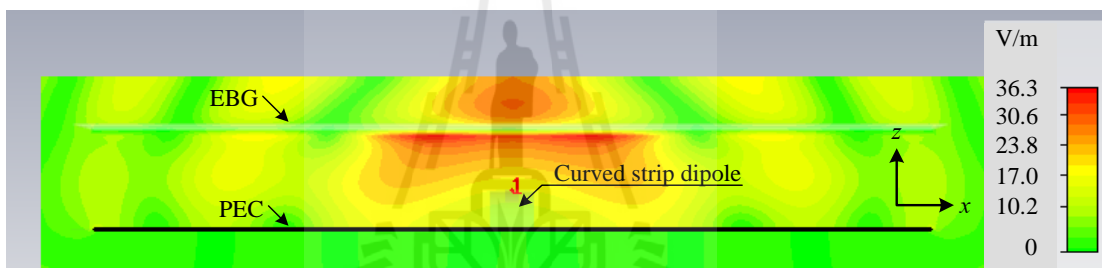
(ก) โครงสร้าง

(ข)  $S_{11}$ 

รูปที่ 4.5 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TE polarization



(ค) แบบรูปการแผ่พลังงาน



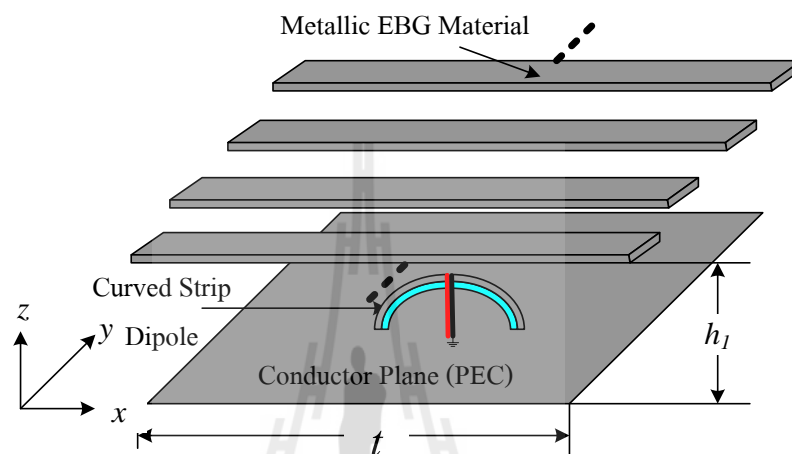
(ง) การแผ่กระจายสนามระยะใกล้

รูปที่ 4.5 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TE polarization (ต่อ)

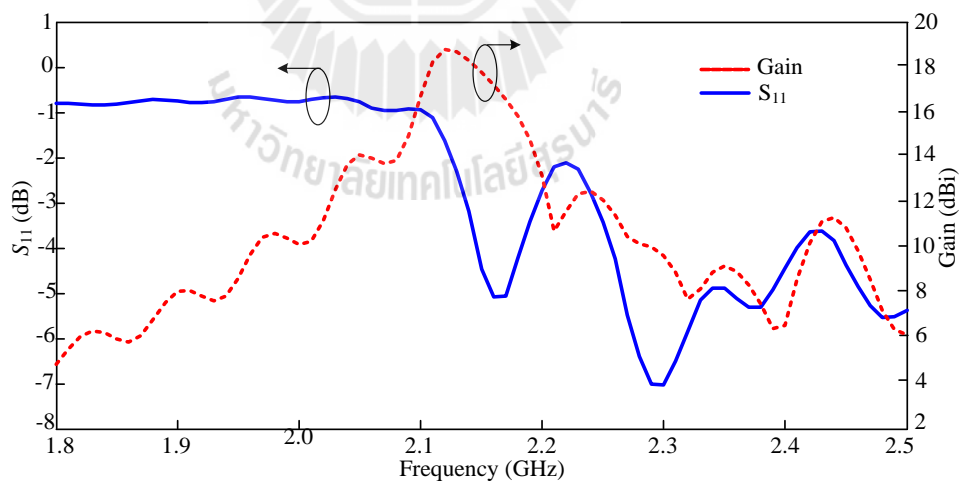
#### 4.4.2 สายอากาศเรโซเนเตอร์ในแบบแผน TM polarization

จากทฤษฎีในบทที่ 3 แสดงให้เห็นว่า ถ้ามีสนามไฟฟ้าของแหล่งจ่ายอยู่ในทิศทาง การเดินทางของคลื่น แสดงว่าสายอากาศนั้นอยู่ในโหมด TM polarization รูปที่ 4.6 (ก) แสดง โครงสร้างของสายอากาศชนิดนี้ โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเรียงเป็นแถวลำดับขนาด ในหัวข้อนี้จึงกล่าวถึงผลจากการจำลองสายอากาศที่ระยะ  $h_2$  เท่ากับ 69.57 มิลลิเมตรค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงในรูปที่ 4.6 (ข) จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับไม่สามารถนำมาพิจารณาได้แต่สามารถแสดงผลของอัตราขยายที่ความถี่ต่าง ๆ ความกว้างแถบความถี่ที่ -3 dB พบว่าสายอากาศสามารถครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.08 GHz ถึง 2.2 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานแสดงดังรูปที่ 4.6 (ค) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง

ของระนาบแนวตั้งและแนวระนาบ เท่ากับ  $18.4^\circ$  และ  $71.5^\circ$  ตามลำดับ รูปที่ 4.6 (ง) แสดงการแผ่กระจายสนามระยะใกล้สายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TM polarization ซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดเท่ากับ  $56.1\text{V/m}$  และแสดงให้เห็นว่าสนามสามารถผ่านช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้น้อย แต่สะท้อนกลับไปมามีความเข้มสูงมาก และค่อยแผ่พลังงานออกไป ดังนั้นการจำลองที่ได้จึงมีอัตราขยายสูงถึง  $17.8\text{ dB}$

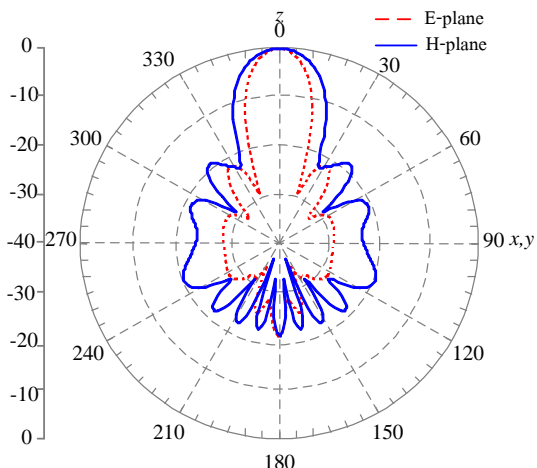


(ก) โครงสร้าง

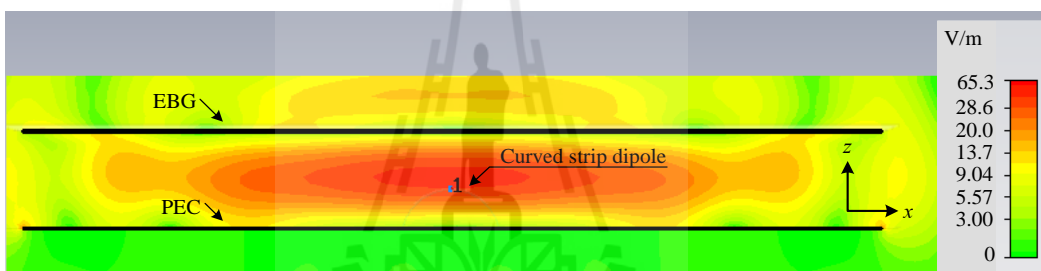


(ข)  $S_{11}$  และ อัตราขยาย

รูปที่ 4.6 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ใน โหมด TM polarization



(ค) แบบรูปการแผ่พลังงาน



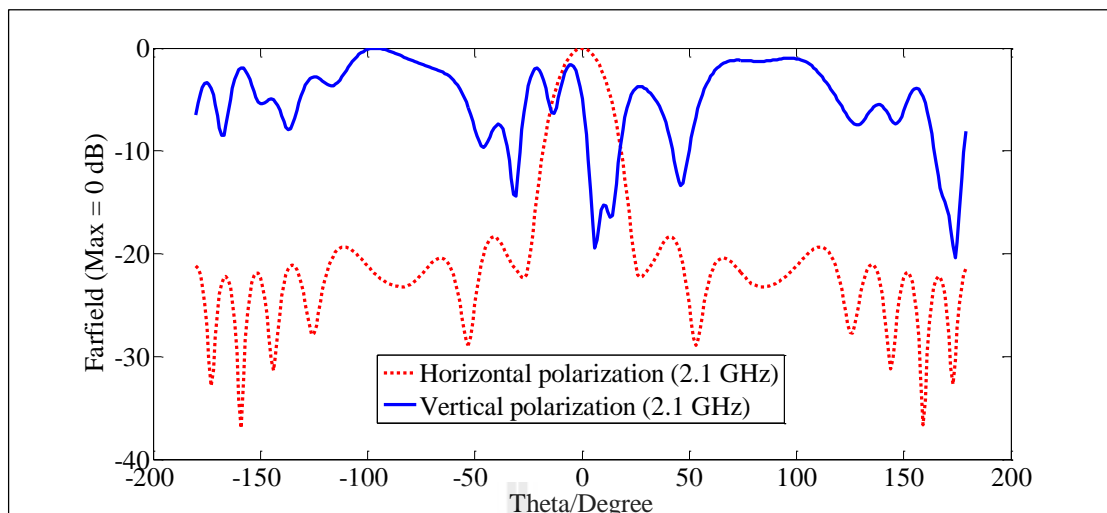
(ง) การแผ่กระจายสนามระยะใกล้

รูปที่ 4.6 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TM polarization (ต่อ)

จากคุณสมบัติของสายอากาศที่มีโพลาริเซชันแบบวงกลม จำเป็นต้องทำให้สนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากและขนานกับทิศทางการเดินทางของคลื่นมีขนาดเท่ากัน ดังนั้นจึงต้องออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทั้งในทิศทางแนวตั้งและแนวนอน ดังแสดงในหัวข้อที่ 4.5

#### 4.5 สายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริเซชันแบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน

ขั้นตอนในการออกแบบกำหนดให้สายอากาศสตริปไดโพลโค้งวางในแนวนอน (ในทิศทางแกน  $x$ ) และสายอากาศเรโซเนเตอร์ทำงานอยู่ในโหมด TM โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งชั้น พบว่าสนามไฟฟ้าในแนวแกน  $x$  สูงกว่าแนวแกน  $y$  หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า ทิศทางของโพลาริเซชันแบบรวม จะส่งผลให้ระดับสนามไฟฟ้าสูง แต่ทิศทางของโพลาริเซชันแบบไขว้ระดับของสนามไฟฟ้าก็จะต่ำลง ดังรูปที่ 4.7

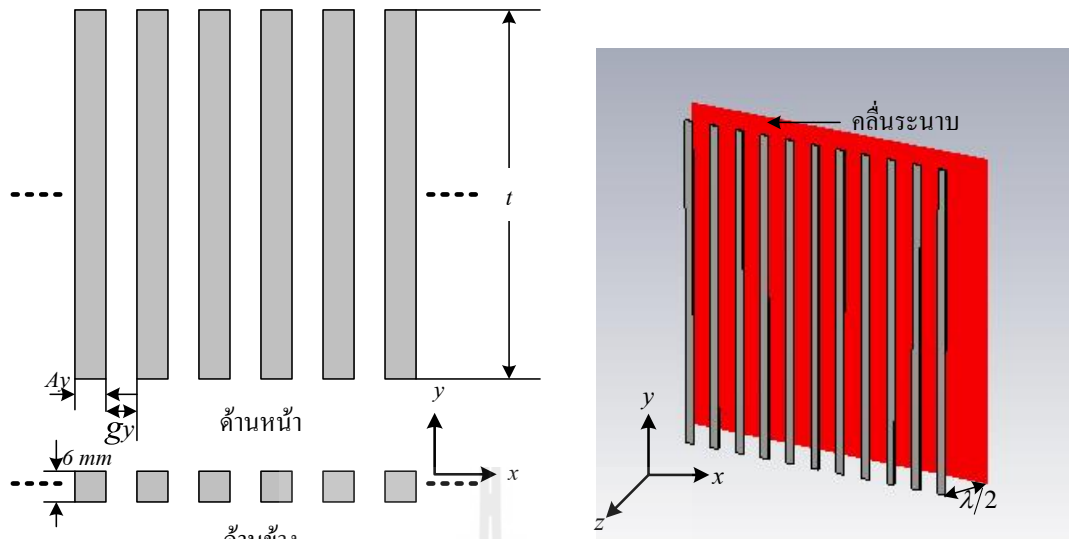


รูปที่ 4.7 สนามไฟฟ้าสูงสุดของสายอากาศเรโซเนเตอร์ในโหมด TM polarization

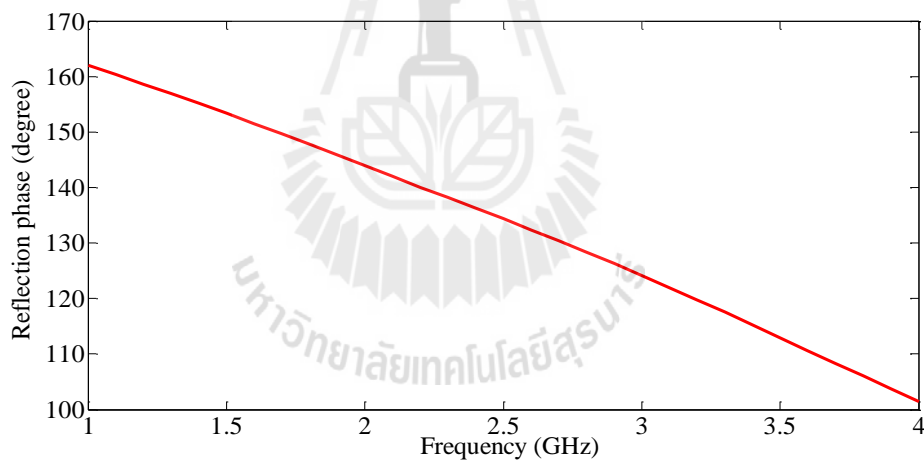
เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว คือต้องการให้สนามไฟฟ้าในแนวแกน  $x$  และ  $y$  มีค่าเท่ากัน จึงเพิ่มช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาริซเนตติ้ง (EBG PolarV) อีกหนึ่งชั้น และวางสายอากาศสตริปไดโพล โค้งเอียง  $45^\circ$  โดยกำหนดระยะ  $h_2$  ให้มีค่าน้อยกว่า  $h_1$  คือ 68 มิลลิเมตร ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า เฟสของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาริซเนตติ้ง ( $\phi_{EBGPolarV}$ ) จากสมการที่ (4.4) รูปที่ 4.8 แสดงโครงสร้างและเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาริซเนตติ้งที่ออกแบบได้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาริซเนตติ้งแสดงดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาริซเนตติ้ง

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
$A_y$	3.85
$g_y$	46.42
$t$	530



(ก) แบบจำลองช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

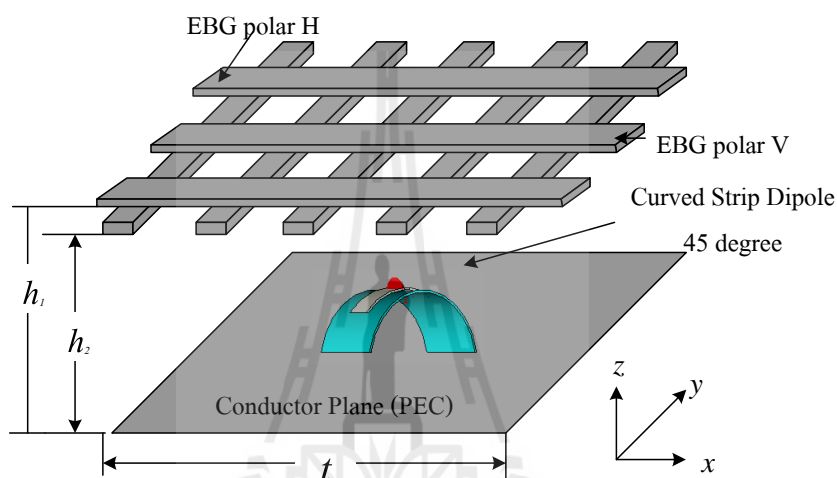
(ข) ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ ( $\phi_{S11EBGPolarH}$ )

