

สายอากาศเรโซเนเตอร์แบบระนาบโดยใช้ไดโพลคู่ร่วมกับผนังสะท้อน  
สำหรับสถานีฐานไวแมกซ์

นางสาวศิริภิญญา อาสา

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี  
ปีการศึกษา 2555

**A PLANAR RESONATOR ANTENNA USING FOLDED  
DIPOLE WITH REFLECTIVE WALLS FOR  
WIMAX BASE STATION**

**Siripinya A-sa**

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

**Suranaree University of Technology**

**Academic Year 2012**

สายอากาศเรโซเนเตอร์แบบระนาบโดยใช้ไดโพลพับริ่วมกับผนังสะท้อน  
สำหรับสถานีฐานไวแมกซ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นักวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา  
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

\_\_\_\_\_

(ผศ. ดร.ชุตินา พรหมมาก)

ประธานกรรมการ

\_\_\_\_\_

(ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

\_\_\_\_\_

(ผศ. ดร.มนต์ทิพย์ภา อูฑารสกุล)

กรรมการ

\_\_\_\_\_

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

\_\_\_\_\_

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ศิริกัญญา อาสา : สายอากาศเรโซเนเตอร์แบบระนาบโดยใช้ไดโพลพับร่วมกับผนังสะท้อน สำหรับสถานีฐานไวแมกซ์ (A PLANAR RESONATOR ANTENNA USING FOLDED DIPOLE WITH REFLECTIVE WALLS FOR WIMAX BASE STATION)

อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก, 121 หน้า.

เทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้านการศึกษา อุตสาหกรรม การเมือง เป็นต้น ทำให้มีความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายหรือไวแมกซ์ (WiMAX) เป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความนิยมอย่างมากในปัจจุบัน เนื่องจากตอบสนองความต้องการใช้งานระบบสื่อสารไร้สายในลักษณะไร้พรมแดนสามารถให้บริการได้ในระยะทางไกล สายอากาศจึงเป็นสิ่งสำคัญที่จะต้องมีการพัฒนาเพื่อรองรับการใช้งานในระบบไวแมกซ์ โดยสายอากาศควรมีอัตราขยายและแบนด์วิดท์ที่เพียงพอ จากเหตุผลดังกล่าวสายอากาศเรโซเนเตอร์ Fabry-Perot จึงเหมาะที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานเนื่องจากเป็นสายอากาศแบบเจาะจงทิศทางที่มีสัญญาณต่ำและมีอัตราขยายสูง การออกแบบสายอากาศแบบคาวิตีที่มีสภาพเจาะจงสูงนี้จะพิจารณาสนามไฟฟ้าที่แจกแจงบนผิวด้านบนของชั้นวางซ้อนซึ่งมีการเลี้ยวเบนที่ขอบ เพื่อหารูปร่างและขนาดที่เหมาะสมของชั้นวางซ้อนนอกจากนั้นแล้วเราจำเป็นต้องพิจารณาค่าเจาะจงทิศทางที่แปรตามความถี่และการเปลี่ยนแปลงเฟสในอะเพอร์เจอร์ด้วย ถึงแม้ว่าสายอากาศเรโซเนเตอร์จะได้รับความนิยม แต่ก็มีข้อเสียคือ แบนด์วิดท์แคบ และขนาดใหญ่ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงออกแบบสายอากาศสภาพเจาะจงทิศทางสูง โดยใช้ไดโพลพับที่มีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap : EBG) วางซ้อนด้านบน โดยเริ่มศึกษาคุณลักษณะการรับคลื่นของเรโซเนเตอร์ หาขนาดกราวด์ที่เหมาะสมเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ จากนั้นจึงวิเคราะห์ระยะห่างระหว่างแผ่นโลหะสะท้อน วัสดุฐานรอง และชั้นวางซ้อน หรือเรียกว่าความสูงของคาวิตี เพื่อให้สายอากาศมีสนามไฟฟ้าสูงสุด ณ ความถี่ใช้งาน ส่งผลให้ได้สายอากาศที่มีขนาดเล็ก อัตราขยายเชิงทิศทางสูง และมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่การใช้งานเหมาะสำหรับนำไปเป็นสายอากาศในสถานีฐานไวแมกซ์ตามมาตรฐาน IEEE 802.16j เพื่อครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้ระยะไกล

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2555

ลายมือชื่อนักศึกษา \_\_\_\_\_

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา \_\_\_\_\_



SIRIPINYA A-SA : A PLANAR RESONATOR ANTENNA USING  
FOLDED DIPOLE WITH REFLECTIVE WALLS FOR WIMAX  
BASE STATION. THESIS ADVISOR : ASST. PROF.  
PIYAPORN KRACHODNOK, Ph.D., 121 PP.

WIMAX/ RESONATOR/ EBG/ FOLDED DIPOLE/ CAVITY

The wireless communication technology is used widely in term of education, industry, politics, etc, and the requirements of increasing communication efficiency have been existed. The broadband wireless or WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) has gained lots of attention nowadays as it is able to support unbound wireless communication, which can provide the service in a better distance. As these technologies need high speed data transmission, an antenna characteristics such as gain and bandwidth are important issues in WiMAX systems. This is because resonator antenna based on Fabry-Perot (FP) cavity, a low-profile directive radiator is suitable for high-gain application. The design of highly directive cavity-type antenna has used the electric field distribution on the top surface above a superstrate that occurs edge diffraction to determine its shape and size. In addition, the directivity that varies with frequency and phase variation in the aperture is considered. Although the resonator antenna is more extensive, two of the major disadvantages are narrow bandwidth and large structures. Therefore, this thesis considers the problem of enhancing the directivity of folded dipole antenna covered by Electromagnetic Band Gap (EBG) materials for the superstrate. Researcher begins to study the receive-mode characteristics of the FP resonator, determine the satisfying size of the ground plane to

improve the bandwidth of folded dipole. After that, the dimension of the cavity, the distance between the back side metal plate, the substrate, and the superstrate, is analysed to occur the maximum E-field at the desired frequency. Finally, it has been found that the antenna size is small and both the directivity level as well as the bandwidth could be further enhanced by using superstrate with upper surfaces and side reflective wall, while maintaining a low superstrate profile. The proposed antenna is suitable for WiMAX base station based on IEEE 802.16j standard, enabling the delivery at a far distance.



School of Telecommunication Engineering Student's Signature \_\_\_\_\_

Academic Year 2012

Advisor's Signature \_\_\_\_\_

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ที่คอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษาอย่างดีมาโดยตลอด ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุฑารสกุล หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุลและผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการและให้โอกาสในการศึกษา

ดร.วันวิสาข์ ไทยวิโรจน์ คุณภานุภัทร คำพิกุล คุณนุชนาฎ ผาเพ็ยม คุณชมพูนุท ยอดนวล และคุณอริยา บำรุงสุขที่คอยให้คำปรึกษาและช่วยเหลือทั้งในด้านวิชาการและด้านเทคนิค รวมทั้งการชี้แนะเกี่ยวกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่สนับสนุนต่อการทำวิทยานิพนธ์อย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้ความช่วยเหลือให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และคอยให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์

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

# สารบัญ

หน้า

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

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

<b>2</b>	<b>ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>6</b>
2.1	กล่าวนำ .....	6
2.2	ปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง .....	8
2.2.1	สายอากาศไดโพลพับ .....	8
2.2.2	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศ.....	10
2.3	สรุป .....	10
<b>3</b>	<b>ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง .....</b>	<b>11</b>
3.1	คุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์.....	11
3.1.1	เทคโนโลยีไวแมกซ์ (WiMAX).....	11
3.1.2	มาตรฐานของเทคโนโลยีไวแมกซ์ .....	13
3.1.3	การจัดสรรความถี่สำหรับประเทศไทย .....	14
3.2	ทฤษฎีสายอากาศไดโพล .....	16
3.2.1	สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ.....	16
3.2.2	การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (Dipole Antenna Polarization) .....	18
3.3	สายอากาศไดโพลพับ .....	19
3.4	การแปลงอิมพีแดนซ์หรือการแมตซ์วงจร.....	23
3.5	ตัวแบ่งกำลังงาน (Power Divider) .....	24
3.6	ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG).....	25
3.7	สายอากาศเรโซเนเตอร์สภาพเจาะจงทิศทางสูง (High Directive Resonator Antenna) .....	30
3.8	การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น.....	33
3.8.1	แบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง (Transverse Electric Polarization mode).....	38

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.8.2	แบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic Polarization mode) .....	39
3.9	โพลาไรเซชันของคลื่นระนาบ.....	39
3.9.1	โพลาไรเซชันแบบเส้นตรง (Linear Polarization) .....	40
3.9.2	โพลาไรเซชันแบบวงรี (Elliptical Polarization).....	41
3.9.3	โพลาไรเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization) .....	41
3.10	ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Superstrate) .....	43
3.11	สรุป .....	46
4	<b>การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ สำหรับเครือข่ายไวมกซ์</b> .....	47
4.1	การศึกษาสายอากาศไดโพลพับ.....	47
4.1.1	คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ไดโพลพับ.....	51
4.2	การศึกษาการแมตซ์วงจร .....	52
4.2.1	คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของการแมตซ์อิมพีแดนซ์ .....	52
4.3	การศึกษาผลกระทบของสายอากาศ .....	57
4.3.1	ความยาวของสายอากาศ ( $l$ ) .....	57
4.3.2	ระยะห่างระหว่างสายอากาศ ( $W_d$ ).....	58
4.3.3	ช่องว่างสายอากาศ ( $g$ ).....	59
4.3.4	ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง ( $d_1$ ).....	60
4.3.5	ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง ( $d_2$ ).....	61
4.4	การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	66
4.4.1	ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ( $L_1$ ).....	70
4.4.2	ความกว้างของแผ่นตัวนำ ( $a$ ) .....	71
4.4.3	ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ ( $g$ ).....	72