รูปที่ 4.8 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาไรซ์แนวตั้ง

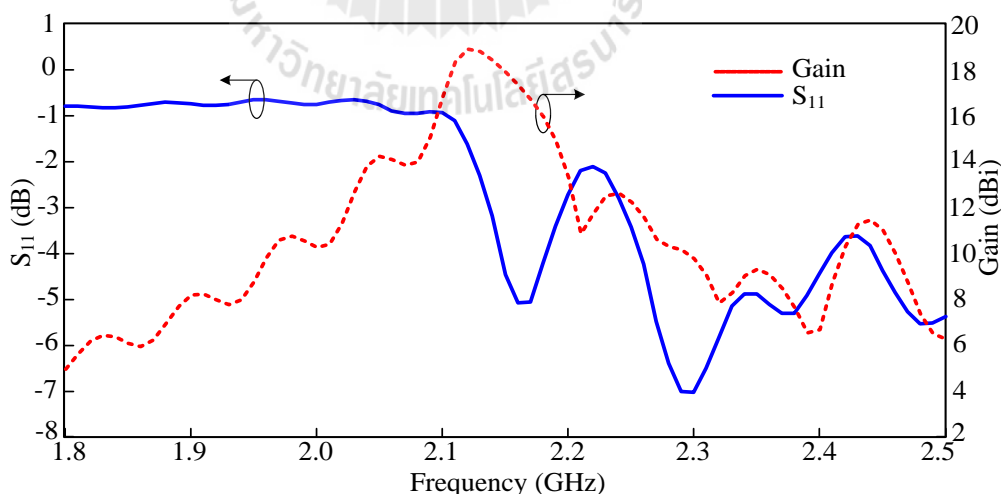
รูปที่ 4.9 (ก) แสดงโครงสร้างของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาไรซ์แบบเส้นตรงตั้งแนวตั้งและแนวนอน ซึ่งประกอบไปด้วย 4 องค์ประกอบคือ ระบายกรวด ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโพลาไรซ์แนวตั้งและแนวนอน ในส่วนสุดท้ายเป็นสายอากาศสตริปไดโพลโค้งซึ่งวางตัวเอียง  $45^\circ$  บนระบายกรวด ค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงในรูปที่ 4.9 (ข) จะเห็นว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับไม่สามารถนำมาพิจารณาได้ แต่สามารถแสดงผลของอัตราขยายที่



ความถี่ต่าง ๆ ความกว้างแถบความถี่ที่ -3 dB พบว่าสายอากาศสามารถครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.04 GHz ถึง 2.18 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานแสดงดังรูปที่ 4.9 (ค) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบแนวดิ่ง (vertical plane) และระนาบแนวนอน (horizontal plane) เท่ากับ  $21.2^\circ$  และ  $21.7^\circ$  ตามลำดับรูปที่ 4.9 (ง) แสดงการแผ่กระจายสนามระยะใกล้ ซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดถึง 96.5 V/m แสดง ดังนั้นการจำลองที่ได้จึงมีอัตราขยายสูงถึง 18.52 dB นอกจากนี้รูปที่ 4.10 ยังแสดงให้เห็นว่าสนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากและขนานกับทิศทางการเดินทางของคลื่นมีขนาดเท่ากัน

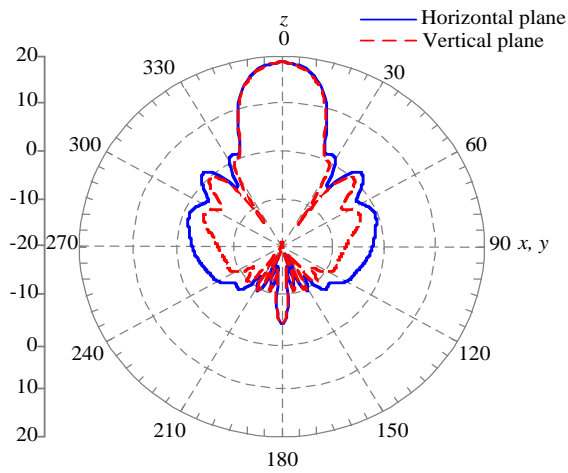


(ก) โครงสร้าง

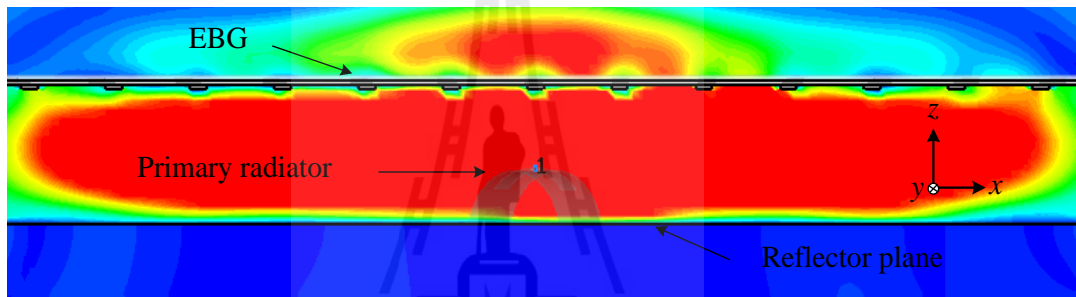


(ข) S<sub>11</sub> และ อัตราขยาย

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริไซซ์ แบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน

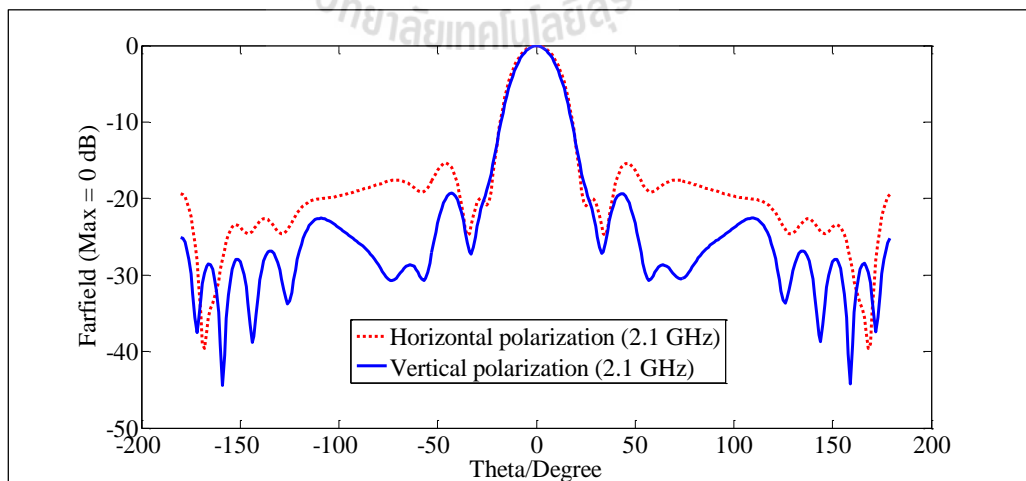


(ค) แบบรูปการแผ่พลังงาน



(ง) การแผ่กระจายสนามระยะใกล้

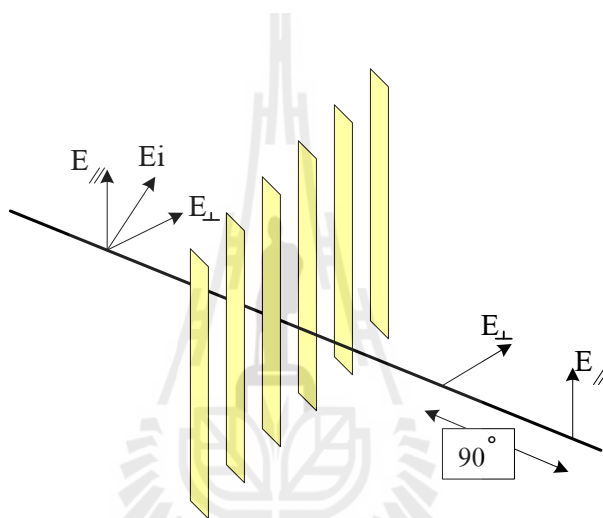
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริไรซ์แบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน (ต่อ)



รูปที่ 4.10 สนามไฟฟ้าสูงสุดของสายอากาศเรโซเนเตอร์ของสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริไรซ์แบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน

#### 4.6 สายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลม

จากหัวข้อที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่า ขนาดของสนามไฟฟ้าสูงสุดของโพลาไรซ์ทั้งแนวตั้งและแนวนอนมีค่าเท่ากันแล้ว จึงกลายเป็นสายอากาศโพลาไรซ์แบบเส้นตรงทั้งแนวตั้งและแนวนอน แต่ในงานวิจัยนี้ต้องการให้สายอากาศมีโพลาไรซ์แบบวงกลม นอกจากสนามไฟฟ้าในแนวนอนและตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่นจะมีขนาดเท่ากันแล้ว ความต่างเฟสของสนามไฟฟ้าทั้งสองจะต้องมีค่าเท่ากับ  $90^\circ$  อีกด้วย ดังนั้นจึงออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเพิ่มอีก 1 ชั้นเพื่อทำหน้าที่เป็นโพลาไรเซอร์ (polarizer) แสดงดังรูปที่ 4.11 ชั้นตอนการออกแบบโพลาไรเซอร์แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 4.11 โพลาไรเซอร์แบบแท่งโลหะ

ดังนั้นเมื่อ EBG แบบ 1 มีติถูกออกแบบสำหรับวางด้านบนของสายอากาศไดโพลบนแผ่นสะท้อนเป็นชั้นที่สาม เรียกว่า โพลาไรเซอร์ แสดงดังรูปที่ 4.12 มีค่า  $\varphi_{S_{21}polarizer} = -6.24^\circ$  แสดงดังรูปที่ 4.12(ข) และเฟสส่งผ่านของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในแนวนอนและแนวตั้งมีค่าเท่ากับ  $53.65^\circ$  และ  $-15.74^\circ$  ตามลำดับ รูปที่ 4.13 แสดงโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ซึ่งทำงานร่วมกับโพลาไรเซอร์ โดยที่ต้องการให้เฟสส่งผ่านของสนามไฟฟ้าในแนวนอนและตั้งฉากกับทิศทางการเดินทางของคลื่นต่างกัน  $90^\circ$  จะได้

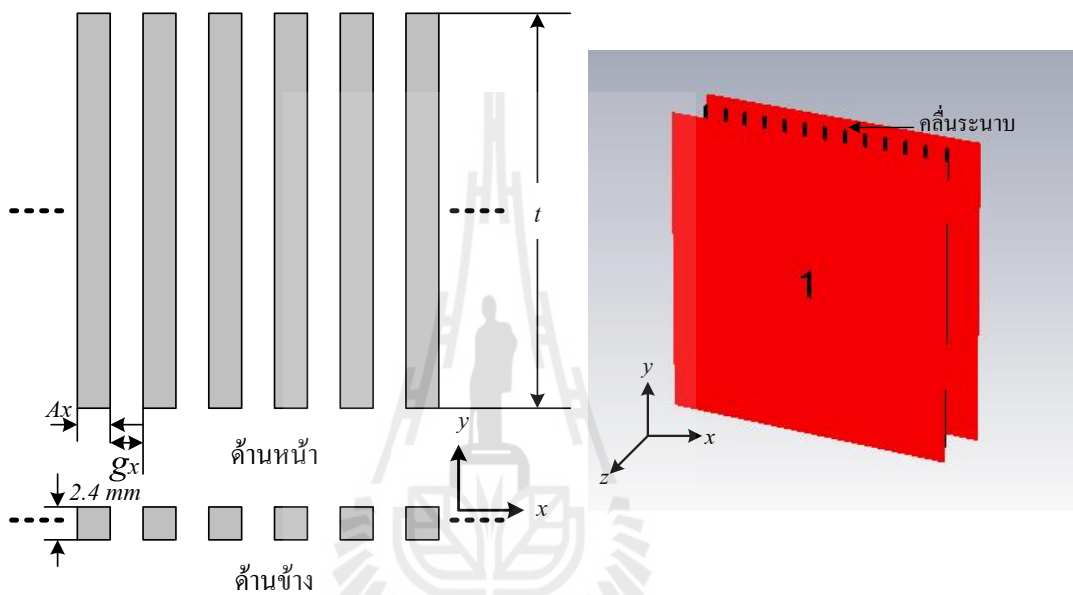
$$k_0 d + \varphi_{S_{21}EBGpolarH} + \varphi_{S_{21}EBGpolarV} + \varphi_{S_{21}polarizer} = 90^\circ, \quad (4.15)$$

เมื่อ  $d$  คือ ระยะห่างระหว่างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในแนวตั้งและ โพลาริไซเซอร์ และ

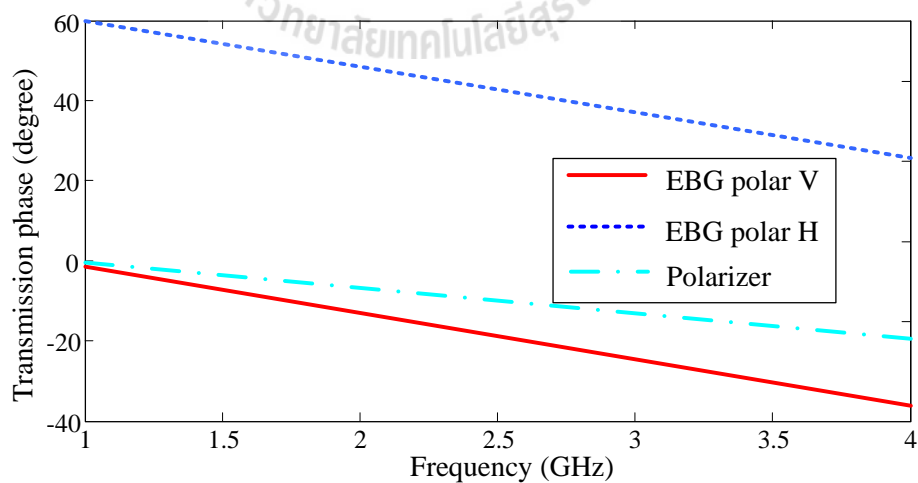
$$k_0 = \frac{2\pi f}{c}$$

$$d = \frac{90^\circ - \varphi_{S_{21}EBGpolarH} + \varphi_{S_{21}EBGpolarV} + \varphi_{S_{21}polarizer}}{k_0}, \quad (4.16)$$

$$d = \frac{90^\circ - 53.65^\circ - (-15.74^\circ) - (-6.24^\circ)}{2.52} = 23.14 \text{ mm}.$$

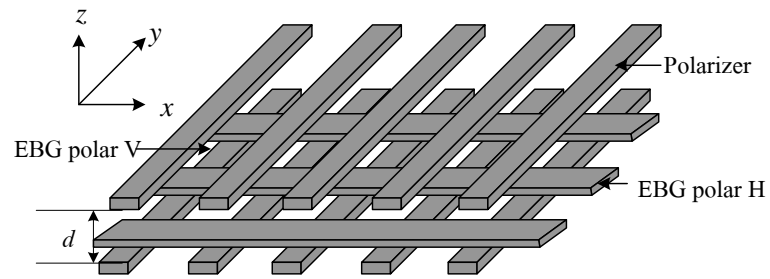


(ก) โครงสร้าง

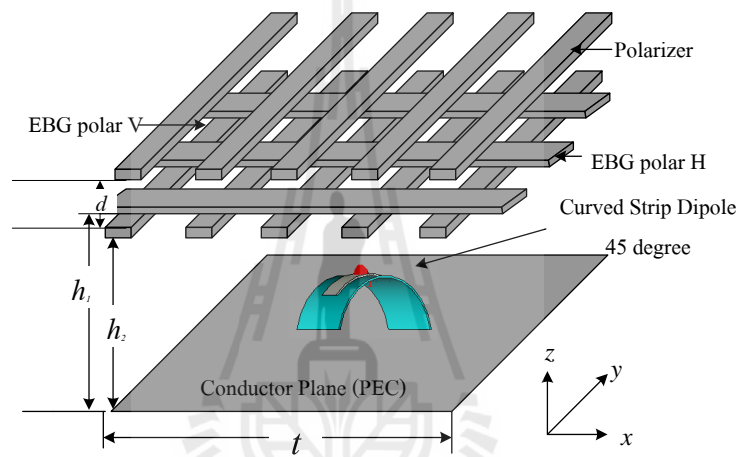


(ข) เฟสส่งผ่าน ( $\angle S_{21}polarizer$ )

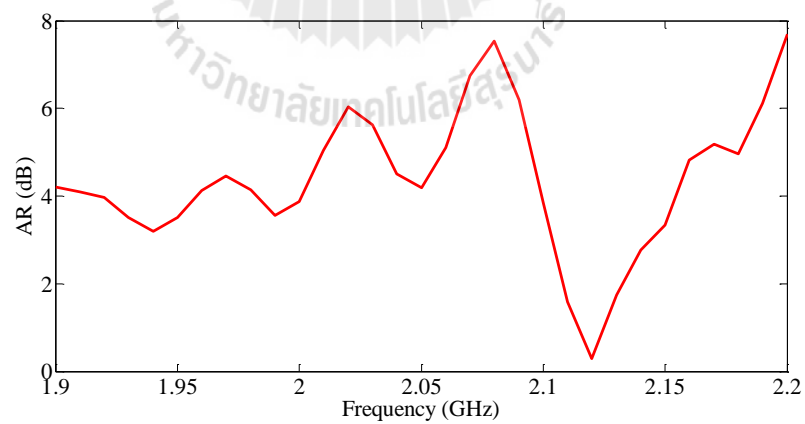
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองโพลาริไซเซอร์



รูปที่ 4.13 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและโพลาริเซอร์

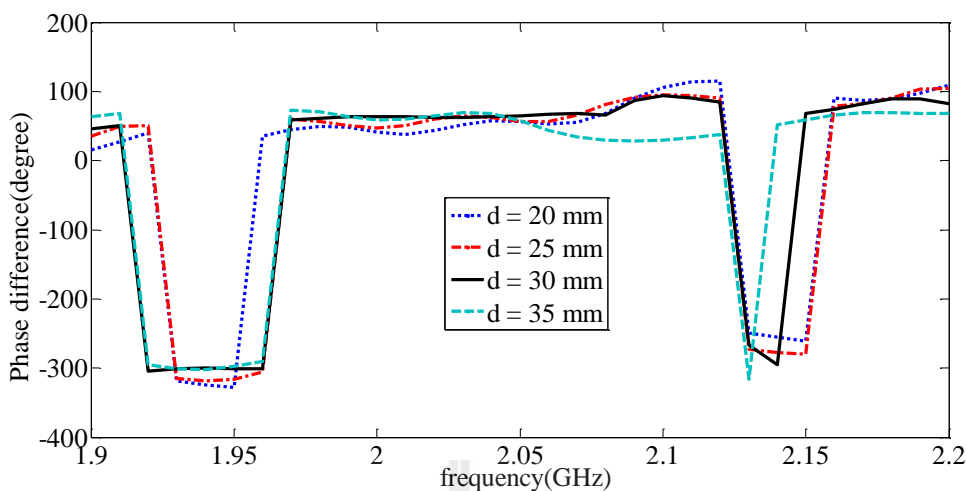
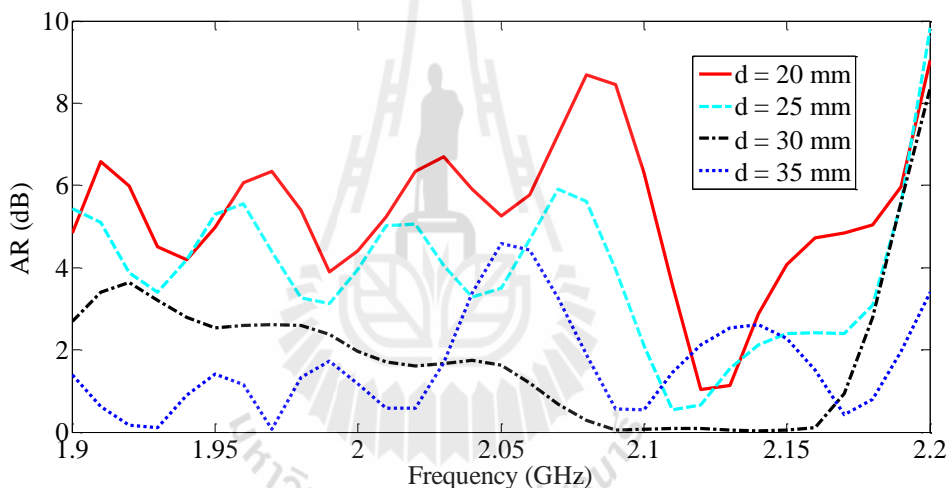


(ก) โครงสร้าง



(ข) อัตราส่วนตามแกน

รูปที่ 4.14 การจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริไซซ์แบบวงกลมเมื่อ  $d = 23.14$  มิลลิเมตร

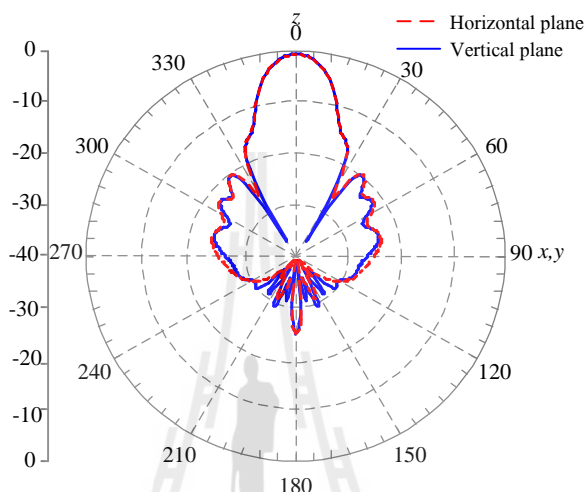
(ก) ความต่างเฟสระหว่างสนามไฟฟ้าในแนวแกน  $x$  และ  $y$ 

(ข) อัตราส่วนตามแกน

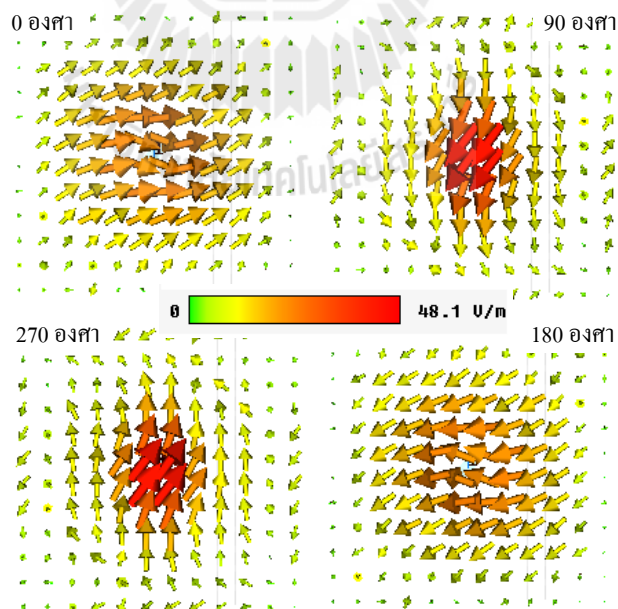
รูปที่ 4.15 ผลของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลมเมื่อ  $d$  เปลี่ยนแปลง

เมื่อนำโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและโพลาริเซอร์มาวางไว้ด้านบนของสายอากาศสตริปไดโพลที่ซึ่งวางเอียง  $45^\circ$  บนแผ่นตัวนำ จะได้สายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริซแบบวงกลมดังแสดงในรูปที่ 4.14 (ก) ผลของอัตราส่วนตามแกน (axial ratio) แสดงดังรูปที่ 4.14(ข) พบว่าสายอากาศไม่สามารถครอบคลุมช่วงความถี่ที่ต้องการใช้งาน ด้วยเหตุนี้จึงทำการปรับระยะ  $d$  เพื่อหาผลลัพธ์ที่ดีที่สุดของสายอากาศ จากรูปที่ 4.15 พบว่าที่ระยะ  $d$  เท่ากับ 30 มิลลิเมตร ส่งผลให้ มีค่าความต่างเฟสระหว่างสนามไฟฟ้าในแนวแกน  $x$  และ  $y$  เท่ากับ  $90^\circ$  และมีค่าอัตราส่วนตามแกนมีค่าเข้าใกล้ 0 dB มากที่สุด อีกทั้งความกว้างแถบความถี่ยังสามารถครอบคลุม

ช่วงความถี่ใช้งานได้อย่างครบถ้วน สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานแสดงดังรูปที่ 4.16 (ก) ซึ่งมีรูปแบบการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบแนวตั้งและระนาบแนวราบ เท่ากับ  $18^\circ$  และ  $18.1^\circ$  ตามลำดับ การจำลองที่ได้จึงมีอัตราขยายเท่ากับ 20 dB รูปที่ 4.15 (ข) แสดงเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าที่ซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบวนซ้าย (left-handed polarization)



(ก) แบบรูปการแผ่พลังงาน

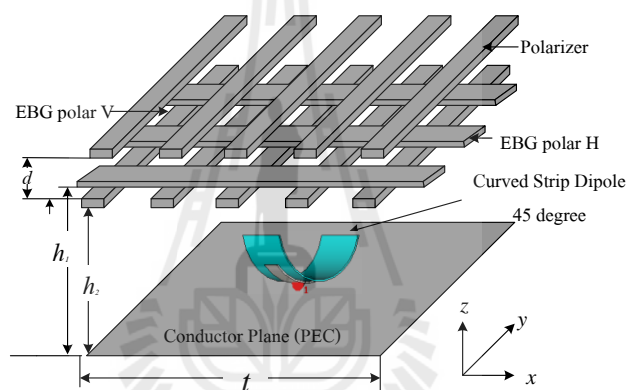


(ข) ทิศทางการหมุนของเวกเตอร์สนามไฟฟ้า

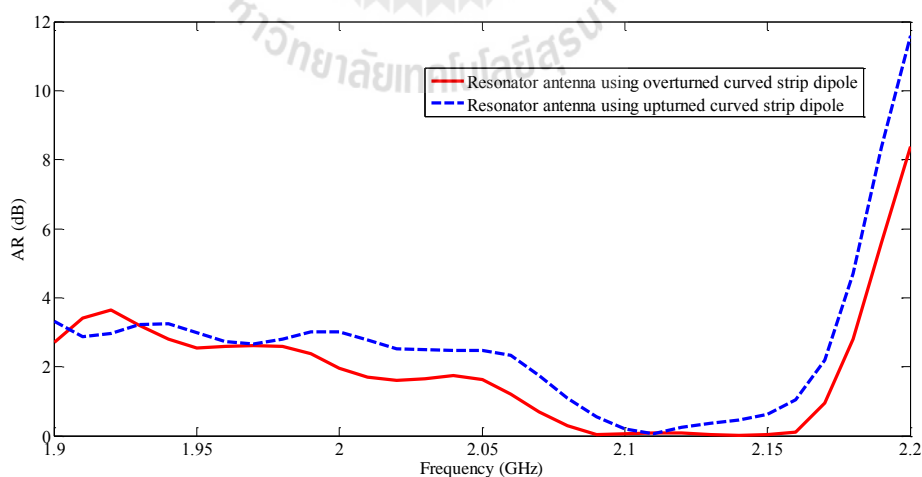
รูปที่ 4.16 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลมเมื่อ  $d = 30$  มิลลิเมตร

#### 4.7 การศึกษาความโค้งงอของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่มีผลต่อสายอากาศเรโซเนเตอร์

จากนั้นได้ศึกษาเกี่ยวกับความโค้งงอของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งที่มีผลต่อสายอากาศเรโซเนเตอร์ โดยการกลับด้านโค้งของสายอากาศสตริปไดโพลดังรูปที่ 4.17(ก) ค่าอัตราส่วนตามแกนที่แสดงดังรูปที่ 4.17(ข) ซึ่งการกลับด้านสายอากาศไดโพลโค้งมีข้อดีคือเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 20.5 dBi ดังรูปที่ 4.17(ค) และแบบรูปการแผ่กระจายพลังงานระดับพูข้าง (side lobe level) ลดลงคือมีค่าเท่ากับ -22.5 dB และมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบแนวตั้งและระนาบแนวนอนเท่ากับ  $16.6^\circ$  และ  $17.3^\circ$  แสดงดังรูปที่ 4.17(ง) และ (จ) ตามลำดับ รูปที่ 4.17(ฉ) แสดงเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าที่ซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบวนซ้าย (left-handed polarization)



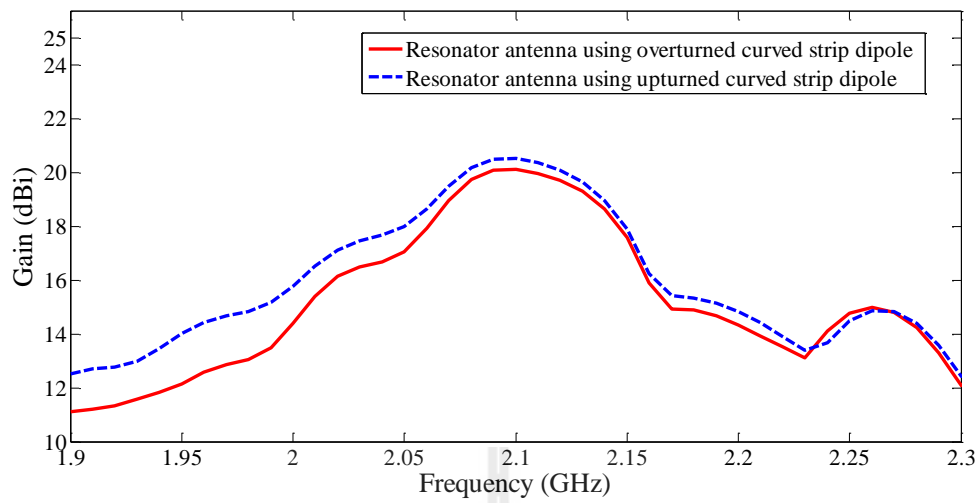
(ก) โครงสร้าง



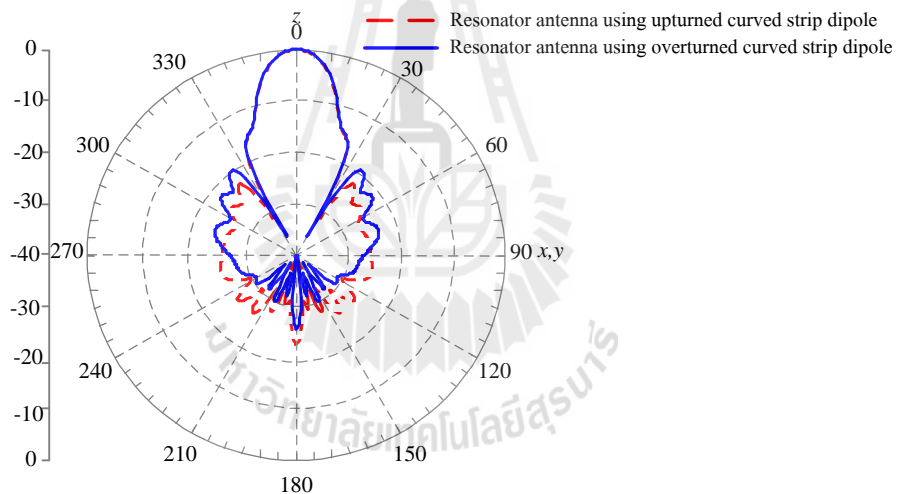
(ข) อัตราส่วนตามแกน

รูปที่ 4.17 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลม โดยใช้สตริปไดโพลโค้งแบบที่ 2