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4.4	ขนาดของแถวลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า .....	74
4.5	การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ .....	75
4.5.1	ความสูงของทาวีตี้ .....	78
4.6	การศึกษาการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ร่วมกับไดโพลพับ .....	83
4.6.1	ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง .....	84
4.7	การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19] .....	89
4.8	สรุป .....	93
5	การทดสอบ และวิเคราะห์ผล .....	94
5.1	วิธีการสร้างและวัดทดสอบสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ .....	94
5.2	การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลพับ .....	96
5.3	วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ .....	97
5.4	วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ .....	99
5.5	การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับสายอากาศเรโซเนเตอร์ .....	100
5.6	การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ .....	101
5.7	ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน .....	102
5.8	ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย .....	104
5.9	สรุป .....	106
6	สรุปการวิจัย และข้อเสนอแนะ .....	107
6.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์ .....	107
6.2	ปัญหา และข้อเสนอแนะ .....	108
6.3	แนวทางการพัฒนาในอนาคต .....	108
	รายการอ้างอิง .....	109
	ภาคผนวก	
	ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา .....	113
	ประวัติผู้เขียน .....	121

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายในแบบต่าง ๆ .....	12
4.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศไดโพลพับ.....	55
4.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพับ .....	62
4.3 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	68
4.4 ค่าพารามิเตอร์ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า .....	73
4.5 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ.....	76
4.6 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ.....	79
4.7 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลอง.....	79
4.8 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง.....	84
4.9 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง .....	85
4.10 ค่าพารามิเตอร์ของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง.....	85
4.11 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับตาม [19] .....	89
4.12 เปรียบเทียบสายอากาศเรโซเนเตอร์ต้นแบบ .....	92
5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ .....	95
5.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	98
5.3 ค่าอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับ .....	105
6.1 คุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ .....	108



## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	สายอากาศแบบสองแขน.....8
2.2	สายอากาศที่มีการป้อนสัญญาณแบบเส้น.....9
2.3	การเพิ่มระนาบกราวด์ที่ด้านหลังของสายอากาศ.....9
3.1	โครงสร้างการทำงานของมาตรฐาน IEEE 802.16j.....14
3.2	สายอากาศไดโพล.....17
3.3	ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล.....18
3.4	โครงสร้างของสายอากาศไดโพลพับ.....19
3.5	รูปจำลองสายอากาศแบบไดโพลพับสำหรับวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์.....20
3.6	ภาพตัดขวางของสายส่งแบบสองสาย.....21
3.7	การแมตซ์อิมพีแดนซ์.....23
3.8	การแมตซ์โดยการแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$ .....24
3.9	ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction.....24
3.10	การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา $d$ .....26
3.11	โครงสร้างแบบ 3 มิติ.....27
3.12	โครงสร้างแบบ 2 มิติ.....28
3.13	โครงสร้างแบบ 1 มิติ.....29
3.14	แผ่นโลหะไดอิเล็กตริกแบบชั้นเดียว.....30
3.15	แผ่นโลหะแบบสองชั้นสร้างจากไดอิเล็กตริกหรือแท่งโลหะ.....31
3.16	พื้นผิวเลือกความถี่แบบหลายชั้น.....31
3.17	โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....32
3.18	การสะท้อนของคลื่นระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....33
3.19	แบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง.....38
3.20	แบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวาง.....39
3.21	การโพลาไรเซชันแบบต่าง ๆ.....41

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.22 การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของ $E_x$ และ $E_y$ บนระนาบคงที่.....	42
3.23 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง.....	44
3.24 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อมีผนังสะท้อนด้านข้าง .....	45
4.1 สายอากาศไดโพลพับ .....	48
4.2 สายอากาศไดโพลพับ โดยใช้วิธีแบบไมโครสตริป .....	49
4.3 โครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ.....	50
4.4 การแมตซ์อิมพีแดนซ์ .....	52
4.5 ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction .....	53
4.6 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio .....	56
4.7 ค่า $S_{11}$ ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $l$ .....	57
4.8 ค่า $S_{11}$ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $W_a$ .....	58
4.9 ค่า $S_{11}$ ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $g$ .....	59
4.10 ค่า $S_{11}$ ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $d_1$ .....	60
4.11 ค่า $S_{11}$ ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $d_2$ .....	61
4.12 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio .....	62
4.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio .....	63
4.14 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio .....	65
4.15 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST .....	68
4.16 ค่า $S_{11}$ ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $L_1$ .....	70
4.17 ค่า $S_{11}$ ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $a$ .....	71
4.18 ค่า $S_{11}$ ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $g$ .....	72
4.19 ผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า .....	73
4.20 ค่า $S_{11}$ ของการเปรียบเทียบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า .....	74
4.21 ค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	75
4.22 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าวรร่วมกับไดโพลพับ .....	77

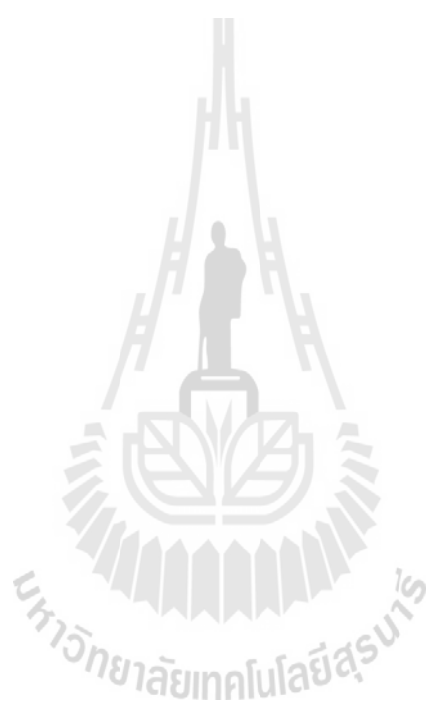
## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.23 ค่า $S_{11}$ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ .....	77
4.24 ค่า $S_{11}$ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $h_1$ .....	78
4.25 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST .....	80
4.26 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST .....	81
4.27 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST .....	82
4.28 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ เมื่อเพิ่มผนังสะท้อน.....	83
4.29 ค่า $S_{11}$ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า $h_2$ .....	84
4.30 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST .....	86
4.31 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST .....	87
4.32 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST .....	88
4.33 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19].....	89
4.34 ผลจากการจำลองค่า $S_{11}$ ของสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] .....	90
4.35 ผลจากการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19].....	90
4.36 แบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] .....	92
5.1 โปรแกรม CoreIDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB .....	94
5.2 สายอากาศไดโพลพับต้นแบบ.....	95
5.3 ผลการวัดทดสอบค่า $S_{11}$ ของสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ.....	96
5.4 โปรแกรม CoreIDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB .....	97
5.5 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น .....	98
5.6 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบที่สร้างขึ้น .....	99
5.7 ผลการวัดทดสอบค่า $S_{11}$ ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ.....	100
5.8 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ.....	101
5.9 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ.....	102

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ.....	103
5.11 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ.....	104





# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความจำเป็นและความสำคัญของปัญหา

ความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารนั้นมีมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันโดยเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้านการศึกษา อุตสาหกรรม การเมือง เป็นต้น เทคโนโลยีไร้สายที่มีความสำคัญและได้รับความสนใจอย่างยิ่งในปัจจุบันคือ เทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายหรือไวแมกซ์ (Worldwide Interoperability for Microwave Access : Wimax) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีไร้สายที่มีความสามารถในการให้บริการในระยะทางที่ไกลกว่าเทคโนโลยีอื่นในขณะนี้ ซึ่งองค์ประกอบหนึ่งที่ต้องให้ความสำคัญคือสายอากาศ โดยสายอากาศจะทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าออกไป ดังนั้นสายอากาศควรมีอัตราขยายและแบนด์วิดท์ที่เพียงพอเพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล นอกจากนี้สายอากาศต้องมีโครงสร้างที่เรียบง่ายและราคาไม่แพง ซึ่งสามารถแบ่งประเภทของสายอากาศตามแบบรูปการแผ่พลังงานได้ 2 แบบคือ สายอากาศแบบมีทิศทางหรือเจาะจงทิศทาง(directional antenna) จะมีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางใดทิศทางหนึ่งมากกว่าทิศทางอื่น ๆ เหมาะสำหรับการใช้งานภายนอกอาคารเพื่อใช้เชื่อมโยงแบบจุดต่อจุด (point-to-point) และสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional antenna) ซึ่งมีลักษณะการกระจายของคลื่นรอบ ๆ สายอากาศในระนาบอะซิมูท (azimuth plane) โดยคลื่นจะถูกแผ่กระจายออกไปทุกทิศทาง เพื่อใช้เชื่อมโยงแบบจุดต่อหลายจุด (point-to-multipoint)

สายอากาศที่นิยมนำมาใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบัน ได้แก่ สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna) แต่สายอากาศไมโครสตริปจะมีแบนด์วิดท์แคบ ส่วนสายอากาศไดโพล (dipole antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีรูปร่างเรียบง่าย โครงสร้างสามารถเปลี่ยนแปลงได้ง่ายและหลากหลาย แต่สายอากาศไดโพลเป็นสายอากาศที่มีอัตราขยายต่ำและมีแบนด์วิดท์ (bandwidth) แคบ สำหรับสายอากาศไดโพลพับเป็นสายอากาศไดโพลประเภทหนึ่งที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และมีอัตราขยายสูงกว่าสายอากาศไดโพลธรรมดา แต่ยังไม่เพียงพอต่อการนำไปใช้งานในระบบไวแมกซ์

เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้จึงออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์แบบระนาบ โดยนำผนังสะท้อนวางบนสายอากาศไดโพลพับทั้งด้านบน และด้านล่างของสายอากาศ โดยศึกษา

ขนาดกราวด์ที่เหมาะสม เพื่อเพิ่มแบนด์วิดธ์ของสายอากาศ จากนั้นศึกษาสัมประสิทธิ์การสะท้อนของผนังสะท้อน เพื่อหาความสูงที่เหมาะสมในการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ และเพิ่มผนังด้านข้างให้กับสายอากาศ ส่งผลให้ได้สายอากาศที่มีอัตราขยายสูง ขนาดเล็ก เหมาะในการนำไปใช้งานสำหรับเป็นสถานีฐาน ไวแมกซ์ เพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1.2.1 เพื่อออกแบบ และจำลองผลสายอากาศเรโซเนเตอร์แบบระนาบ โดยใช้ไดโพลพับร่วมกับผนังสะท้อนที่มีอัตราขยายสูง ขนาดเล็ก สำหรับเป็นสถานีฐาน ไวแมกซ์ ที่ความถี่ 5.8 GHz เพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล
- 1.2.2 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ วัตถุประสงค์ และเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

## 1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

- 1.3.1 เมื่อปรับขนาดกราวด์ของสายอากาศไดโพลพับ จะส่งผลให้แบนด์วิดธ์กว้างขึ้น
- 1.3.2 เมื่อวางผนังสะท้อนบนไดโพลพับ จะส่งผลให้อัตราขยายสูงขึ้น
- 1.3.3 เมื่อเพิ่มผนังด้านข้าง จะทำให้สามารถลดระดับพูหลัง (back lobe) ส่งผลให้สายอากาศมีขนาดเล็กลง

## 1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

- 1.4.1 ออกแบบสายอากาศอัตราขยายสูง โดยใช้ผนังสะท้อนวางบนสายอากาศไดโพลพับ และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ 5.8 GHz
- 1.4.2 สร้างสายอากาศต้นแบบ สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ 5.8 GHz เพื่อทำการวัดทดสอบ และเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองแบบ

## 1.5 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.5.1 จำลองแบบสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 5.8 GHz
- 1.5.2 จำลองแบบผนังสะท้อนด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 5.8 GHz

- 1.5.3 ออกแบบผนังสะท้อนวางบนสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.8 GHz
- 1.5.4 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบผลวัดทดสอบ และผลที่ได้จากการจำลอง ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

## 1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

- 1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย
  - 1.6.1.1 สืบหาประวัติศรัทธากรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
  - 1.6.1.2 วิเคราะห์ และออกแบบสายอากาศไดโพลที่ความถี่ 5.8 GHz
  - 1.6.1.3 วิเคราะห์ และออกแบบผนังสะท้อนที่ความถี่ 5.8 GHz
  - 1.6.1.4 จำลองแบบผนังสะท้อนวางบนสายอากาศไดโพล ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
  - 1.6.1.5 สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน วัดการโพลาไรซ์ อัตราขยาย และการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ
- 1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย
 

เป็นงานวิจัยประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

  - 1.6.2.1 การศึกษา และเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสืบหาประวัติศรัทธากรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
  - 1.6.2.2 ออกแบบ และวิเคราะห์ผนังสะท้อนบนสายอากาศไดโพล ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
  - 1.6.2.3 สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน วัดการโพลาไรซ์ ค่าความอัตราขยาย และวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ
- 1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย
 

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



### 1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

- 1.6.5.1 เก็บผลการทดสอบผนังสะท้อนบนสายอากาศไดโพลพับที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 1.6.5.2 เก็บผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน
- 1.6.5.3 เก็บผลการวัดการโพลาไรซ์
- 1.6.5.4 คำนวณอัตราขยายเชิงทิศทาง

### 1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศที่มีอัตราขยายสูง สำหรับใช้งานเป็นสถานีฐานในระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ 5.8 GHz

## 1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1.7.1 ได้สายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสม สำหรับการประยุกต์ใช้งานเป็นสถานีฐานในระบบไวแมกซ์ โดยมีโครงสร้างง่าย น้ำหนักเบา มีแบนด์วิดท์กว้างและอัตราขยายสูง
- 1.7.2 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบไวแมกซ์

## 1.8 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บท

บทที่ 1 เป็นบทนำกล่าวถึงความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตวิทยานิพนธ์ สมมติฐานของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตวิทยานิพนธ์ วิธีดำเนินวิทยานิพนธ์ และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 ปรีทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งประกอบด้วยวิทยานิพนธ์ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไดโพลพับ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 3 คุณสมบัติของสายอากาศสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์ ทฤษฎีส่วนประกอบของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศไดโพลพับ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์ และการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพล และการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างสายอากาศต้นแบบ และผลการวัดจากห้องปฏิบัติการซึ่งประกอบด้วย การสูญเสียย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย (Gain)

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผล ข้อเสนอแนะ แนวทางแก้ไข และแนวทางการพัฒนาในอนาคต



## บทที่ 2

### ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับลักษณะของสายอากาศ และแผ่นสะท้อนแบบต่าง ๆ ได้แก่ สายอากาศไดโพลพับ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า รวมถึงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศ เพื่อให้ทราบถึงคุณลักษณะของสายอากาศ ข้อดี และข้อเสียที่เกิดขึ้นเพื่อที่จะนำมาใช้ปรับปรุงให้สอดคล้องกับสายอากาศสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์ เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์ และออกแบบสายอากาศต่อไป

#### 2.1 กล่าวนำ

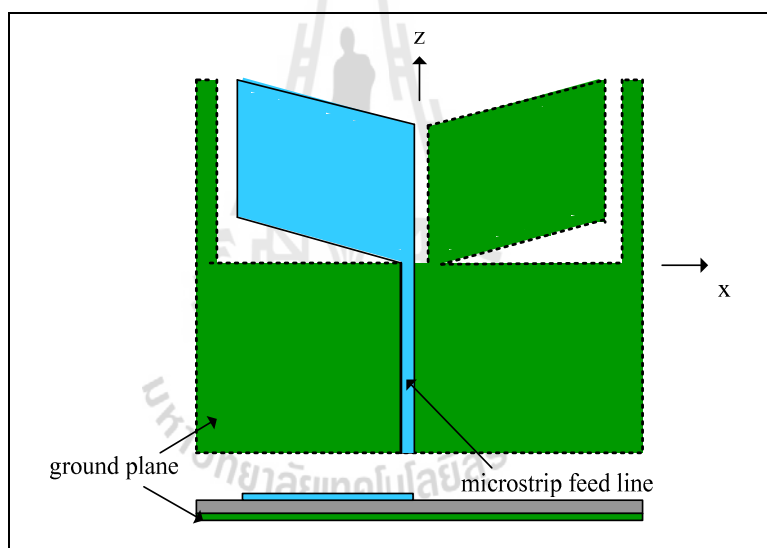
ในระบบของการสื่อสารนั้นองค์ประกอบในระบบได้ทำหน้าที่ และมีความสำคัญแตกต่างกันออกไป ถ้ากล่าวถึงเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่มีการพัฒนาเพื่อตอบสนองการขยายตัวของผู้ใช้บริการอินเทอร์เน็ตทั่วโลก หลายประเทศได้กำหนดเป็นนโยบาย (Broadband policy) เพื่อให้ประชาชนสามารถใช้บริการอินเทอร์เน็ตได้อย่างทั่วถึง เพราะทุกวันนี้การเข้าถึงข้อมูลเป็นสิ่งจำเป็นใครที่มีข้อมูลมากกว่า และเร็วกว่าจะเป็นผู้ได้เปรียบในการตัดสินใจในเรื่องต่างๆ โดยเฉพาะทางด้านธุรกิจ ลักษณะการให้บริการบรอดแบนด์ไร้สายแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ บริการบรอดแบนด์ไร้สายประจำที่ (Fixed Wireless Broadband) และบริการบรอดแบนด์เคลื่อนที่ (Mobile Broadband) การให้บริการบรอดแบนด์ไร้สายประจำที่เป็นการให้บริการเช่นเดียวกับการให้บริการบรอดแบนด์ตามสายเพียงแต่ใช้คลื่นวิทยุเป็นสื่อในการรับส่งข้อมูล ผู้ใช้ต้องมีสายอากาศ และอยู่ประจำที่หรือผู้ใช้อาจเคลื่อนย้ายตำแหน่งอย่างช้า ๆ (nomadic) ขณะรับส่งข้อมูล เนื่องจากข้อจำกัดของสมรรถนะทางเทคโนโลยีของบรอดแบนด์ไร้สายประจำที่ จึงทำให้มีการพัฒนาเทคโนโลยีเพื่อให้ผู้ใช้สามารถใช้บริการบรอดแบนด์ขณะเคลื่อนที่ และยังมีการพัฒนาต่อไปอย่างไม่หยุดยั้งในอนาคต ซึ่งองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญคือสายอากาศ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับ และส่งสัญญาณที่ถูกเลือกมาใช้เพื่อให้เกิดความเหมาะสม และตอบสนองต่อความต้องการของระบบอย่างลงตัวที่สุดซึ่งได้มีการพัฒนา และปรับปรุงมาโดยตลอด เพื่อให้สายอากาศเกิดประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อมากที่สุด สายอากาศทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศ และในทางกลับกันยังทำหน้าที่ในการแปลง