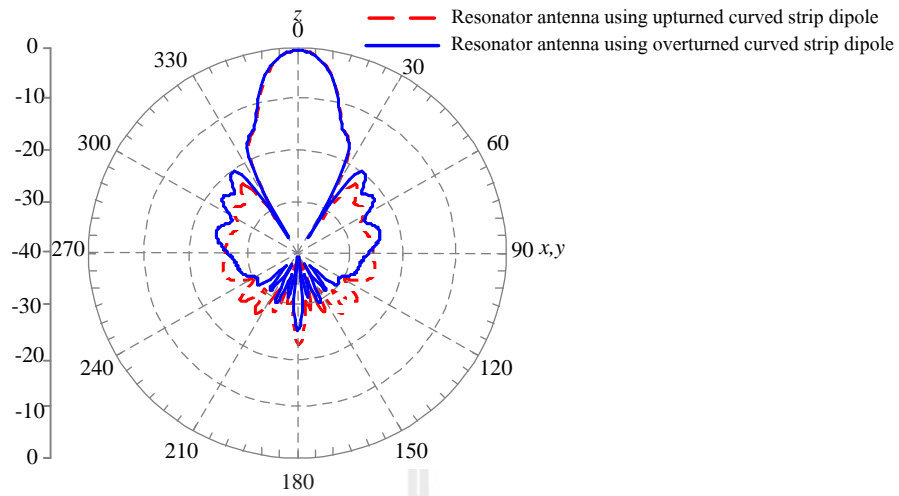


(ค) อัตรายาย

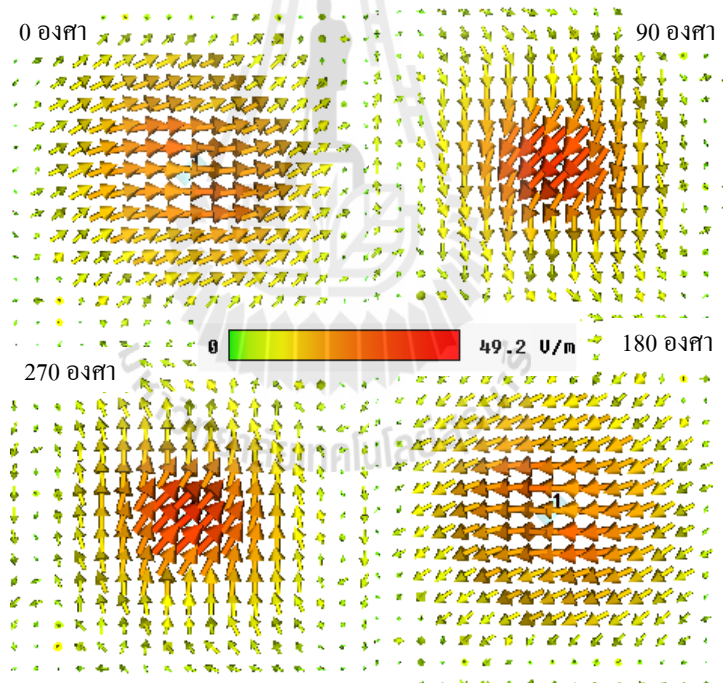


(ง) รูปแบบการแผ่กระจายงานในระนาบ xz

รูปที่ 4.17 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาริไซซ์แบบวงกลม  
โดยใช้สตริปไดโพลโค้งแบบที่ 2 (ต่อ)



(จ) รูปแบบการแผ่กระจายงานในระนาบ  $yz$

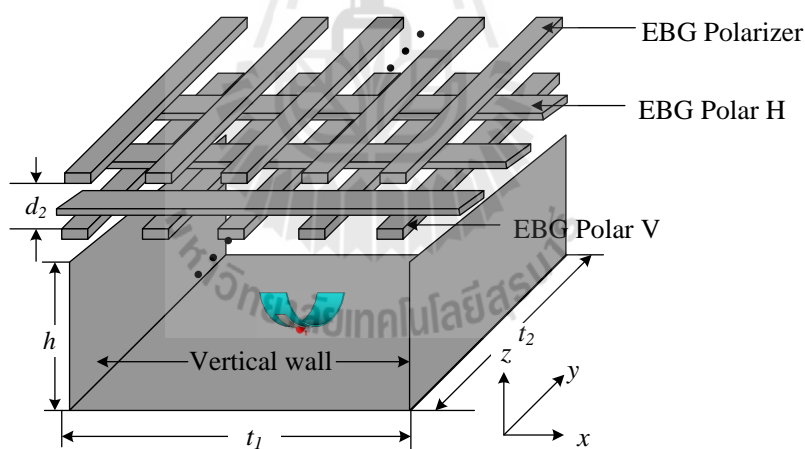


(ข) เวกเตอร์สนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.17 ผลการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์โพลาไรซ์แบบวงกลม  
โดยใช้สตริปไดโพลโค้งแบบที่ 2 (ต่อ)

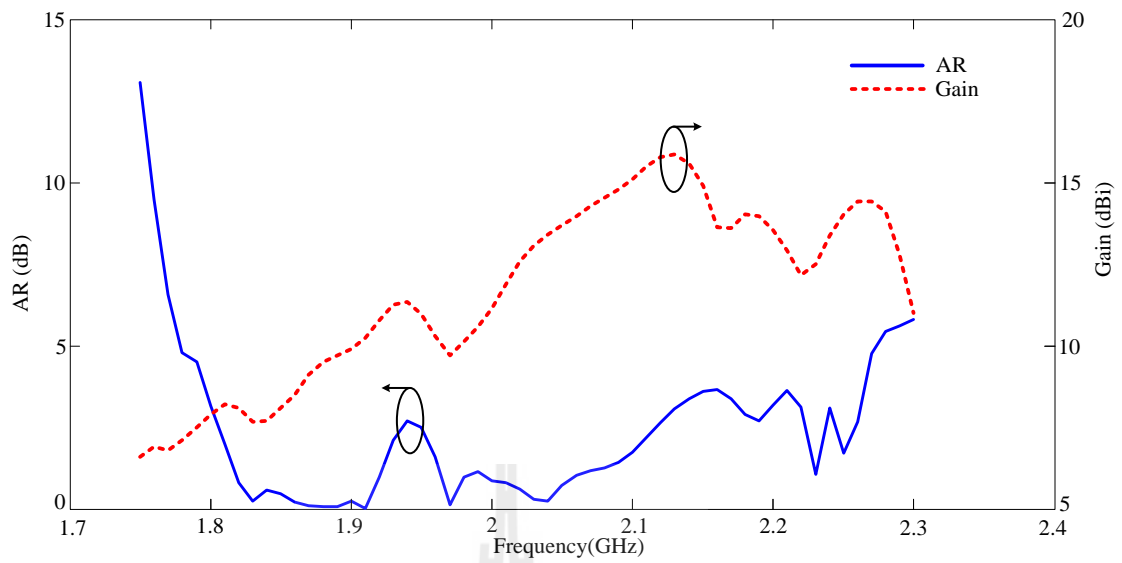
#### 4.8 สายอากาศแบบแบ่งส่วน

จากหัวข้อที่ 4.7 เกิดสายอากาศที่มีโพลาริซเซอร์แบบวงกลม แต่สายอากาศยังมีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับนำไปใช้สำหรับสถานีฐานในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ไร้สาย ในหัวข้อนี้จึงทำการลดขนาดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและตัวสะท้อนในด้านแกน  $x$  ลง และโดยทำการเปลี่ยนตัวสะท้อนจากสี่เหลี่ยมจัตุรัสธรรมดาเป็นแผ่นสะท้อนรูปตัวยูที่มีขนาดเท่ากับ 300 มิลลิเมตร  $\times$  950 มิลลิเมตร  $\times$  50 มิลลิเมตร ดังรูปที่ 4.18(ก) ค่าอัตราส่วนตามแกนที่แสดงดังรูปที่ 4.18(ข) มีค่าอัตราส่วนตามแกนเท่ากับ 0.45 dB ที่ความถี่ปฏิบัติการคือ 2.1 GHz แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศที่ออกแบบที่ความถี่ 1.92 GHz 2.1 GHz และ 2.17 GHz แสดงดังรูปที่ 4.19 โดยมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบแนวตั้ง และระนาบแนวราบเท่ากับ  $60^\circ$  และ  $16.5^\circ$  ตามลำดับที่ความถี่ปฏิบัติการคือ 2.1 GHz สนามระยะใกล้ดังรูปที่ 4.20 แสดงให้เห็นว่าคลื่นสามารถสะท้อนกลับไปยังระหว่างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและตัวสะท้อนจนสามารถแผ่กระจายคลื่นออกไปด้วยพลังงานที่สูงมาก และรูปที่ 4.21 แสดงเวกเตอร์สนามไฟฟ้าของสายอากาศ แสดงให้เห็นว่ามีลักษณะวนซ้าย



(ก) โครงสร้าง

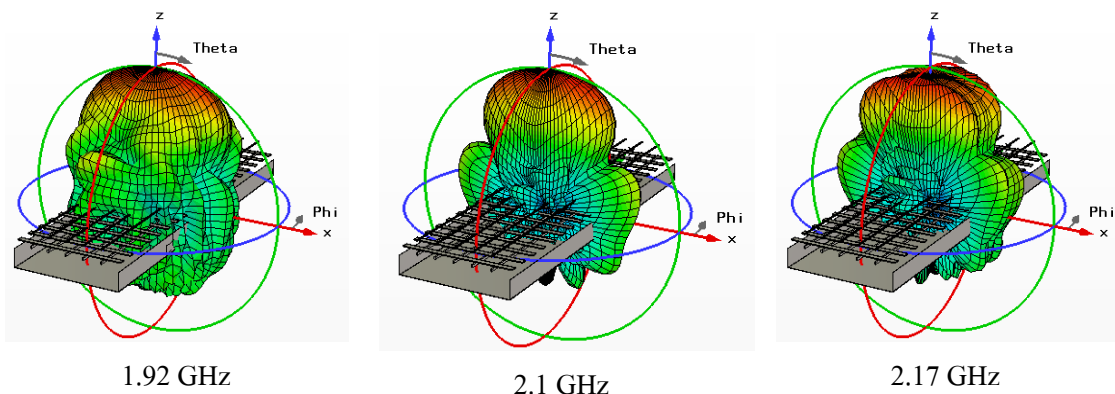
รูปที่ 4.18 สายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซเซอร์แบบวงกลมโดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



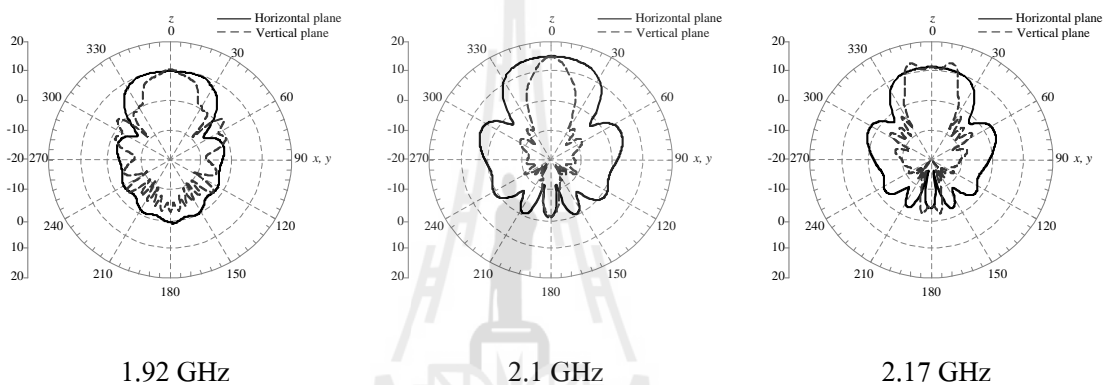
(ข) อัตราส่วนตามแกน

รูปที่ 4.18 สายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้ ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (ต่อ)





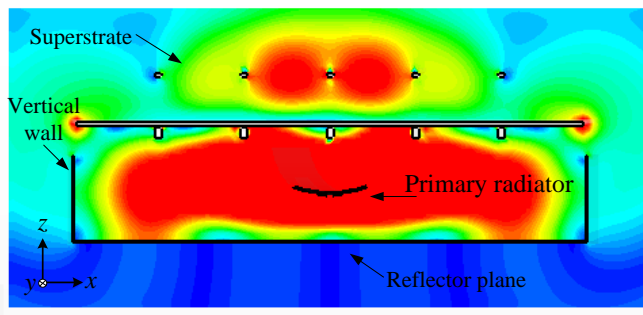
(ก) แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานแบบสามมิติ



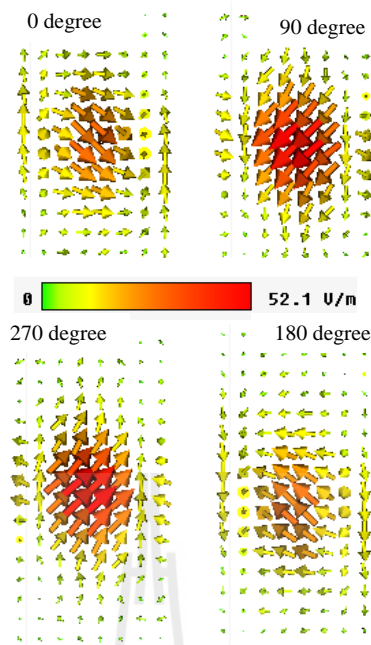
(ข) แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานแบบสองมิติ

(ค)

รูปที่ 4.19 แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซ์แบบวงกลม โดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 4.20 สนามไฟฟ้าระยะใกล้ของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซ์แบบวงกลม โดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 4.21 ทิศทางการหมุนของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริไซซ์แบบวงกลมโดยใช้ไดโพลร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

#### 4.9 กล่าวสรุป

สายอากาศเรโซเนเตอร์ถ้าทำงานในโหมด TM จะให้อัตราขยายสูงกว่าโหมด TE เนื่องจากพลังงานถูกสะท้อนไปมาภายใน ส่งผลให้พลังงานที่ถูกแผ่ออกไปมีค่าสูงมากเช่นเดียวกัน ระยะห่างระหว่างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและระนาบกราวด์มีความสำคัญมากต่อความถี่ปฏิบัติการ จึงจำเป็นต้องคำนวณเพื่อหาค่าที่เหมาะสม นอกจากนี้ถ้าต้องการให้สายอากาศมีโพลาริไซซ์แบบวงกลม ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำมาประยุกต์ใช้เป็นโพลาริเซอร์ได้ เพื่อทำหน้าที่กำหนดให้เฟสของสนามไฟฟ้าในแนวแกนตั้งและแนวแกนนอนมีความต่างกัน  $90^\circ$

## บทที่ 5

### การทดสอบและวิเคราะห์ผล

#### 5.1 กล่าวนำ

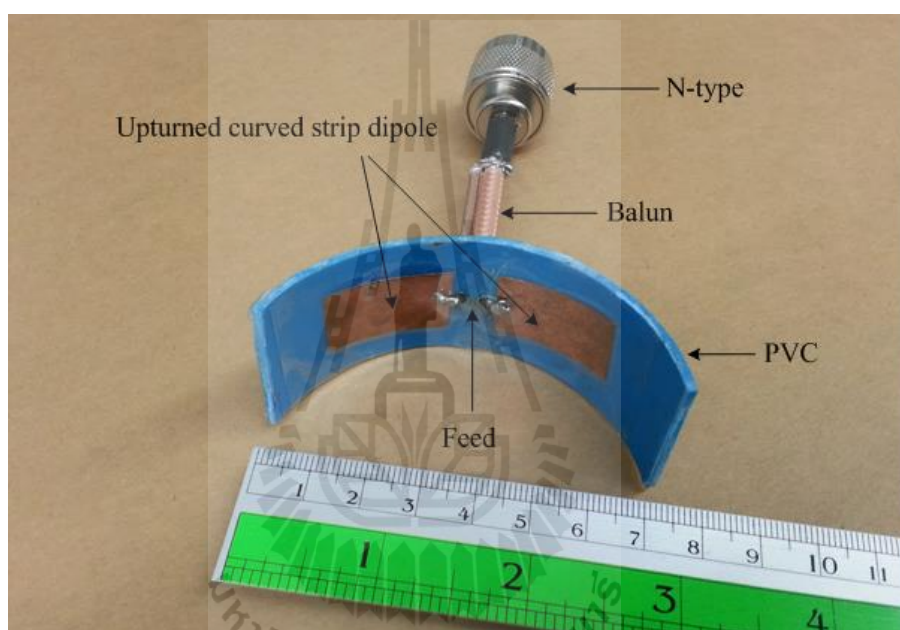
จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมด ตลอดจนการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 และ 4 ดังนั้นในบทที่ 5 นี้จะกล่าวถึงการสร้างสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ได้แก่  $S_{11}$  อัตราขยาย อัตราส่วนตามแกน และแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้น จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ตารางที่ 5.1 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศที่เป็นที่ต้องการสำหรับสายอากาศสำหรับสถานีฐานของระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่ไร้สาย

ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะของสายอากาศที่เป็นที่ต้องการสำหรับสายอากาศสำหรับสถานีฐานของระบบการสื่อสารแบบเคลื่อนที่ไร้สาย

พารามิเตอร์	คุณลักษณะ
ความถี่ใช้งาน (f <sub>0</sub> )	2.1 GHz (1.92 – 2.17 GHz)
การโพลาไรซ์	สองโพลาไรซ์ หรือ โพลาไรซ์แบบวงกลม
HPBW (องศา)	60 – 65 degree
อัตราขยาย (dBi)	13 – 16 dBi
ประเภทของสายอากาศ	สายอากาศแบบเจาะจงทิศทาง
ขนาด (mm)	1200 × 300 × 100

## 5.2 การสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จนได้ขนาดของสายอากาศตามที่ต้องการ และรูปที่ 5.1 แสดงรูปสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ โดยสายอากาศสตริปไดโพลโค้งสร้างจากการนำแผ่นโลหะมาทำการตัดโค้ง จากนั้นวางบนท่อพีวีซีรูปทรงครึ่งวงกลม แล้วแบ่งครึ่งตรงกลางของแผ่นโลหะ เพื่อทำการป้อนสัญญาณขาเข้า โดยทำบอดี้เพื่อเชื่อมต่อระหว่างหัวต่อชนิด N-type ที่เป็นแบบไม่สมดุลไปยังสายอากาศไดโพลที่เป็นแบบสมดุล

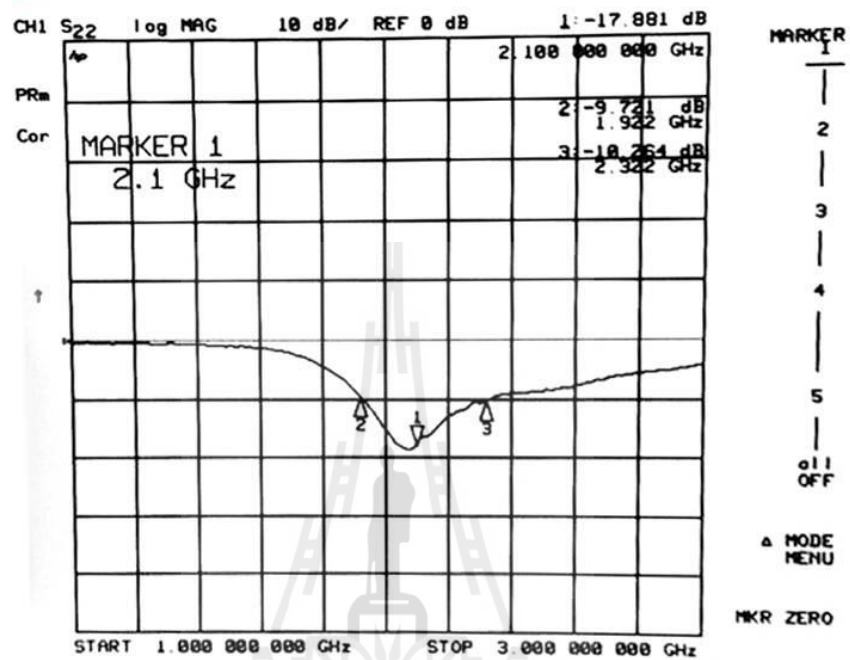
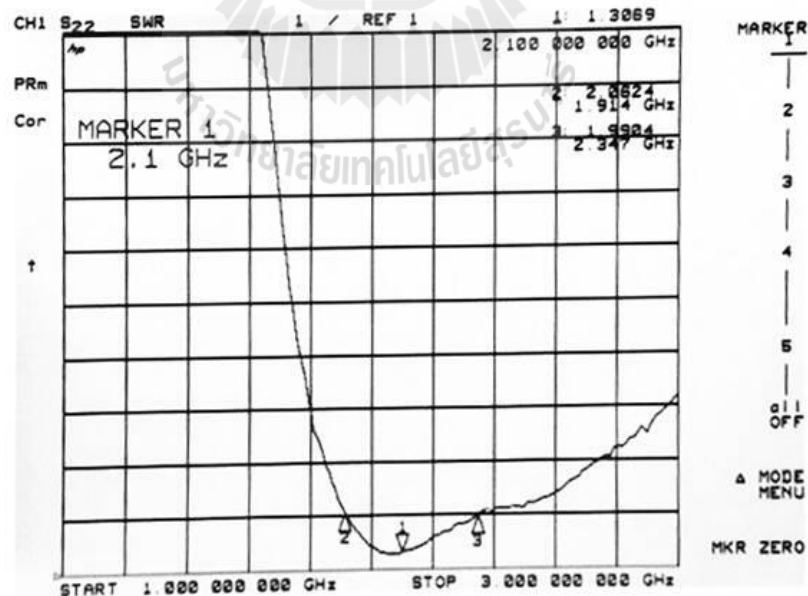


รูปที่ 5.1 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ

สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือ พารามิเตอร์  $S_{11}$  และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) ในการพิจารณา ค่าพารามิเตอร์  $S_{11}$  หมายถึงการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้า (port1) ของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ  $S_{11}$  อาจจะมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึง ลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตซ์อย่างสมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ วงศ์สรณ์ และ ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์, ม. ป. ป) ในงานประยุกต์ต่าง ๆ ค่าของ  $S_{11}$  จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่ามีการแมตซ์ที่ดี จากรูปที่ 5.2(ก) แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบในรูปของพารามิเตอร์  $S_{11}$  จากรูปสังเกตได้ว่า สายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบที่ได้ทำ

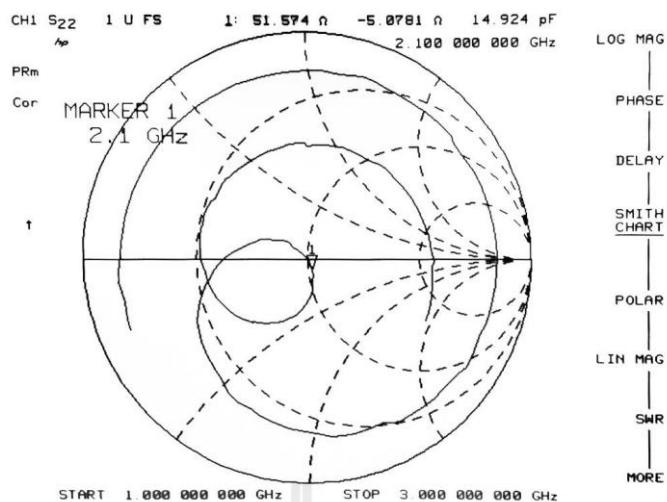


การสร้างขึ้นนั้นมีค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 1.92 GHz ถึง 2.32 GHz และ รูปที่ 5.2(ข) แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่ง จากรูปที่ 5.2(ค) แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งซึ่งมีค่าเท่ากับ 51.074 โอห์ม

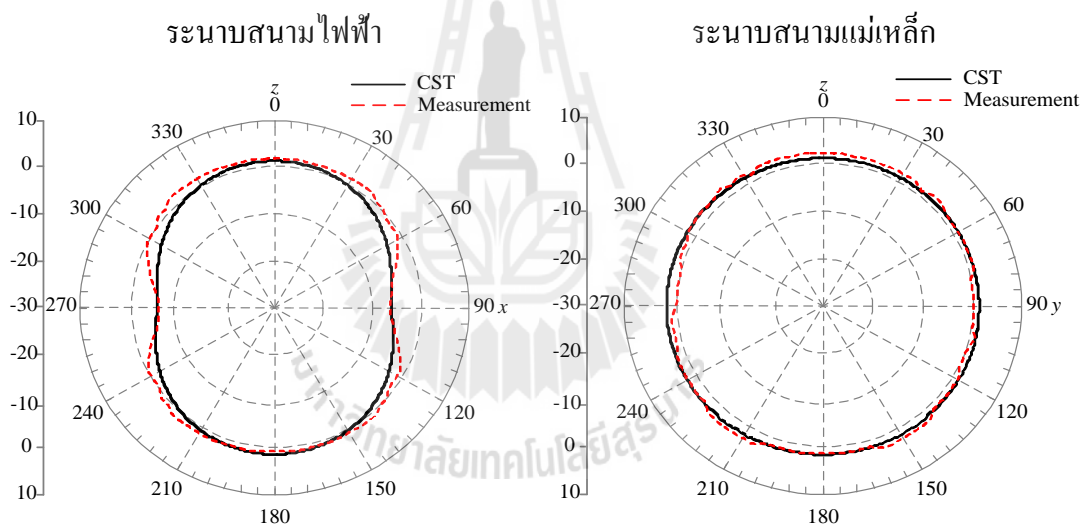
(ก)  $S_{11}$ 

(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 5.2 ผลการวัดสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ



(ค) อิมพีแดนซ์



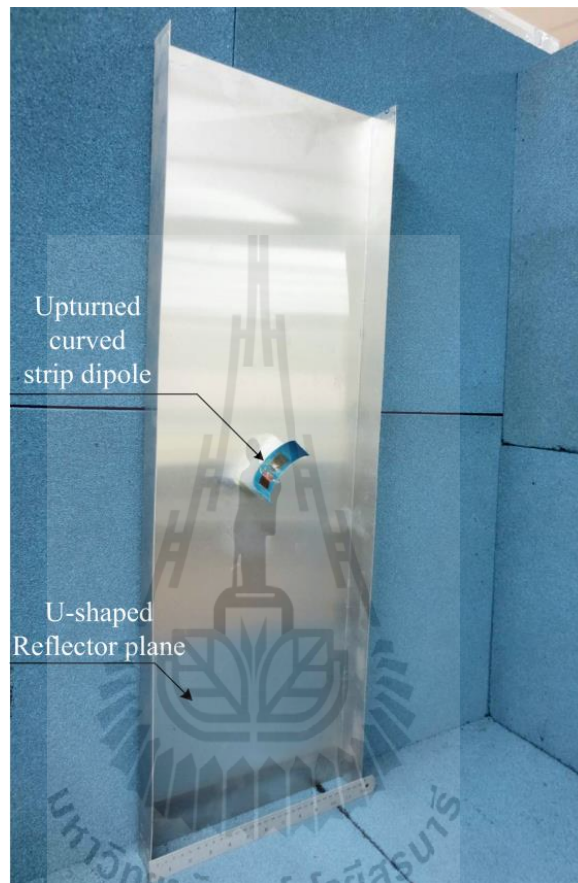
(ง) แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน

รูปที่ 5.2 ผลการวัดสายอากาศสตริปไดโพลโค้งต้นแบบ (ต่อ)

โดยสายอากาศสตริปไดโพลโค้งจะมีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว แสดงดังรูปที่ 5.2(ง) เนื่องจากสายอากาศถูกตัดโค้งหงายส่งผลให้ในทิศทางการเดินทางของคลื่นจะมีอัตราขยายที่ลดลงจากสายอากาศไดโพลแบบเส้นตรงทั่วไป โดยมีอัตราขยายเท่ากับ 1.47 dB แต่สายอากาศจะมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังเพิ่มขึ้นเป็น 92.6 องศา

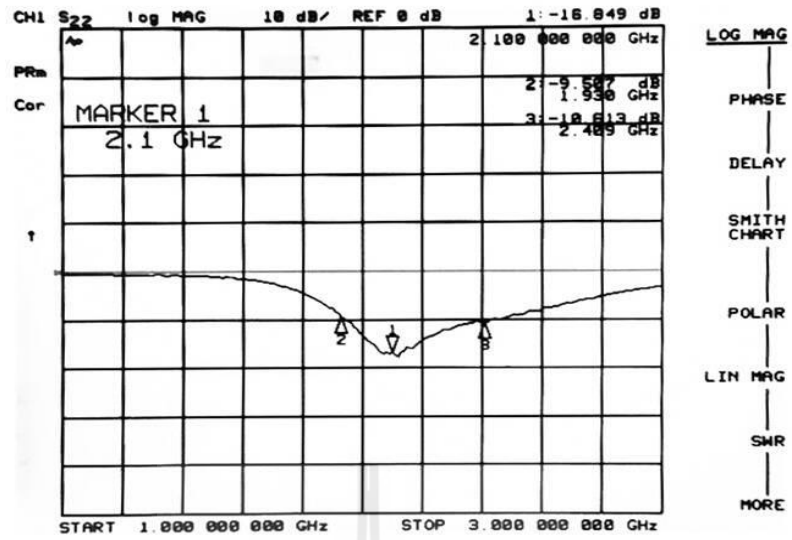
### 5.3 การสร้างสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซั่มแบบวงกลมต้นแบบ

จากนั้นนำสายอากาศสตริปไดโพลโค้งวางบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยูที่มีขนาดเท่ากับ 300 มิลลิเมตร  $\times$  950 มิลลิเมตร  $\times$  50 มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 5.3

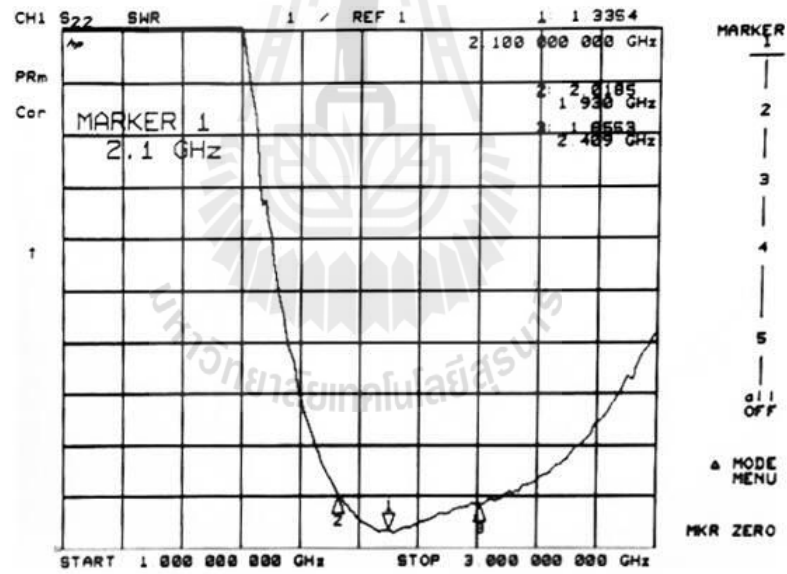


รูปที่ 5.3 สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยู

จากรูปที่ 5.4 (ก) แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยูต้นแบบในรูปของพารามิเตอร์  $S_{11}$  จากรูปสังเกตได้ว่า สายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยูต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีค่า  $S_{11}$  เท่ากับ  $-16.84$  dB ที่ความถี่ 2.1 GHz และ รูปที่ 5.4(ข) แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่ง จากรูปที่ 5.4(ค) แสดงอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสตริปไดโพลโค้งซึ่งมีค่าเท่ากับ 47.912 โอห์ม