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไปการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึงการใช้งานเป็นสำคัญ เนื่องจากการใช้งานที่ต่างกันย่อมมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันตามไปด้วย สำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานในเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายคือ สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศแบบสัญญาณต่ำ (low-profile antenna) โดยแบ่งโครงสร้างออกเป็นสามส่วน คือ ส่วนบนที่เป็นส่วนของการกระจายคลื่น โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก วงกลมหรืออื่น ๆ แล้วแต่การออกแบบเพื่อนำไปใช้งาน โดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำ ส่วนสุดท้ายเป็นระนาบกราวด์ สายอากาศดังกล่าวจะมีแบนด์วิดท์แคบ [1] - [2] สายอากาศอีกประเภทหนึ่งที่นิยมใช้งานในเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายคือ สายอากาศไดโพล (dipole antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน สามารถนำมาปรับเปลี่ยนรูปร่างตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ต่อมาจึงเกิดแนวความคิดในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งลัดวงจรบนระนาบตัวสะท้อน [3] ซึ่งมีการป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศ ข้อดีของสายอากาศ คือ บีมวิดธ์กว้าง แต่มีข้อเสียคือ อัตราขยายต่ำ สำหรับสายอากาศไดโพลพับ (folded dipole) [4] ถูกออกแบบบนแผ่น FR4 ซึ่งประกอบด้วยส่วนบนเป็นตัวนำจะทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่น ด้านหลังจะเป็นระนาบกราวด์ โครงสร้างสายอากาศด้านบนและด้านหลังที่เป็นส่วนของกราวด์จะถูกคั่นด้วยไดอิเล็กตริก และยังพบว่า เมื่อระนาบกราวด์มีขนาดเล็ก ๆ จะส่งผลให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์กว้าง และมีอัตราขยายสูง แต่มีโครงสร้างขนาดใหญ่ ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบบนระนาบกราวด์คั่นกลางระหว่างสายอากาศไดโพลพับ [5] ทำให้สายอากาศมีโครงสร้างขนาดเล็ก กรณีที่ต้องการใช้สายอากาศตัวเดียวในการแผ่กระจายพลังงานให้บริการได้ระยะไกล สายอากาศไดโพลพับจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาปรับเปลี่ยนรูปร่างเพื่อลดข้อเสียดังกล่าว และส่งผลต่ออัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูงขึ้น มีโครงสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน แข็งแรง และราคาถูก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สายอากาศสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์ต้องการ ผู้วิจัยจึงเกิดแนวความคิดในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ

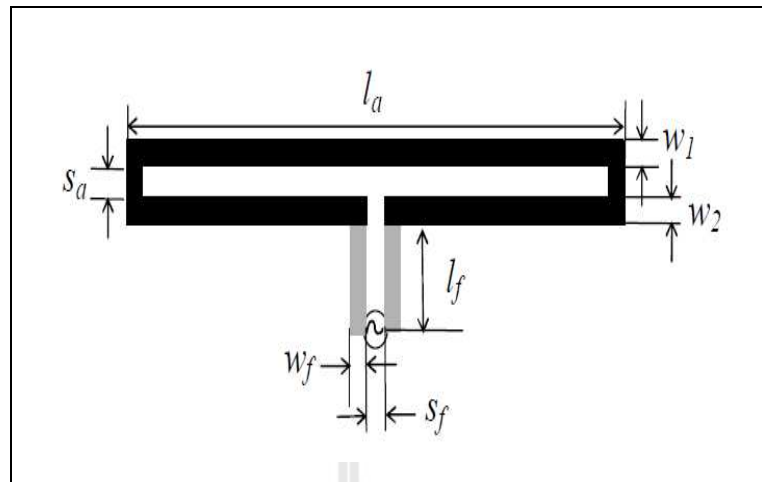
## 2.2 ปรัชญาวิศวกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

### 2.2.1 สายอากาศไดโพล

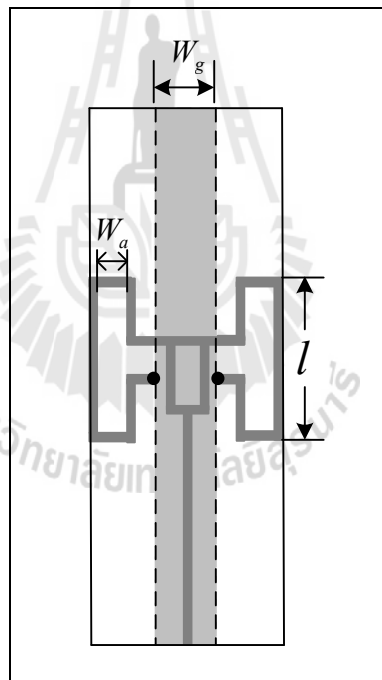
สายอากาศไดโพลได้มีการนำมาประยุกต์ใช้สำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์ (WiMAX) เนื่องจากมีโครงสร้างเรียบง่าย และไม่ซับซ้อน สายอากาศไดโพลเป็นส่วนหนึ่งของสายอากาศไดโพลมักออกแบบให้มีความยาวเท่ากับ  $\lambda/2$  ในปัจจุบันสายอากาศไดโพลได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายได้แก่ เทคนิคการปรับปรุงรูปร่างของสายอากาศไดโพลให้เป็นรูปร่างต่าง ๆ เช่น สายอากาศแบบสองแขน [6] ดังรูปที่ 2.1 เทคนิคต่อมาเป็นการเพิ่มแบนด์วิธของสายอากาศด้วยการป้อนสัญญาณแบบเส้น (feed line) [7] ดังรูปที่ 2.2 นอกจากนี้ [8] ได้กล่าวถึงการเพิ่มระนาบกราวด์ที่ด้านหลังของสายอากาศ ในการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ดังรูปที่ 2.3 เป็นต้น



รูปที่ 2.1 สายอากาศแบบสองแขน



รูปที่ 2.2 สายอากาศที่มีการป้อนสัญญาณแบบเส้น



รูปที่ 2.3 การเพิ่มระนาบกราวด์ที่ด้านหลังของสายอากาศ

จากงานปริญญานิพนธ์ที่ได้อ่านมาข้างต้น สายอากาศไดโพลพับยังคงเป็นที่สนใจ และถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายจากอดีตจนถึงปัจจุบัน

## 2.2.2 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศ

จากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ส่งผลให้ความต้องการในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศมีมากขึ้นตามไปด้วย ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า [9] จึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก และถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเป็นตัวสะท้อนเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ ดังปริทัศน์วรรณกรรมที่จะกล่าวถึงคือ การจัดวางช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพล [10] ช่วยเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้น การจัดวางช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไมโครสตริป [11] สายอากาศไมโครสตริปจะทำหน้าที่เป็นตัวกระตุ้นให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน เมื่อคลื่นเดินทางไปตกกระทบกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการกลับเฟส ซึ่งเกิดจากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปทำให้ประสิทธิภาพลดลง จะสังเกตเห็นว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ายังคงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เนื่องจากมีข้อดี คือ มีสภาพเจาะจงทิศทางสูง มีระดับพูข้าง (side lobe) ต่ำและมีโครงสร้างเรียบง่าย [12] - [13]

จึงวิเคราะห์ได้ว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ โดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้น

## 2.3 สรุป

ตามเนื้อหาที่ได้กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศไดโพลพบยังคงเป็นที่นิยมนำมาดัดแปลงโครงสร้างเพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพที่สูงขึ้น อีกทั้งยังสามารถนำมาเพิ่มอัตราขยายด้วยการวางช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศ ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น

## บทที่ 3

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณหรือท่อนำคลื่นให้แพร่กระจายออกสู่อากาศและในทางตรงกันข้าม จะทำหน้าที่รับคลื่นที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลางให้เข้ามาอยู่ในท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ การศึกษารูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความสำคัญ ในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติที่เหมาะสมของสายอากาศที่จะเป็นสายอากาศสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์ (WiMAX) นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศไดโพล สายอากาศไดโพลพับ รวมถึงทฤษฎีการแมตซ์อิมพีแดนซ์และทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอีกด้วย

#### 3.1 คุณสมบัติที่ดีของสายอากาศสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์

##### 3.1.1 เทคโนโลยีไวแมกซ์

###### (Worldwide Interoperability for Microwave Access : WiMAX)

เทคโนโลยีไวแมกซ์ซึ่งเป็นเทคโนโลยีบรอดแบนด์ไร้สายความเร็วสูงรุ่นใหม่ที่ถูกพัฒนาขึ้นมาบนมาตรฐาน IEEE 802.16 และต่อมาก็ได้มีการพัฒนามาเป็นมาตรฐาน IEEE802.16a โดยได้อนุมัติออกมาเมื่อ ค.ศ. 2004 โดยสถาบันวิศวกรรมไฟฟ้า และอิเล็กทรอนิกส์ หรือ IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) ซึ่งมีรัศมีทำการที่ 30 ไมล์ หรือเป็นระยะทางประมาณ 50 กิโลเมตร ซึ่งนั่นหมายความว่า ไวแมกซ์สามารถให้บริการได้ไกลกว่าระบบโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ 3G ถึง 10 เท่า ยิ่งกว่านั้นก็ยังมีอัตราเร็วในการส่งผ่านข้อมูลสูงสุดถึง 75 เมกะบิตต่อวินาที ซึ่งเร็วกว่า 3G ถึง 10 เท่าทีเดียว โดยมาตรฐาน IEEE 802.16a มีความสามารถในการส่งกระจายสัญญาณจากจุดเดียวไปยังหลายจุด (point-to-multipoint) ได้พร้อม ๆ กันโดยสามารถรองรับการทำงานในแบบไม่เป็นเส้นตรง (Non-Line-of-Sight : NLOS) ได้ แม้กระทั่งมีสิ่งกีดขวาง เช่น ต้นไม้ หรือ อาคาร ได้เป็นอย่างดี ส่งผลให้ไวแมกซ์สามารถช่วยให้ผู้ที่ใช้งานสามารถขยายเครือข่ายเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ตได้กว้างขวางด้วยรัศมีทำการถึง 31 ไมล์ หรือประมาณ 48 กิโลเมตร และยังสามารถใช้งานร่วมกับอุปกรณ์มาตรฐานชนิดอื่น ๆ ที่ออกมาก่อนหน้านี้ได้เป็นอย่างดี