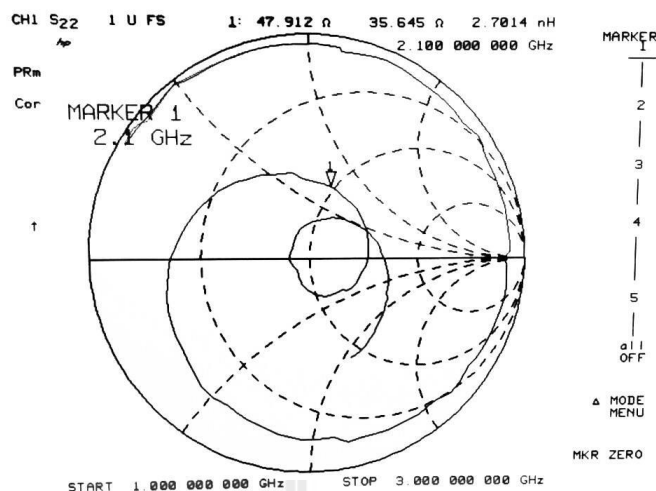


(ก)  $S_{11}$



(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

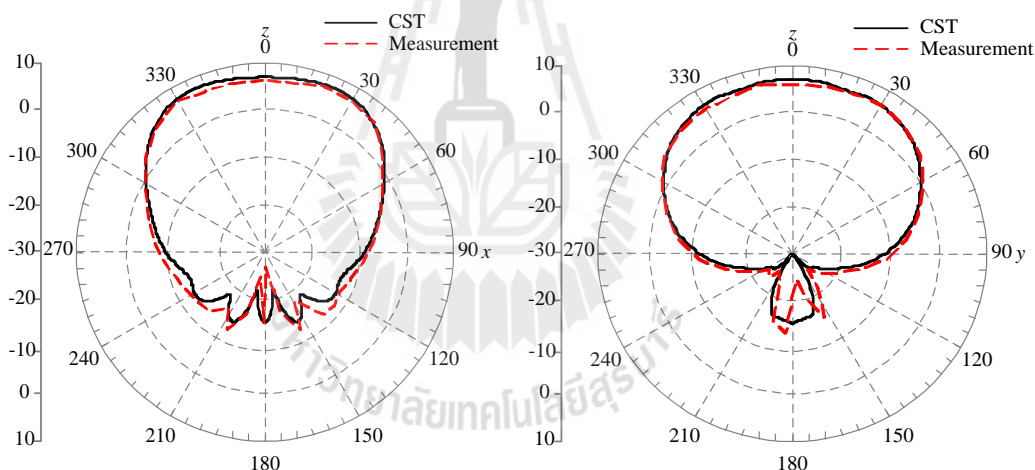
รูปที่ 5.4 ผลการวัดสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยู



(ค) อิมพีแดนซ์

ระนาบสนามไฟฟ้า

ระนาบสนามแม่เหล็ก



(ง) แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน

รูปที่ 5.4 ผลการวัดสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยู (ต่อ)

โดยสายอากาศสตริปไดโพลโค้งจะมีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทาง แสดงดังรูปที่ 5.4(ง) เนื่องจากสายอากาศสตริปไดโพลถูกวางห่างจากแผ่นสะท้อนด้วยระยะ  $\lambda_0/4$  ส่งผลให้คลื่นที่แผ่กระจายออกไปและคลื่นที่วิ่งไปทางด้านหลังและสะท้อนกลับมามีเฟสที่

เสริมกันส่งผลให้มีอัตราขยายเป็น 7.8 dB โดยมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 87.2 องศา และ 94.3 องศา ตามลำดับ

#### 5.4 การสร้างสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมต้นแบบ

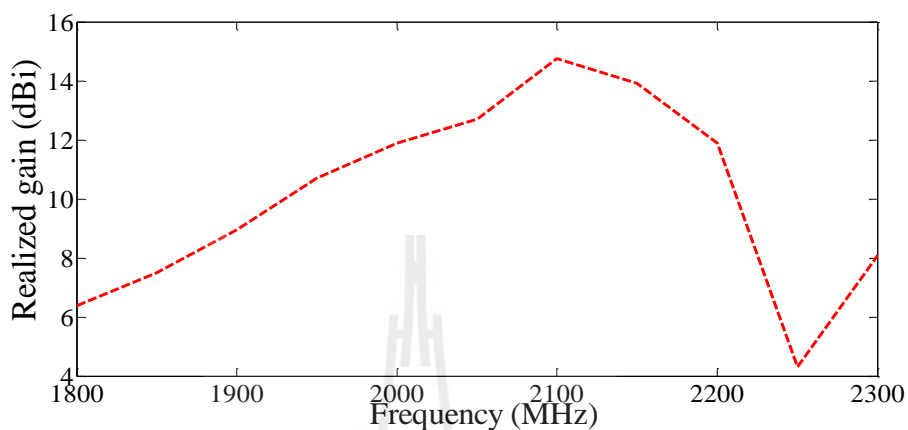
สุดท้ายนี้นำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบสามชั้นมาวางด้านบนบนสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยู ดังแสดงในรูปที่ 5.5 ด้วยระยะห่างระหว่างแผ่นสะท้อนรูปตัวยู และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชั้นล่างสุดเท่ากับ 60 มิลลิเมตร



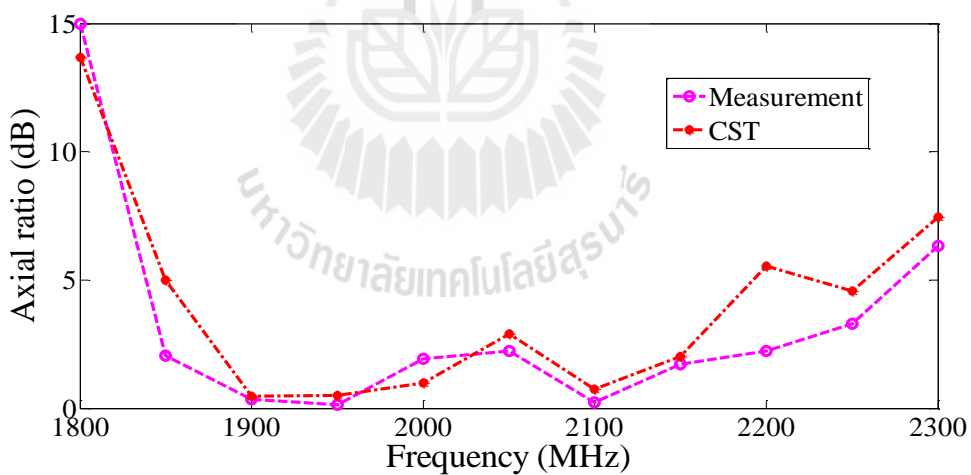
รูปที่ 5.5 สายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมต้นแบบ

จากรูปที่ 5.6(ก) แสดงกราฟค่าอัตราขยายของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมต้นแบบโดยที่มีอัตราขยายสูงที่สุดที่ความถี่ 2.1 GHz คือ 15.11 dB มีค่าอัตราส่วนตามแกนในรูปที่ 5.6(ข) ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายอากาศสามารถรับและส่งคลื่นได้ดีทั้งในแนวตั้งและแนวนอน มีรูปแบบการแผ่กระจายกำลังงานในระนาบแนวนอนเป็นแบบเจาะจงทิศทาง โดยมีความกว้างลำ

คลื่นครึ่งกำลังเท่ากับ 60 องศา พิจารณารูปที่ 5.7 เป็นการพล็อตกำลังงานที่สายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมสามารถรับได้เมื่อสายอากาศภาคส่งเป็นสายอากาศไดโพลที่ถูกหมุนแบบกึ่งหันลมเป็นจำนวน 360 องศา แสดงให้เห็นว่า สายอากาศที่ออกแบบนี้มีโพลาไรซ์แบบวงกลม

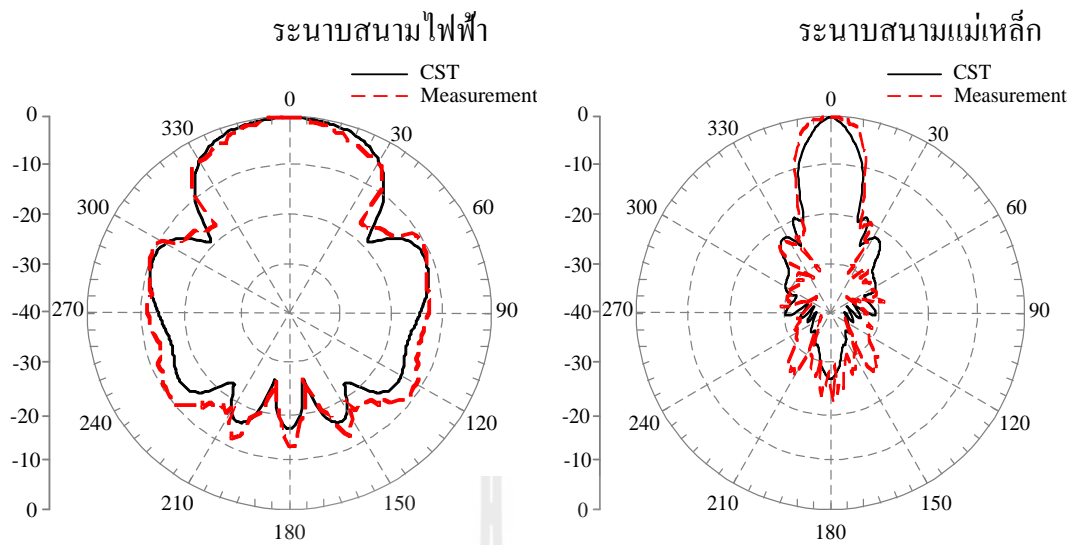


(ก) อัตราขยาย



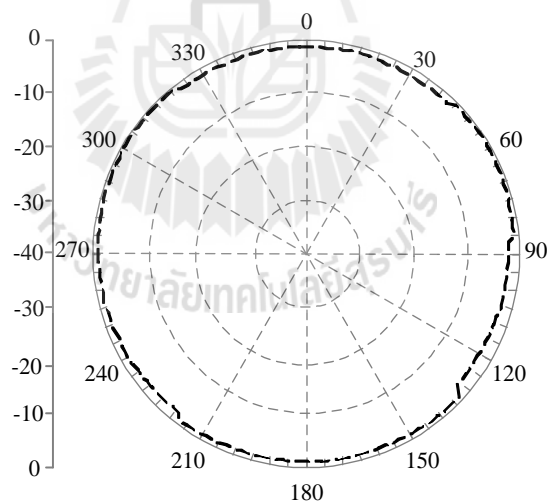
(ข) อัตราส่วนตามแกน

รูปที่ 5.6 ผลการวัดสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมต้นแบบ



(ค) แบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน

รูปที่ 5.6 ผลการวัดสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซแบบวงกลมต้นแบบ (ต่อ)



รูปที่ 5.7 ผลการวัด โพลาริซของสายอากาศแบบแบ่งส่วนที่มีโพลาริซแบบวงกลมต้นแบบ



## 5.5 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้าง และการวัดทดสอบคุณลักษณะคุณสมบัติของสายอากาศที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลม โดยใช้สตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่า  $S_{11}$  แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกลทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย พบว่าค่า  $S_{11}$  แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลมโดยใช้สตริปไดโพลโค้งและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบในสนามระยะไกล รวมถึงอัตราขยายมีผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และจากการวัดทดสอบคล้ายคลึงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกันซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้จำลองผลตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง



## บทที่ 6

### สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปเนื้อหางานวิจัย

งานวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลมโดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศสตริปไดโพลถูกนำมาติดตั้งวางในแนวระนาบบนทอพีวีซีเพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่นของสายอากาศ และปรับแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางด้วยการวางสายอากาศสตริปไดโพลโค้งบนแผ่นสะท้อนรูปตัวยู ซึ่งสายอากาศจะมีลักษณะของการกระจายคลื่นไปยังทิศทางที่ต้องการ และสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้กว้างขึ้นในระนาบอซิมูธ (azimuth) จากนั้นเพิ่มอัตราขยายเชิงทิศทางและปรับการโพลาริซแบบเส้นตรงไปเป็นแบบวงกลมด้วยการเพิ่มช่องว่างแถบความถี่ไฟฟ้าแบบสามชั้นไว้ด้านบน สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลมโดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาคุณสมบัติในการส่งผ่านและสะท้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 2.1 GHz เพื่อให้สายอากาศมีการทำงานแบบเรโซเนเตอร์ และสามารถแผ่กระจายคลื่นโดยมีโพลาริซแบบวงกลมสำหรับใช้เป็นสายอากาศสำหรับสถานีฐานในระบบสื่อสารเคลื่อนที่แบบไร้สาย

ตารางที่ 6.1 คือสรุปผลของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลมโดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกับพบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 6.1 สายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาริซแบบวงกลมโดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

คุณลักษณะของสายอากาศ	CST		วัดทดสอบ	
ความกว้างแถบ	(1.85 GHz ถึง 2.23 GHz)		(1.87 GHz ถึง 2.17 GHz)	
อัตราขยาย (dB)	15.53		15.11	
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)	แนวตั้ง	แนวนอน	แนวตั้ง	แนวนอน
	12.3	60.1	14.4	60

## 6.2 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีโพลาไรซ์แบบวงกลม โดยใช้วัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งแถบความถี่สามารถครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งานได้แล้ว แต่สามารถเพิ่มความถี่ใช้งานได้อีกด้วยการเปลี่ยนสายอากาศตัวป้อนโดยใช้เป็นสายอากาศที่มีแถบความถี่กว้างกว่านี้ หรือ การเพิ่มขึ้นของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีโพลาไรซ์เดียวกัน

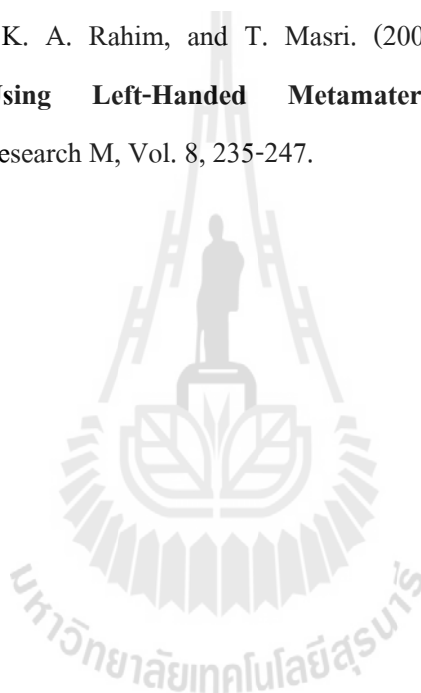


## เอกสารอ้างอิง

- [1] 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.
- [2] Cheng D.K., (1982) **Shaped Wire Antennas with Maximum Directivity**. IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vol.18. pp. 816-818, September 1982.
- [3] Paez, C.I. (2009). **Design and Evaluation of Curved Dipoles Antenna Optimum**. Latin America Transactions IEEE, vol.7. pp. 613-619, December 2009.
- [4] Jun-Hong Wang (1997) **Optimization of the Dipole Shapes for Maximum Peak Values of the Radiating Pulse**. Antenna and Propagation Society International Symposium, vol.1. pp. 526-529, July 1997.
- [5] 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.
- [6] Thumvichit, A., Takano, T. (2007) **Characteristics Verification of a Half-Wave Dipole Very Close to a Conducting Plane With Excellent Impedance Matching**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.55, No.1.
- [7] Dubost, G. (1981) **Flat Radiating Dipoles and Applications to Arrays**. RESEARCH STUDIES PRESS A DIVISION OF JOHN WILEY & SONS LTD. pp. 28-36.
- [8] Pimpol, S. and Wongsan, R. (2007) **Impedance Analysis of a Shorted-End Curved Dipole on Reflector Plane using Method of Moment**. The 2007 ECTI International Conference, Thailand, Vol. 2, pp. 667-670.
- [9] Diblanc, M., Arnaud, E., Monediere, T., and Jecko, B. (2007). **Dual-Band EBG Resonator Antenna Using a Single-Layer FSS**. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. pp. 368-371.

- [10] M. Hajj, R. Chantalat, and B. Jecko (2009). **Design of a Dual-Band Sectoral Antenna for Hiperlan2 Application Using Double Layers of Metallic Electromagnetic Band Gap (M-EBG) Materials as a Superstrate.** International Journal of Antennas and Propagation Volume 2009, pp. 1-5.
- [11] Fan Yang and Rahmat-Samii, Y. (2005). **A Low Profile Single Dipole Antenna Radiating Circularly Polarized Waves.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.53, pp. 3083-3086.
- [12] Hajj, M., Monediere, T., Jecko, B., and Chantalat. (2010). **A Novel Design of Circularly Polarized Sectoral M-PRS Antenna.** 2010 14<sup>th</sup> International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM) and The American Electromagnetics Conference (AMEREM), pp. 1-4.
- [13] Andrew R. Weily, Karu P. Esselle, Barry C. Sanders, and Trevor S. Bird, (2005). **High-Gain 1D Resonator Antenna.** Microwave and Optical Technology Letters. Vol. 47, pp.107-114.
- [14] M. Veysi, M. Kamyab, J. Moghaddasi, and A. Jafarholi (2011). **Transmission Phase Characterizations of Metamaterial Covers for Antenna Application.** Progress In Electromagnetics Research Letters. pp. 49-57.
- [15] [www.docstoc.com](http://www.docstoc.com)
- [16] Agi, K., Mojahedi, M., Minhas, B., Schamiloglu, E., and Malloy, K. J. (2005). **The Effects of an Electromagnetic Crystal Substrate on a Microstrip Patch Antenna.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.50, pp. 451-456.
- [17] 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.
- [18] Weily, Karu P. Esselle, Barry C. Sanders, and Trevor S. Bird, (2005). **A Planar Antenna Based on a Woodpile EBG Material.** Transactions on Antenna and Propagation, vol. 53, pp. 216-223.

- [19] Young Ju Lee, Junho Yeo, Mitra, R., and Wee Sang Park. (2005). **Application of Electromagnetic Bandgap (EBG) Superstrates Controllable Defects for a Class of Patch Antenna as Spatial Angular Filters.** IEEE Transactions on Antenna and Propagation, Mag., Vol. 53, pp. 224-235.
- [20] Lee, Y. J. U., J. Yeo, K. D. Ko, R. Mitra, Y. Lee, and W. S. Park. (2005). **A Novel Design Technique for Control of Defect Frequencies of an Electromagnetic Bandgap (EBG) Superstrate for Dual-Band Directivity Enhancement.** Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 42, pp. 25-31.
- [21] H. A. Majid, M. K. A. Rahim, and T. Masri. (2009). **Microstrip Antenna's Gain Enhancement Using Left-Handed Metamaterial Structure.** Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 8, 235-247.



ภาคผนวก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

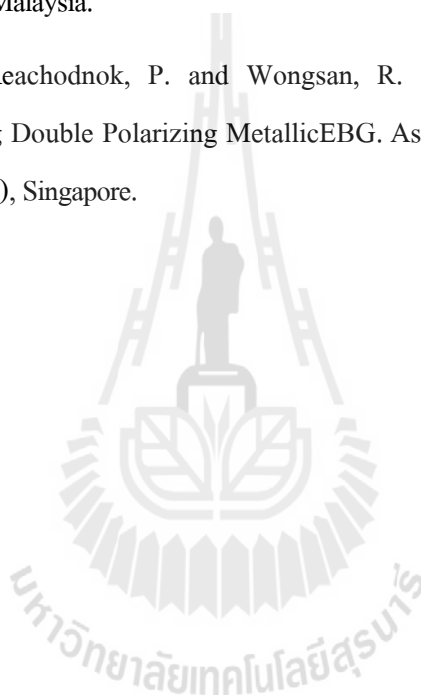
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

## บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

Fhafhiem, N. Keachodnok, P. and Wongsan, R. (2011). The Positional Effect of Array Curved Strip Dipole On Electromagnetic Band Gap Reflector Plane. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Jeju, Korea.

Fhafhiem, N. Keachodnok, P. and Wongsan, R. (2012). Gain Improvement of Curved Strip Dipole Using EBG Resonator. In Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS), Kuala Lumpur, Malaysia.

Fhafhiem, N. Keachodnok, P. and Wongsan, R. (2012). The Circularly Polarized Resonator Antenna Using Double Polarizing Metallic EBG. Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP), Singapore.





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

<sup>#</sup>N. Fhaffhiem <sup>1</sup>, P. Krachodnok <sup>2</sup>, and R. Wongsan <sup>3</sup>

<sup>1</sup>School 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.

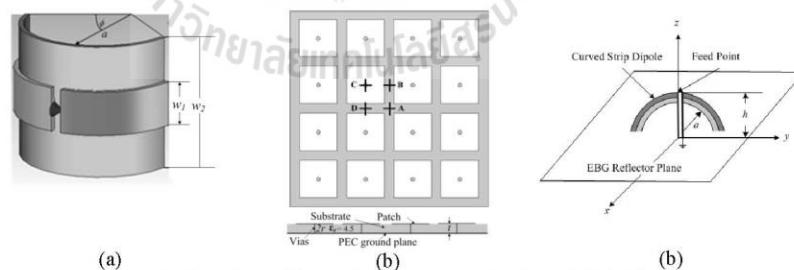


Figure 1: The Compositions of Antenna Array (a) Curved Strip Dipole, (b) Mushroom-like EBG Structure and (c) 3D View of Curved Strip Dipole on EBG.

## 2. Geometry of a Curve Strip Dipole Antenna and Mushroom-like EBG

The curved strip dipole structure designed with rectangle PEC (at 1 mm thickness) on the polyvinyl chloride (PVC) with the dielectric constant of 3.4 is shown in Fig. 1(a). The resonant frequency is 2.45 GHz which the initial parameters of curved strip dipole antenna are illustrated in Table 1. The feed point of curved strip dipole is connected at the center of dipole ( $\phi = \pi/2$ ) and the spacing between two arms of dipole is assumed that it has minimum width. In addition, Fig. 1(b) shows the EBG structure which is composed of mushroom-like elements and it is designed to have a reflection phase of zero at 2.45 GHz. Moreover, we optimize the reflection phase value that is proper with the  $h$  parameter. The physical dimension of  $4 \times 4$  elements EBG structure fabricated on 1.6 mm thickness FR-4 substrate with dielectric constant 4.5, which the parameter of EBG are concluded in Table 1. From previous paper [2], the distance between radiating element and EBG surface is  $h = 0.24 \lambda$  which is shown in Fig. 1(c).

Table 1: The Parameters of Curved Strip Dipole on EBG Ground Plane

Antenna Parameters	Electrical Dimension (mm)
Length of curve strip dipole ( $L_d$ )	$0.45 \lambda$
Radius of curved strip dipole ( $a$ )	$0.17 \lambda$
Distance between antenna and EBG surface ( $h$ )	$0.24 \lambda$
Width of curved strip dipole ( $w_1$ )	$0.03 \lambda$
Distance between patch ( $g$ )	$0.044 \lambda$
Width of PVC ( $w_2$ )	$0.16 \lambda$
Width of patch ( $W$ )	$0.2034 \lambda$
Radius of vias ( $r$ )	$0.005 \lambda$
Length of vias ( $t$ )	$0.013 \lambda$



Figure 2: Feed Center of Radiator (a)  $1 \times 2$  Array Elements and (b)  $2 \times 1$  Array Elements.

In this simulation, a curved strip dipole antenna is arrayed with  $1 \times 2$  elements and  $2 \times 1$  elements as shown in Fig. 2, the feed center of radiating elements are placed over EBG ground in the location between EBG patches where is position A in Fig. 1(b) [4]. For optimized the distance of two array elements, the parameter  $d$  is begun of  $0.6 \lambda$ , and then, it is reduced from  $0.6 \lambda$  to  $0.4 \lambda$ .

## 3. The Positions Study of Curved Strip Dipole Array on EBG Surface

On the basis of array antenna, the distance between the two elements of curved strip dipole antenna ( $d$ ) is  $0.5 \lambda$ . In this study,  $d$  is changed for the proper length EBG surface. When,  $d = 0.4 \lambda, 0.44 \lambda, 0.47 \lambda, 0.5 \lambda, 0.55 \lambda, 0.58 \lambda$  and  $0.6 \lambda$ , the simulation results are shown in next sub-headings. These are return loss, near-field levels and radiation patterns.

### 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  $1 \times 2$  elements and  $2 \times 1$  elements on EBG, which the return loss is shown in Fig. 3. The return loss of  $1 \times 2$  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  $0.58 \lambda$  is the appropriate distance that yields the minimum return loss at  $-36.64$  dB. In addition, Fig. 3(b) shows the return loss of  $2 \times 1$  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  $0.55 \lambda$  is the is the appropriate distance that yields the minimum return loss at  $-22.63$  dB, it has poor performance more than  $1 \times 2$  array element case.

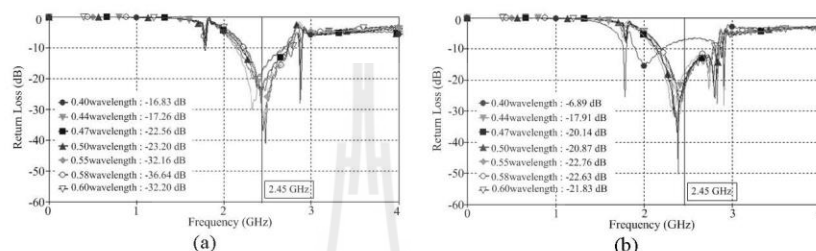


Figure 3: Return Loss (a)  $1 \times 2$  Array Elements and (b)  $2 \times 1$  Array Elements.

### 3.2 Near-fields Distribution on Ground Plane

This section is illustrated the near fields that occurred on ground plane with  $1 \times 2$  elements and  $2 \times 1$  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  $0.58 \lambda$  and  $0.55 \lambda$  of  $1 \times 2$  elements and  $2 \times 1$  elements array antenna, respectively, the near-field levels has the maximum values which are shown in Fig. 4.

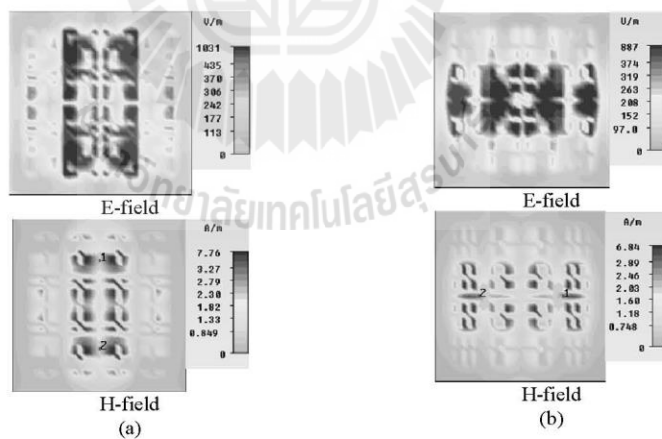


Figure 4: Near-fields on EBG surface (a)  $1 \times 2$  Array Elements and (b)  $2 \times 1$  Array Elements.

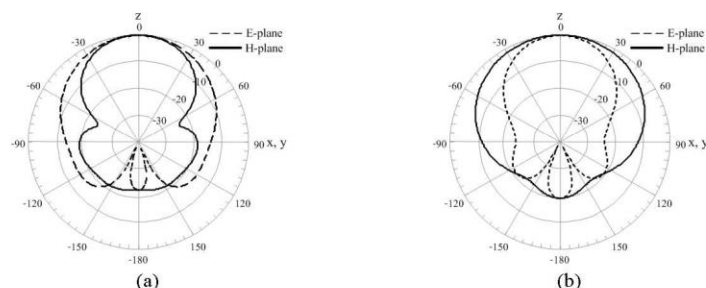


Figure 5: Far-field Radiation Pattern (a)  $1 \times 2$  Array Elements and (b)  $2 \times 1$  Array Elements.

Table 2: The Directive Gain and HPBW of Array Antennas

Array Antenna Type	$d (\lambda)$	Gain (dB)	HPBW degree)	
			E-plane	H-plane
$1 \times 2$	0.58	9.65	70.7	49.7
$2 \times 1$	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. Fhafhieh, 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.

## Gain Improvement of Curved Strip Dipole Using EBG Resonator

N. Fhaffiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan

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

**Abstract**— In this work, the electromagnetic band gap (EBG) and metallic reflector plane are used for cavity wall of a curved strip dipole. The reflection phase of cavity walls is important for the cavity height ( $h$ ) calculation, which has an effect on the antenna characteristic. The simulation results found that the cavity height of  $0.63\lambda$  is most direction gain of 9.3dB. The HPBW in  $E$ - and  $H$ -plane are  $59.1^\circ$  and  $71.4^\circ$ , respectively. Moreover, the patterns have low side lobe, so we can estimate that the structure volume is well designed. The proposed antenna covers bandwidth of 2.2 GHz–2.85 GHz that suitable for wireless communication and RFID system.

### 1. INTRODUCTION

With the rapid development of the wireless communication, the antenna is an important to develop the radio identification (RFID) technology. This technology can be used for example in identification objects in warehousing supply chain management, service logistics, control, and author automation process. The RFID system consists of the radio frequency transponder (tag), interrogator (reader), and data processing system, which the communication between the tag and the reader is achieved by modulated back scattering of the reader's carrier wave signal. The antenna is designed for the RFID system which have different requirement for diverse applications. To design the antenna's reader the traditional antenna type can be designed by the classic theory of microstrip antenna [1, 2]. Because the RFID reader at 2.45 GHz is applied for the electronic toll collection on expressway, the antenna design has been sufficient gain, coverage aboard area, and high power handing. The curved strip dipole antenna has some qualifications that are pertinent point, its beamwidth is wide and its shape could be change easy [3]. However, the curved strip dipole antenna has low gain. This argues, if we can design the antenna to work well due to bad weather on motorway such as fog and heavy raining, it will have more efficiency for field radiating. In previous paper [4], we proposed a short-end curved strip dipole antenna on conductor plane for 2.45 GHz that the HPBW is wider than straight dipole, which is necessary for the structure that requires the simple in concept, simple feeder, and used for microwave frequency. Moreover, there are many papers that presented radiating antenna with cavity wall which is composed of electromagnetic band gap (EBG) and frequency selective surface (FSS) [5, 6]. The cavity wall has a positively effect on direction, improving the antenna gain. In this paper, the EBG and conductor plane are used for cavity wall of a curved strip dipole antenna. The proposed antenna designed from extremely attractive solutions for check point at the high-way that collect fees from many cars at 2.45 GHz is presented.

### 2. ANTENNA DESCRIPTION AND DESIGN GEOMETRY

The geometry of the curved strip dipole using EBG resonator with detailed dimensions is illustrated in Fig. 1. The curved strip dipole antenna is designed to resonate around 2.45 GHz, which is the microwave frequency used in RFID transportation application. The radiating is constructed of metal plate (a 1-mm thick perfect conductor plate). It is mounted over an inexpensive polyvinyl chloride (PVC) with the dielectric constant of 3.14. The thickness and the wide ( $w_2$ ) of PVC are 1-mm and 30-mm, respectively. The parameters of the antenna consists of the total length and the wide of the curved strip dipole expressed by  $L_d$  and  $w_1$ , respectively, and the radius of the curved is  $a$ . The half wavelength of the curved strip dipole is  $L_d = \pi a$ . Furthermore, the analysis model of the cavity wall consists of the metallic EBG and a conductor ground plane. The structure of EBG has five metallic elements and uses a 9.3-mm rod thickness. The rod width ( $W$ ) is 9.3-mm and the gap ( $g$ ) width is 22-mm, which the EBG structure geometry is summarized in Table 1. Besides, the overall dimensions of PEC ground plane is the overall size of EBG. Finally, the curved strip dipole antenna is placed between the EBG and the conductor plane with cavity height ( $h_2$ ) of 76.8-mm, which is shown in Fig. 2.