จากจุดเด่นการทำงานของไวแมกซ์ข้างต้น ทำให้เทคโนโลยีตัวนี้สามารถตอบสนองความต้องการของการเชื่อมต่อเครือข่ายอินเทอร์เน็ตให้กับพื้นที่ที่ห่างไกล ที่สายเคเบิลไม่สามารถลากไปถึงได้เป็นอย่างดี ตลอดจนเพิ่มความสะดวกสบายและประหยัดสำหรับการขยายเครือข่ายในเมืองที่มีอยู่แล้วได้ เนื่องจากไม่ต้องลงทุนขุดถนนเพื่อวางสายเคเบิลใยแก้วใหม่ ซึ่งประโยชน์ดังกล่าวนี้ ทำให้เราสามารถนำไวแมกซ์ไปประยุกต์เพื่อลดช่องว่างของเทคโนโลยีในพื้นที่ห่างไกลที่เทคโนโลยีเข้าไม่ถึง ตลอดจนสนองความต้องการการใช้งานบรอดแบนด์ไร้สายในเมืองที่มีพื้นที่แออัดได้อย่างสะดวกรวดเร็วและมีค่าใช้จ่ายที่ประหยัดกว่าการติดตั้งเครือข่ายในแบบวางสายสัญญาณที่ใช้งานกันอยู่ ตารางที่ 3.1 แสดงการเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายในรูปแบบต่าง ๆ

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบเทคโนโลยีไร้สายในรูปแบบต่าง ๆ

เทคโนโลยี	มาตรฐาน	เครือข่าย	อัตราเร็ว	ระยะทาง	ความถี่
WiFi	IEEE 802.11a	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	100 เมตร	5 GHz
WiFi	IEEE 802.11b	WLAN	สูงสุด 11 Mbps	100 เมตร	2.4 GHz
WiFi	IEEE 802.11g	WLAN	สูงสุด 54 Mbps	6.4-10 กิโลเมตร	2.4 GHz
WiMAX	IEEE 802.16d	WMAN	สูงสุด 75 Mbps	1.6-5 กิโลเมตร	Sub 11 GHz
WiMAX	IEEE 802.16e	Mobile WMAN	สูงสุด 30 Mbps	1.6-8 กิโลเมตร	2-6 GHz
WCDMA/ UMTS	3G	WMAN	สูงสุด 2/10 Mbps	1.6-8 กิโลเมตร	1800, 1900, 2100 MHz
CDMA2000	3G	WMAN	สูงสุด 2.4 Mbps	1.6-8 กิโลเมตร	400, 800, 900, 1700, 1800, 1900 2100 MHz
EDGE	2.5G	WMAN	สูงสุด 348 Kbps	1.6-5 กิโลเมตร	1900 MHz
UWB	IEEE 802.15.3a	WPAN	110-480 Mbps	10 เมตร	7.5 GHz

### 3.1.2 มาตรฐานของเทคโนโลยีไวแมกซ์

มาตรฐานของเทคโนโลยีไวแมกซ์ในปัจจุบันมีดังนี้

#### IEEE 802.16-2001

เป็นมาตรฐานเดียวที่สนับสนุนในแบบแนวเส้นตรง (Line of Sight : LoS) ให้ระยะทางการเชื่อมโยง 1.6-4.8 กิโลเมตร ใช้งานในช่วงความถี่ที่สูงมากคือ 10-66 GHz

#### IEEE 802.16a

เป็นมาตรฐานที่ใช้งานในช่วงความถี่ 2-11 GHz ซึ่งเกิดจากการปรับปรุงคุณสมบัติเด่นของ IEEE 802.16 คือคุณสมบัติการรองรับการทำงานแบบไม่เป็นเส้นตรง สามารถทำงานได้เมื่อมีสิ่งกีดขวางอยู่ เช่น ต้นไม้ อาคาร ตึกสูง ๆ กำแพง ฯลฯ นอกจากนี้ยังช่วยให้ขยายระบบโครงข่ายเชื่อมต่อไร้สายความเร็วสูงได้อย่างกว้างขวางรัศมีไกลประมาณ 50 กิโลเมตรและมีอัตราความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 75 เมกะบิตต่อวินาทีสามารถรองรับการเชื่อมต่อกับระบบโครงข่ายที่ใช้สายได้ถึงกว่า 60 ช่องสัญญาณนอกจากนั้นยังรองรับการเชื่อมต่อแบบดีเอสแอลได้อีกหลายร้อยครัวเรือนพร้อมกัน โดยไม่เกิดปัญหาในการใช้งานแต่อย่างใดถือเป็นเทคโนโลยีที่ทำให้เกิดประโยชน์เป็นอย่างมาก

#### IEEE 802.16-2004

เป็นมาตรฐานที่พัฒนาโดยเป็นการรวมมาตรฐานต่าง ๆ เข้าด้วยกันคือ IEEE 802.16a, 802.16c, 802.16d ซึ่งสามารถใช้งานที่ความถี่ 2-66 GHz ใช้ได้ในรัศมีไกลถึง 30 ไมล์ หรือประมาณ 50 กิโลเมตร

#### IEEE 802.16e

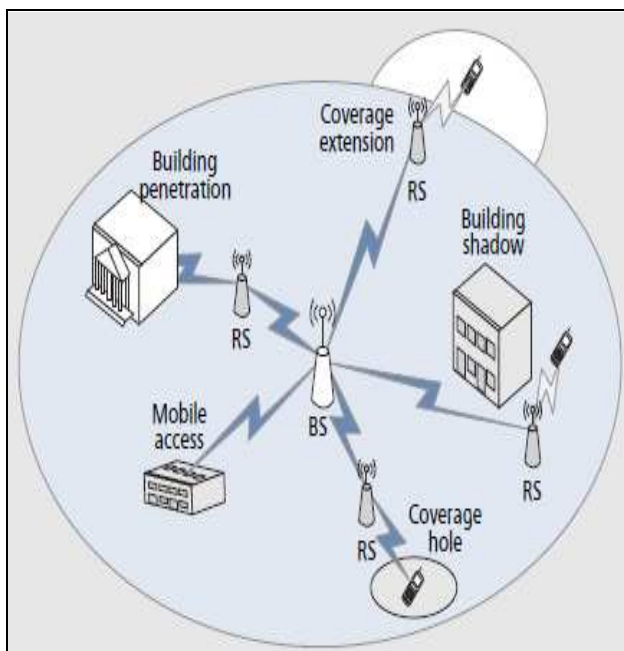
เป็นมาตรฐานที่ถูกออกแบบมาเพื่อสนับสนุนการใช้งานร่วมกับอุปกรณ์พกพาต่าง ๆ เช่น โน้ตบุ๊ก พีดีเอ เป็นต้น ในย่านความถี่ 2-6 GHz สามารถใช้ได้ ในรัศมี 1.6-4.8 กิโลเมตรมีคุณภาพในการสื่อสารที่ดีและมีเสถียรภาพขณะใช้งานหรือเคลื่อนที่อย่างช้า ๆ

#### IEEE 802.16j

เป็นมาตรฐานที่ถูกพัฒนาต่อเติมมาจาก IEEE 802.16e โดยการเพิ่มสถานีถ่ายทอด (Relay Station : RS) เป็นอุปกรณ์สื่อกลางระหว่างสถานีฐานกับอุปกรณ์ของผู้ใช้บริการ สามารถลดจำนวนของสถานีฐานลง และลดมูลค่าการลงทุนก่อสร้างเครือข่ายได้

ดังนั้นสายอากาศที่ดีสำหรับสถานีฐานไวแมกซ์ตามมาตรฐาน IEEE 802.16j จะต้องเป็นสายอากาศแบบเจาะจงทิศทาง (Direction Antenna) และมีอัตราขยายสูง ทำหน้าที่ส่งต่อสัญญาณให้กับสถานีถ่ายทอดโดยตรง และสถานีถ่ายทอดจะทำหน้าที่ส่งต่อสัญญาณไปยังผู้ใช้บริการ ซึ่งโครงสร้างการทำงานของมาตรฐาน IEEE 802.16j แสดงดังรูปที่ 3.1 จะเห็นได้ว่า

มาตรฐาน IEEE 802.16j ถูกออกแบบเพื่อให้พื้นที่ห่างไกลในท้องถิ่นทุรกันดาร (Rural Area) สามารถเข้าถึงเครือข่ายโทรคมนาคมความเร็วสูงได้ โดยเมื่อสิ้นสุดข่ายโทรคมนาคมพื้นฐาน เช่น โทรศัพท์บ้าน หรือโทรศัพท์เคลื่อนที่ ก็จะใช้ไวแมกซ์กระจายอินเทอร์เน็ตไร้สายความเร็วสูงเข้าสู่พื้นที่สุดท้าย (Last Mile Connection)



รูปที่ 3.1 โครงสร้างการทำงานของมาตรฐาน IEEE 802.16j

วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีแบบรูปการแผ่พลังงานแบบเจาะจงทิศทาง (directional antenna) และมีอัตราขยายสูง ขนาดเล็ก สำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นสถานีฐานไวแมกซ์ตามมาตรฐาน IEEE 802.16j ที่ช่วงแถบความถี่ 5.725-5.825 GHz

### 3.1.3 การจัดสรรความถี่สำหรับประเทศไทย

การจัดสรรความถี่สำหรับไวแมกซ์ในประเทศไทยพิจารณาจัดสรรความถี่ 3 แถบความถี่วิทยุคือ 2.5 GHz 3.5 GHz 5 GHz สรุปได้ดังนี้

สถานะการจัดสรรความถี่สำหรับประเทศไทยในแถบความถี่ 2.5 GHz

แถบความถี่ 2.3-2.4 GHz

แถบความถี่นี้ได้มีการกำหนดในการให้บริการแบบประจำที่ (Fixed Service) และแบบเคลื่อนที่ (Mobile Service) ในตารางกำหนดความถี่วิทยุแห่งชาติ (National Table of Frequency Allocation) ปัจจุบันแถบความถี่นี้มีการใช้งานของกิจการเชื่อมโยงแบบประจำที่

(Fixed Links) แถบความถี่นี้สามารถนำมาจัดสรรสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์แบบขออนุญาต (Licensed) โดยมีการประสานงานด้านสัญญาณรรบวงกับกิจการเชื่อมโยงแบบประจำที่

#### แถบความถี่ 2.5-2.69 GHz

แถบความถี่นี้ได้มีการกำหนดในการให้บริการแบบประจำที่ และแบบเคลื่อนที่ ในตารางกำหนดความถี่วิทยุแห่งชาติในประเทศไทย แถบความถี่นี้ถูกนำไปใช้ในบริการกระจายสัญญาณแบบหลายจุดหลายช่อง (Multichannel Multipoint Distribution Service : MMDS) ระหว่างแถบความถี่ 2.504-2.688 GHz สำหรับบริการกระจายสัญญาณแบบหลายจุดหลายช่องในกรุงเทพมหานคร และปริมณฑล และแถบความถี่ 2.572-2.6 GHz สำหรับบริการกระจายสัญญาณแบบหลายจุดหลายช่องในต่างจังหวัด บริการกระจายสัญญาณแบบหลายจุดหลายช่องในกรุงเทพมหานครมีการใช้งานในปริมาณน้อย และไม่คุ้มค่า ส่วนบริการกระจายสัญญาณแบบหลายจุดหลายช่องในต่างจังหวัดไม่มีการใช้งานอยู่เลย นอกจากนี้ในแถบความถี่นี้ยังมีการใช้งานของกิจการเชื่อมโยงแบบประจำที่ ซึ่งได้รับการจัดสรรออกไปจำนวนไม่มาก ดังนั้นจึงเสนอแนวทางในการเรียกคืนความถี่ของบริการกระจายสัญญาณแบบหลายจุดหลายช่องที่ไม่มีการใช้งานกลับมา แถบความถี่นี้สามารถนำมาจัดสรรสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์แบบขออนุญาต โดยมีการประสานงานด้านสัญญาณรรบวงกับกิจการเชื่อมโยงแบบประจำที่

#### สถานะการจัดสรรความถี่สำหรับประเทศไทยในแถบความถี่ 3.5 GHz

##### แถบความถี่ 3.4-4.2 GHz

ในตารางกำหนดความถี่วิทยุแห่งชาติได้มีการกำหนดการใช้งานของแถบความถี่นี้ในกิจการดาวเทียมคือ แถบความถี่ 3.4-3.7 GHz สำหรับดาวเทียมไทยคม 3 ในทิศทางขาลง (Down or Space-to-Earth) และแถบความถี่ 3.7-4.2 GHz สำหรับดาวเทียมไทยคม 1 2 และ 3 ในทิศทางขาลง (Down or Space-to-Earth) ดาวเทียมไทยคมได้มีการใช้งานครอบคลุมตลอดทั้งแถบความถี่ 3.7-4.2 GHz ในทิศทางขาลง ดังนั้นถ้ามีการจัดสรรความถี่สำหรับไวแมกซ์บนแถบความถี่นี้ ไวแมกซ์จะไม่ได้รับผลกระทบด้านสัญญาณรรบวงจากดาวเทียมเพราะความแรงของสัญญาณดาวเทียมไม่สูง แต่สถานีฐานของดาวเทียมจะได้รับการรบกวนจากกิจการไวแมกซ์

#### สถานะการจัดสรรความถี่สำหรับประเทศไทยในแถบความถี่ 5 GHz

##### แถบความถี่ 5.15-5.25 GHz

ตารางกำหนดความถี่วิทยุแห่งชาติได้กำหนดแถบความถี่นี้สำหรับหลายกิจการรวมทั้งกิจการแบบเคลื่อนที่ หรืออุปกรณ์สื่อสารไร้สายที่ใช้งานภายในอาคาร โดยจำกัดกำลังส่งสูงสุดไม่เกิน 200 mW (E.I.R.P) เนื่องจากกำลังส่งสูงสุดเพียง 200 mW ไม่เหมาะแก่การใช้งานในระบบไวแมกซ์ ดังนั้นแถบความถี่นี้จึงไม่อยู่ในข่ายของการพิจารณาแถบความถี่สำหรับไวแมกซ์

### แถบความถี่ 5.25-5.35 GHz

ตารางกำหนดความถี่วิทยุแห่งชาติได้กำหนดแถบความถี่นี้สำหรับหลายกิจกรรม รวมทั้งกิจการแบบเคลื่อนที่ หรืออุปกรณ์สื่อสารไร้สายที่ใช้งานภายในอาคาร โดยจำกัดกำลังส่งสูงสุดไม่เกิน 200 mW (E.I.R.P) เนื่องจากกำลังส่งสูงสุดเพียง 200 mW ไม่เหมาะแก่การใช้งานในระบบไวแมกซ์ ดังนั้นแถบความถี่นี้จึงไม่อยู่ในข่ายของการพิจารณาแถบความถี่สำหรับไวแมกซ์

### แถบความถี่ 5.47-5.725 GHz

ตารางกำหนดความถี่วิทยุแห่งชาติได้กำหนดแถบความถี่นี้สำหรับหลายกิจกรรม รวมทั้งกิจการแบบเคลื่อนที่ ที่มีกำลังส่งสูงสุดไม่เกิน 1 W (E.I.R.P) ปัจจุบันแถบความถี่นี้มีการใช้งานของกิจการของกองทัพอากาศ สำหรับประเทศไทยแถบความถี่นี้สามารถนำมาจัดสรรสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์แบบไม่ต้องขออนุญาต (Unlicensed) โดยจำกัดกำลังส่งสูงสุดไม่เกิน 1 W (E.I.R.P) ได้ เนื่องจากมีผลกระทบต่อสัญญาณรบกวนน้อยต่อกิจการของกองทัพอากาศ

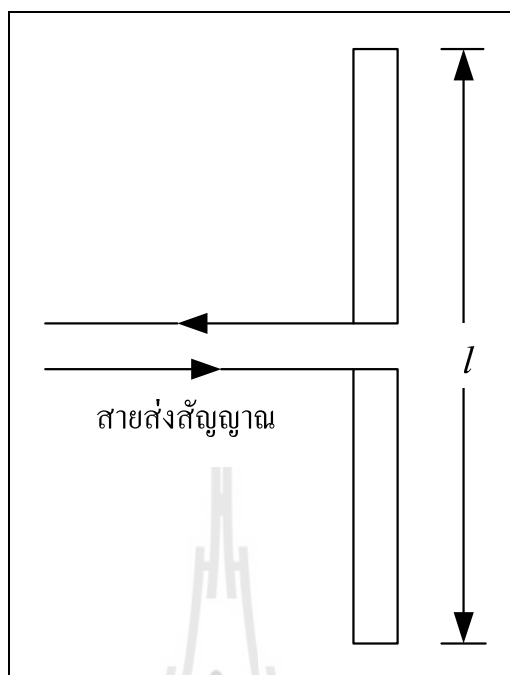
### แถบความถี่ 5.725-5.825 GHz

ตารางกำหนดความถี่วิทยุแห่งชาติได้กำหนดแถบความถี่นี้สำหรับหลายกิจกรรมแบบประจำที่ และแบบเคลื่อนที่ หรืออุปกรณ์สื่อสารไร้สายที่ใช้งานภายนอกอาคาร โดยกำหนดกำลังส่งสูงสุดไม่เกิน 4 W (E.I.R.P) ดังนั้นการใช้งานที่เหมาะสมสำหรับเทคโนโลยีไวแมกซ์ซึ่งสถานีฐานติดตั้งอยู่ภายนอกอาคารจะอยู่ในช่วงแถบความถี่นี้

## 3.2 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล

### 3.2.1 สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ

สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่ง่ายที่สุดมีส่วนประกอบเป็นเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว  $l$  วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 3.1 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต่อเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อ เครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณนี้จะไหลไปยังขั้วหนึ่งของสายอากาศไดโพล และไหลกลับมายังอีกขั้วหนึ่งของสายอากาศไดโพลดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของสายอากาศไดโพล การแจกแจงของกระแส (Current Distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (Magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่นๆ บนตัวไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของสายอากาศไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 3.2 สายอากาศไดโพล

สายอากาศไดโพลครึ่งคลื่น (Half-Wavelength Dipole) เป็นสายอากาศเส้นลวดตรงที่อยู่ในกลุ่มของสายอากาศไดโพลแบบความยาวจำกัด ที่นิยมใช้กันมาก เป็นไดโพลที่มีความยาวเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นที่ใช้งาน  $l = \lambda/2$  มีความต้านทานการแผ่พลังงาน 73 โอห์ม ซึ่งสามารถคำนวณหาความเข้มขององค์ประกอบสนามไฟฟ้า (E-Field) และสนามแม่เหล็ก (H-Field) ที่แผ่ออกมาจากตัวไดโพลความยาวขนาดนี้ได้ดังนี้