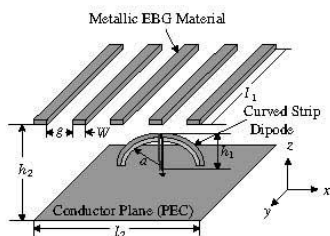


Figure 1: Configuration of the curved strip dipole using EBG resonator.

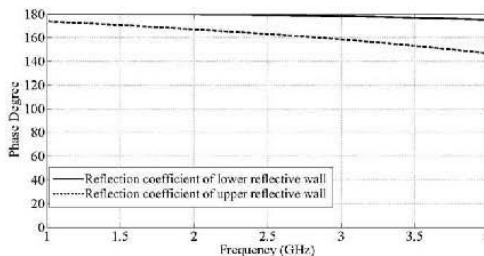


Figure 2: The reflection coefficient.

Table 1: The data of the curved strip dipole using EBG resonator.

Parameter	Size ( $\lambda$ )
$w_1$	0.082 $\lambda$
$w_2$	0.25 $\lambda$
$L_d$	0.425 $\lambda$
$a$	0.159 $\lambda$
$W$	0.075 $\lambda$
$g$	0.179 $\lambda$
$h_1$	0.248 $\lambda$
$h_2$	0.627 $\lambda$
$l_1$	1.141 $\lambda$
$l_2$	1.164 $\lambda$

### 3. NUMERICAL SIMULATIONS RESULTS

The objective of this paper is to increase the directive gain of the curved strip dipole for application in RFID technology at 2.45 GHz. From optimized analysis, the good matching of this antenna could be obtained. As a result, the curved strip dipole antenna has a low gain of 1.5 dB and the HPBW in  $E$ -plane is  $95.3^\circ$ . It has an omnidirectional radiation pattern, so the power may be lost to unnecessary places. In order to solve such problems, the cavity wall is used to improve the gain of the curved strip dipole antenna. The first step consists in designing an EBG with a resonant frequency corresponding to the microwave band around 2.45 GHz. Fig. 2 illustrates the reflection coefficient phase of the upper and lower reflective walls by using the periodic boundary condition [7]. The cavity height has a relation with the reflection coefficient of the cavity wall, which is based on the following reaction (1)

$$h = \frac{c}{2f} \left[ \frac{\phi_{PEC} + \phi_{EBG}}{360^\circ} \right] \quad (1)$$

where, the variables  $c$ ,  $f$ ,  $\phi_{PEC}$ , and  $\phi_{EBG}$  are the speed of light, resonant frequency, and the reflection coefficient phase of PEC and EBG, respectively. Because the combination of phase should be  $2n\pi$ , so the cavity height could be obtained. Fig. 3 shows the height variations versus the frequency. It appears that a cavity height of 56.8 mm is the proper resonant frequency which complies with the requirements of RFID readers for ETC.

We can calculate the  $h$  parameter is 56.8 mm because the upper and lower reflective walls are simulated separately by using the periodic boundary condition. Fig. 4 shows the return loss at  $h = 56.8$  mm, which is a mismatch between the curved strip dipole antenna and the cavity. In the case of the specialty dipole, the effect of the reflection coefficient phase is not only in the almost feed center but also in the two arms of the dipole, the  $h$  parameter is adjusted to the gain as shown in Table 2. The cavity height of 76.8 mm has the most directive gain of 9.3 dB. In Fig. 4, we found that the proposed

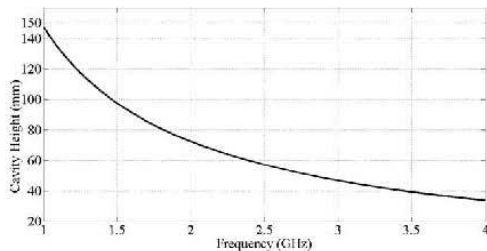


Figure 3: Calculation of cavity height.

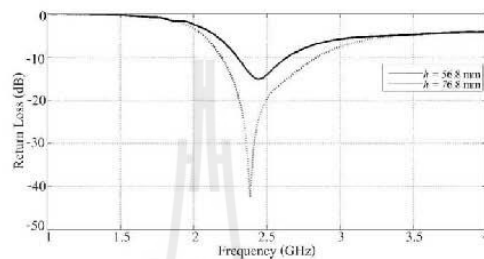


Figure 4: Return loss.

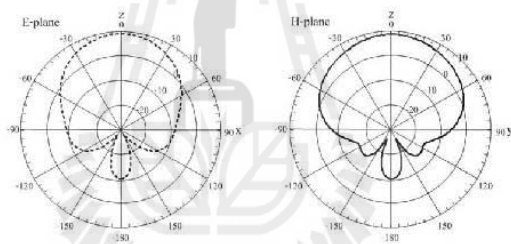


Figure 5: Radiation pattern.

Table 2: The optimizing of cavity height.

$h$ (mm)	Gain (dB)	HPBW (degree)	
		$E$ -plane	$H$ -plane
56.8	7.6	77.1	104.8
61.8	8.13	72.7	91.1
66.8	8.6	67.8	80.9
71.8	9.1	62.8	74.1
76.8	9.3	59.1	71.4
81.8	9.2	57.1	71.3

antenna still exhibits a return loss better than  $-10$  dB in resonant frequency band. The  $E$ - and  $H$ -plane radiation patterns at 2.45 GHz are shown in Fig. 5, which is directive. The patterns have low side lobe, so we can estimate that the structure volume is well dimensioned.

#### 4. CONCLUSION

The simulation results of curved strip dipole by using the cavity wall for improve the gain have been presented in this paper. It is utilized to place at the RFID reader for checkpoint at high-way that collects fees from many cars at 2.45 GHz. Then the modeling software (CST Microwave Studio), it is successful to improve the gain of 9.3 dB because of the qualifications of cavity wall. The PEC redirects half of the radiation into the opposite direction. In addition, the EBG wall increases the gain and redirects the radiation too, as far as the radiation can be radiate to the user's zone. Moreover, it has been structure uncomplicated and inexpensive that demand on equipment for wireless communication system. The band of frequency is covered 2.2–2.58 GHz in microwave frequency band.

#### 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. Xianming, Q. and N. Yang, "2.45 GHz circularly polarized RFID reader antenna," *The Ninth International Conference ICCS*, 1189–1192, Krakow, Poland, Jun. 2004.
2. Lei, C., S. Yan, and H. Yang, "Study and design of modified fractal antenna for RFID application," *ISECS International Colloquium*, 8–11, Vancouver, Canada, Aug. 2009.
3. Fhafhiem, N., K. Piyaporn, and W. Rangsarn, "High directive gain antenna using shorted-end curved strip dipole on electromagnetic band gap," *PIERS Proceedings*, 840–844, Xi'an, China, Mar. 22–26, 2010.
4. Fhafhiem, N., K. Piyaporn, and W. Rangsarn, "A shorted-end curved strip dipole on dielectric and conducting plane for wireless LANs," *The International Symposium on Antenna and Propagation*, 835–838, Bangkok, Thailand, Oct. 2009.
5. Rodes, E., M. Diblanc, E. Arnaud, T. Monediereand, and B. Jecko, "Dual-band EBG resonator antenna using a single-layer FSS," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letter*, Vol. 6, 368–371, 2007.
6. Hajj, M., E. Rodesand, and T. Monediere, "Dual-band EBG sectoral antenna using a single-layer FSS for UMTS application," *IEEE Antenna and Wireless Propagation Letter*, Vol. 6, 368–371, 2007.
7. Fan, Y. and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic Band Gap Structure in Antenna Engineering*, USA Cambridge University Press, New York, 2009.



# The Circularly Polarized Resonator Antenna using Double Polarizing Metallic EBG

N. Fhaphiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan  
 School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering,  
 Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand  
 E-mail: m5140732@g.sut.ac.th, priam@sut.ac.th, and rangsan@sut.ac.th

**Abstract**—The high gain circularly polarized antenna has been investigated, using double polarizing metallic EBG and excitation with a  $45^\circ$  oriented curved strip dipole placed on a ground plane. The electromagnetic band gap (EBG) characteristic is partially reflecting surface (PRS) in  $x$  and  $y$  axis, which is improved on the electric field of the both polarizes. In this paper consisted in improving the antenna design and characteristics. Ultimately, an antenna was studied at 2.5 GHz with the 19.04 dB gain. The axial ratio remains lower than 3 dB at the resonant frequency.

**Keywords**—curved strip dipole; circularly polarized antenna; cavity wall; electromagnetic band gap

## I. INTRODUCTION

With the rapid development of the wireless communication, the requests for circularly polarized antenna have increased. Many different designs of circularly polarized antenna have already been studied and there are currently developed in antenna research laboratories. To design the circularly polarized antenna the traditional antenna type is designed by the classic theory of microstrip antenna with two feed probes [1]. Moreover, the dipole can be oriented along  $\phi = 45^\circ$  direction on EBG ground plane [2] or with polarizer and metallic EBG antenna [3]. In this paper, the double polarizing metallic EBG layers and conductor plane are used for the cavity model of the curved strip dipole antenna, improving the radiation field in Polar V and Polar H.

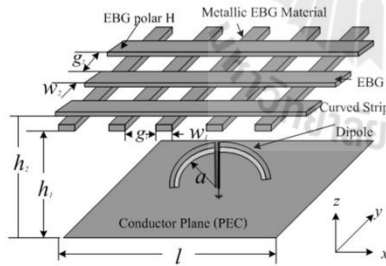


Figure 1. The proposed antenna.

## II. THE CIRCULARLY ANTENNA DESIGN

The radiation mechanism of the circularly polarized resonator antenna which is excited by a curved strip dipole is shown in Fig. 1, the dipole is oriented along  $\phi = 45^\circ$  direction and its height of  $0.2\lambda$  over the PEC ground plane is very small. Furthermore, the analysis model of the cavity wall consists of the PEC ground plane and double EBG layers in polar V and polar H. This half EBG material has to fulfill the necessary conditions to obtain a polarizing effect and an EBG effect at the same time. Another one is necessary for the two transmitted components to process the same amplitude. The metallic EBG Polar H is made up of 13 metallic rods of  $591 \times 13.3 \times 10 \text{ mm}^3$  and the gap between rods is 29.8 mm. The metallic EBG polar V is composed of 13 metallic rods of  $8.4 \times 591 \times 10 \text{ mm}^3$  and the gap between rods is 34.6 mm. Finally, the cavity height which is the distance between the upper and the lower reflective wall of 55-mm is illustrated in Fig. 3.

## III. SIMULATION AND DISCUSSION

In this work, we used an excitation of a  $45^\circ$  oriented curved strip dipole cooperated double polarizing metallic EBG to design the circularly polarized antenna as illustrated in Fig. 1. Because the metallic EBG redirect the partially of field, moreover, the partially of fields are transmitted, so it is optimized at center frequency to have a high directivity and the total field is very well.

When the  $45^\circ$  oriented curved strip dipole antenna is positioned in the center of the PEC ground plane and the single layer of the EBG polar V is used to the upper partially reflective wall, the reflection coefficient phase of the EBG polar V versus the frequency are shown in Fig. 2. The cavity height depend on the frequency can be obtained through following relations (1),

$$h = \frac{c}{2f} \left[ \frac{\phi_{EBG} + \phi_{PEC}}{360^\circ} \right]. \quad (1)$$

So, the height  $h_2$  is chosen to be 57 mm for the resonant frequency of 2.5 GHz. According to our expectations of the circularly polarized antenna, EBG polar H is added to the upper reflective wall, which we fix the cavity height ( $h_1$ ) of 55 mm. Therefore, the reflection phase of EBG polar H is calculated of  $143^\circ$  and then the upper wall is designed. With the self-

polarizing EBG, it is possible to generate a  $90^\circ$  phase shift after transmission through the structure and the two transmitted components are processed the same amplitude thus generating circular polarization from the linear one. The simulated antenna gain is shown on Fig. 3. As desired, it is around 19.04 dB at the frequency of 2.45 GHz. On the same figure, the  $S_{11}$  is dreadful, as can be expected with this kind of antenna. It is therefore absolutely necessary to use a matching system which won't affect the electromagnetic characteristics. In addition, Fig. 4 shows the axial ratio of the antenna. Over the whole frequency band (2.43-2.61 GHz), the 3 dB axial ratio could be obtained. The E- and H-plane radiation patterns at 2.5 GHz are shown in Fig. 5, which the HPBW in the vertical and horizontal planes are around  $18^\circ$  and  $18.5^\circ$ , respectively. The patterns have low side lobes, so we can estimate that the antenna is circularly polarization.

IV. CONCLUSION

The simulation results of a  $45^\circ$  oriented curved strip dipole using the cavity wall, double polarizing metallic EBG layer and PEC ground plane, for circularly polarized antenna is presented improvably directive gain. It is successful to improve the gain of 19.04 dB because of the qualifications of cavity wall. The EBG polar V and polar H redirect the partially of field, moreover, the partially of fields are transmitted, so the total field is very well.

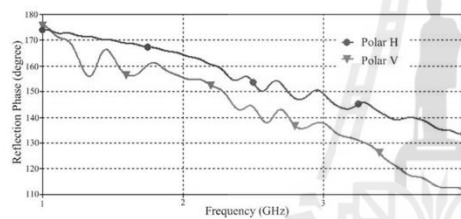


Figure 2. The reflection phase of the EBG polar H and polar V.

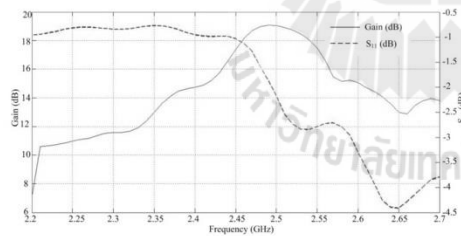


Figure 3. Simulated antenna gain and  $S_{11}$ .

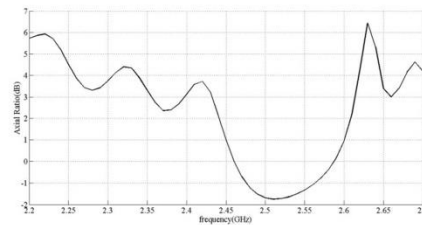


Figure 4. Axial Ratio.

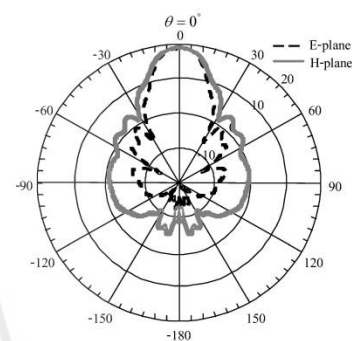


Figure 5. Radiation Patterns.

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] M. Hajji, T. Monediere, B. Jecko and R. Chantalat, "A novel design of circularly polarized sectoral M-PRS Antenna," *Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference (ANTEM-AMEREM)*, 2010 14th International Symposium, Canada, pp. 1-4, July 2010.
- [2] Y. Fan and Y. Rahmat-Samii, "A low profile single dipole antenna radiating circularly polarized waves," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 53, pp. 3083-3086, September 2005.
- [3] E. Arnaud, R. Chantalat, M. Koubeissi, T. Monediere M. Thevenot and B. Jecko, "Improved Self Polarizing Metallic EBG Antenna," *Antennas and Propagation, EuCAP 2009. 3rd European Conference*, Germany, pp.3813-3817, 2009.

## ประวัติผู้เขียน

ผศ.ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ เกิดเมื่อ 9 กันยายน 2517 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปี 2540 และต่อมาได้ศึกษาระดับปริญญาโทต่อด้วยทุนส่งเสริมผู้มีความสามารถพิเศษเป็นอาจารย์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้าสื่อสาร) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และเมื่อปี 2550 ได้สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี งานวิจัยที่สนใจ ได้แก่ เทคโนโลยีสายอากาศ