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_0 e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left( \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right) \quad (3.1)$$

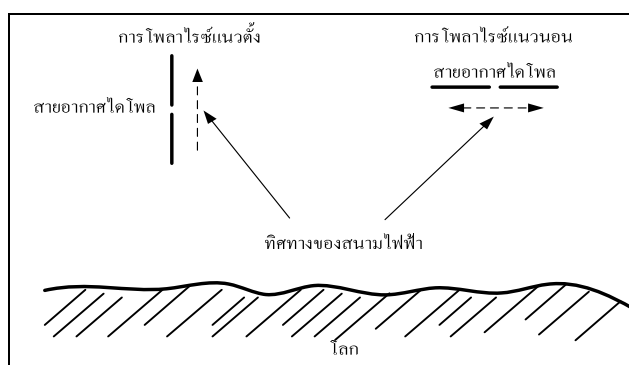
$$H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta} \quad (3.2)$$

สายอากาศไดโพลอุดมคติ (Ideal Dipole) เป็นสายอากาศสมมติ ซึ่งใช้ประโยชน์ในการศึกษาสายอากาศชนิดอื่นๆ สามารถพิจารณาให้เป็นส่วนประกอบเล็กๆ ของความยาวสายอากาศไดโพล (Infinitesimal Dipole) ที่มีการแจกแจงรูปของกระแสที่เท่ากันตลอดความยาวคุณลักษณะทาง

ทฤษฎีสายอากาศไดโพลในอุดมคติจะประมาณให้มีค่าทางไฟฟ้าเท่ากับสายอากาศไดโพลที่มีขนาด เล็กๆ

### 3.2.2 การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (Dipole Antenna Polarization)

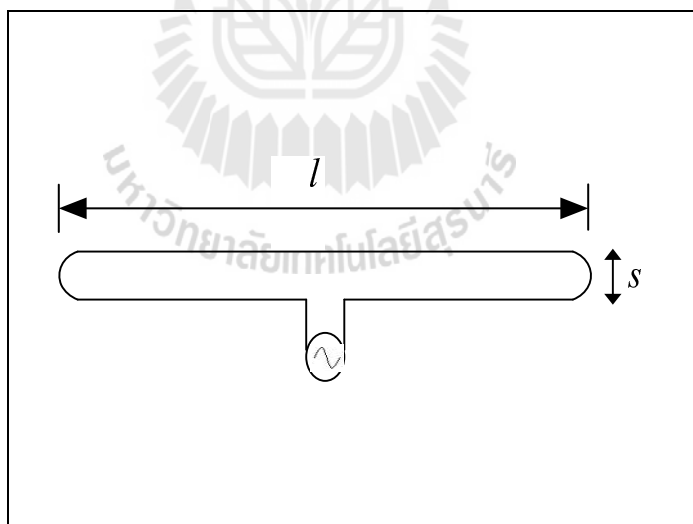
การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะใช้ในการอธิบายทิศทางของสนามไฟฟ้าของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศซึ่งถูกส่งออกไปโดยตัวสายอากาศในทิศทางซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดและวัดได้ในสนามระยะไกล สายอากาศจำนวนมากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) นั่นคือ ในหนึ่งรอบ (Cycle) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรง และยังถูกแบ่งออกเป็นการโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) ดังรูปที่ 3.3 นอกจากนี้ยังมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม (Circular) และแบบรูปวงรี (Elliptical) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบสายอากาศโดยให้มีการโพลาไรซ์แนวตั้งที่มีความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz บ่อยครั้งที่การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศเช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งอาจจะมีส่วนประกอบเพียงตัวเดียวหรือหลายตัววางขนานกันเช่น สายอากาศไดโพล และสายอากาศยาก็เราสามารถที่จะสมมติให้สนามไฟฟ้าซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศแต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกันแต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้างมาทำนายการโพลาไรซ์ได้เช่น สายอากาศปากแตร (Horn) สายอากาศแบบบ่วง (Loop) และสายอากาศแบบร่อง (Slit) เป็นต้น เพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ สิ่งสำคัญก็คือ สายอากาศที่ทำหน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเดียวกันกับการโพลาไรซ์ของสัญญาณที่ส่งมา หากเกิดการสูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดวางการโพลาไรซ์ไม่ถูกต้องเช่น สัญญาณที่รับได้เป็นการโพลาไรซ์ทางแนวตั้ง แต่สายอากาศที่ไว้รับมีการจัดการโพลาไรซ์ทางแนวนอน เรียกว่า เกิดการแยกการโพลาไรซ์ไขว้ (Cross Polarization Isolation)



รูปที่ 3.3 ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล

### 3.3 สายอากาศไดโพลพับ

สายอากาศไดโพลพับซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.4 เป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานกันมากตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยเฉพาะในระบบวิทยุสื่อสารและระบบการรับสัญญาณโทรทัศน์ สายอากาศชนิดนี้จะให้แบบรูปการแผ่พลังงานเหมือนกับสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงที่มีความยาว  $l$  เท่ากัน แต่จะมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้ามากกว่าสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงถึงสี่เท่า เมื่อสายอากาศมีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น  $l = \lambda/2$  ซึ่งโดยทั่วไปสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงจะมีความยาว  $\lambda/2 \leq l \leq \lambda$  เนื่องจากจะให้สภาพเจาะจงทิศทางดีที่สุดและไม่เกิดพู่ข้าง แต่ที่นิยมใช้กันมากก็คือ ที่ความยาว  $l = \lambda/2$  ซึ่งมีความต้านทานด้านเข้าเท่ากับ  $R_{in} = 73 \Omega$  ประเด็นสำคัญก็คือ สายอากาศแบบไดโพลเส้นลวดนี้จะไม่สามารถต่อใช้งานเข้ากับสายส่งแกนร่วม (Coaxial Transmission Line) โดยตรงได้เนื่องจากโครงสร้างของสนามที่เกิดขึ้นภายในสายแตกต่างกัน แต่สามารถนำไปต่อใช้งานกับสายส่งแบบสองสาย (Two-Wire Line/Twin Lead) ได้เพราะอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีค่าประมาณ  $300 \Omega$  ซึ่งใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศแบบไดโพลพับซึ่งมีค่าประมาณ  $300 \Omega$  ( $4 \times 73 = 292 \Omega$ ) เช่นเดียวกัน อย่างไรก็ตามการที่จะให้อิมพีแดนซ์มีค่าใกล้เคียงค่าดังกล่าวนี้จะต้องจัดระยะห่าง ( $s$ ) ระหว่างเส้นลวดไม่ให้เกิน  $0.05\lambda$

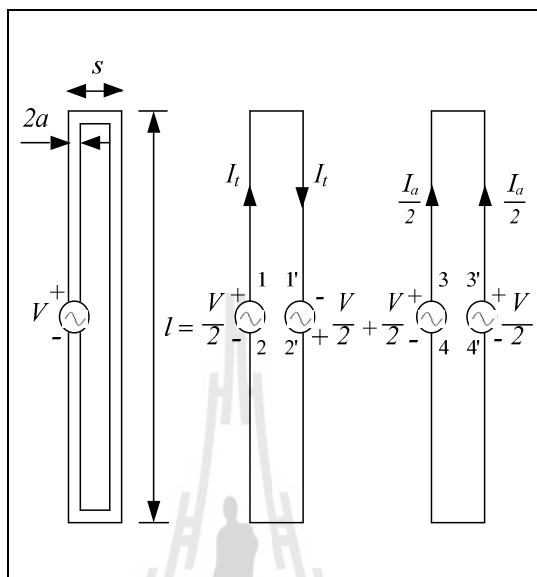


รูปที่ 3.4 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลพับ

การวิเคราะห์สายอากาศแบบไดโพลพับนั้น สามารถทำได้โดยการแยกกระแสที่เกิดขึ้นออกเป็นสองโหมคคือ โหมคของสายส่งและโหมคของสายอากาศ ซึ่ง (G.A.Thiele, 1980) ได้แสดง



วิธีการวิเคราะห์ในรูปแบบของการแปลงอิมพีแดนซ์แบบพับสี่ (Four-Folded Impedance Transformation) ซึ่งแสดงเป็นรูปจำลองสำหรับการวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 รูปจำลองสายอากาศแบบไดโพลพับสำหรับวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์

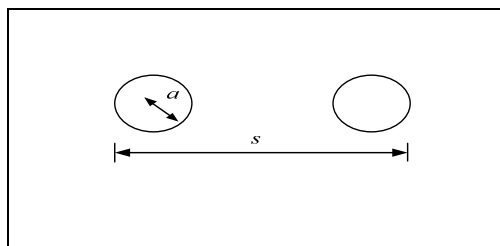
อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของไดโพลพับ  $Z_L$  ที่ขั้ว 1-1' และ 2-2' สามารถหาค่าได้เสมือนกับอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายส่งที่มีการลัดวงจรที่มีความยาว  $l/2$  ซึ่งแสดงได้ด้วยสมการ

$$Z_t = \left[ Z_0 \left( \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l/2)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l/2)} \right) \right]_{Z_L=0} \quad (3.3)$$

หรือเท่ากับ

$$Z_t = jZ_0 \tan(\beta l/2) \quad (3.4)$$

ในที่นี้กำหนดให้  $Z_0$  คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบสองสาย ซึ่งมีรัศมีของเส้นลวดเท่ากับ  $a$  และดูขวางให้อยู่ห่างกันเท่ากับระยะ  $s$  ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ภาพตัดขวางของสายส่งแบบสองสาย

ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{\eta}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{s}{2a} \right) = \frac{\eta}{\pi} \ln \left[ \frac{(s/2) + \sqrt{(s/2)^2 - a^2}}{a} \right] \quad (3.5)$$

และในกรณีที่สายอากาศแบบไดโพลพับซึ่งจะมีความยาว  $l \cong \lambda/2$  เสมอ จึงทำให้

$$Z_t(\lambda/2) = jZ_0 \tan(\pi/2) \rightarrow \infty \quad (3.6)$$

ถ้าเป็นกรณีที่  $l \neq \lambda/2$  สมการ (3.4) จะถูกนำมาใช้แทนโดยกระแสที่เกิดขึ้นในโหมคของสายส่งจะมีค่าเท่ากับ

$$I_t = \frac{V}{2Z_t} \quad (3.7)$$

ต่อไปจะเป็นการพิจารณาในโหมคของสายอากาศ โดยที่ขั้ว 3-3' และ 4-4' มีศักย์ไฟฟ้าที่เหมือนกัน ดังนั้นเมื่อถูกต่อเข้าด้วยกันจึงไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้นและสมมุติฐานต่อไปนี้ได้ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้า โดยที่ขนาดของรัศมีประสิทธิผลของไดโพลสมมูลมีค่าเท่ากับ

$$a_e = \sqrt{as} \quad (3.8)$$

ซึ่งถูกกระตุ้นด้วยแรงดันขนาด  $V/2$  และเนื่องจากกำหนดให้  $a \ll \lambda$  และ  $s \ll \lambda$  จึงสมมติให้อิมพีแดนซ์ของไดโพลสมมูล  $Z_a$  มีค่าเท่ากับไดโพลจิวที่มีความยาว  $l$  และถ้าความยาว  $l = \lambda/2$  ก็จะทำให้  $Z_a = 73 \Omega$  ดังนั้นกระแสที่เกิดขึ้นในโหมคของสายอากาศจึงมีค่าเท่ากับ

$$I_a = \frac{V}{2Z_a} \quad (3.9)$$

กระแสที่เกิดขึ้นบนแต่ละแขนของไดโพลสมมูลจึงมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_a}{2} = \frac{V}{4Z_a} \quad (3.10)$$

ดังนั้นกระแสรวมของสายอากาศแบบไดโพลพับที่ได้จากการรวมกันของทั้งสองโหมค ซึ่งปรากฏที่ขั้วด้านเข้าของไดโพลจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{in} = I_t + \frac{I_a}{2} = V \left( \frac{1}{2Z_t} + \frac{1}{4Z_a} \right) \quad (3.11)$$

หรือ

$$Z_{in} = \frac{4Z_t Z_a}{2Z_a + Z_t} \quad (3.12)$$

และหากกำหนดให้ความยาวของสายอากาศแบบไดโพลมีความยาว  $l = \lambda/2$  จะทำให้  $Z_t \rightarrow \infty$  และอิมพีแดนซ์ด้านเข้ามีค่าเท่ากับ

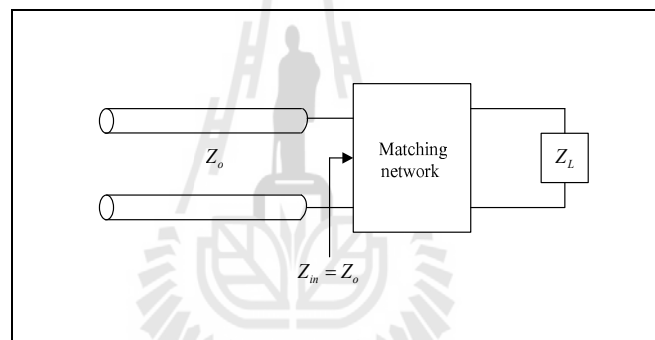
$$Z_{in} = 4Z_a \approx 292 \Omega \quad (3.13)$$

จากการที่สายอากาศแบบไดโพลพับมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าประมาณ  $300 \Omega$  จึงเหมาะที่จะต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแบบสองสายโดยตรง แต่สายนำสัญญาณที่จะต่อเข้ากับเครื่องมือวัดและทดสอบสายอากาศนั้นส่วนใหญ่จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $50 \Omega$  ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศให้มีค่าเท่ากับสายนำสัญญาณ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้เทคนิค

การแมตช์อิมพีแดนซ์แบบการแปลงคลื่นความยาว  $\lambda/4$  (quarter-wave transformers) โดยการป้อนกำลังด้วยเส้นไมโครสตริป เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายในการออกแบบและเหมาะกับการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่มีเฉพาะค่าจริงเท่านั้น

### 3.4 การแปลงอิมพีแดนซ์หรือการแมตช์วงจร

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงการแปลงอิมพีแดนซ์หรือการแมตช์วงจร ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปยังโหลดได้มากที่สุดหรือเพื่อลดการเกิดการสะท้อนที่โหลด ซึ่งการแมตช์วงจรคือ การทำให้อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้เทคนิคการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบการแปลงคลื่นความยาว  $\lambda/4$  (quarter-wave transformers) โดยการป้อนกำลังด้วยเส้นไมโครสตริป



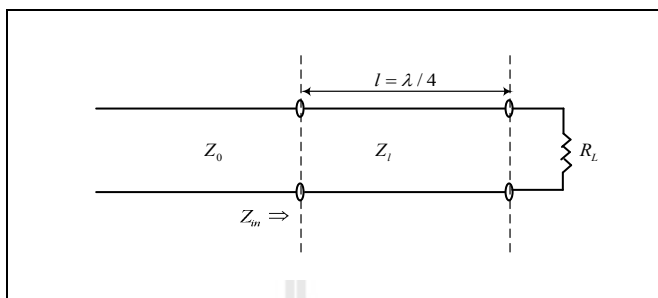
รูปที่ 3.7 การแมตช์อิมพีแดนซ์

การแมตช์โดยการแปลงคลื่นความยาว  $\lambda/4$  (quarter-wave transformers) มักนิยมใช้กับการแมตช์สายส่งเมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดที่นำมาต่อกับสายส่งมีค่าเฉพาะส่วนจริงเท่านั้น สำหรับวงจรการแมตช์แสดงดังรูปที่ 3.8 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ของส่วนที่นำเข้าไปแมตช์คือ

$$Z_i = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (3.14)$$

โดยความถี่ที่ใช้ในการออกแบบคือ  $f_0$  ซึ่งจะได้ความยาวของส่วนที่นำเข้าไปแมตช์เท่ากับ  $\lambda_0/4$  ดังนั้นเมื่อทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะสามารถหาความกว้างแถบได้คือ

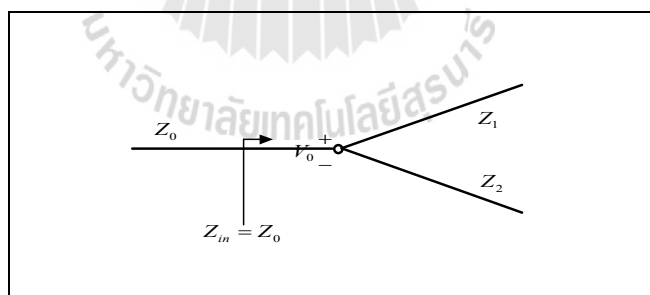
$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left( \frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - (\Gamma_m)^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right) \quad (3.15)$$



รูปที่ 3.8 การแมตซ์โดยการแปลงคลื่นความยาว  $\lambda/4$

### 3.5 ตัวแบ่งกำลังงาน (Power Divider)

ตัวแบ่งกำลังงาน (power divider) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการแบ่งกำลังจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (อุปกรณ์ภาคส่ง) จากหนึ่งพอร์ตด้านเข้าให้เป็นสองพอร์ตด้านเข้าตามจำนวนของสายอากาศไดโพลพับ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้หลักการของตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ของตัวแบ่งกำลังงานคือ  $Z_0$



รูปที่ 3.9 ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction

อิมพีแดนซ์ของตัวแบ่งกำลังงานคือ

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (3.16)$$

กำลังงานด้านเข้าคือ

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_0} \quad (3.17)$$

กำลังงานด้านออกคือ

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_1} \quad (3.18)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_2} \quad (3.19)$$

### 3.6 ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap : EBG)

ในช่วงหลายปีที่ผ่านมา อภิวัดหรือวัสดุเมธา (metamaterials) ได้รับความสนใจจากนักวิทยาศาสตร์วิศวกร และนักวิจัยเป็นอย่างมาก เนื่องจากอภิวัดมีคุณสมบัติพิเศษที่ไม่ปรากฏในวัสดุตามธรรมชาติ ไม่ว่าจะเป็นดัชนีหักเหเป็นลบ มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบหรือเข้าใกล้ศูนย์ นอกจากนี้อภิวัดยังชี้ให้เห็นถึงศักยภาพในการนำไปประยุกต์ใช้งานมากมายในอนาคต และเป็นสิ่งที่ท้าทายที่สำคัญที่มุ่งไปสู่การออกแบบอภิวัดสำหรับสายอากาศยุคใหม่ ทำให้เกิดสิ่งประดิษฐ์ และนวัตกรรมใหม่ ๆ ขึ้นตามมา

อภิวัดถูกนิยามว่าเป็นวัสดุประดิษฐ์เชิงวิศวกรรม ซึ่งมีคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยคุณสมบัติของวัสดุเหล่านั้นปกติเกิดจากโครงสร้างมากกว่าการจัดเรียง (composition) จากการผนวกกันของวัสดุขนาดเล็ก (ปกติจะมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมาก) เพื่อทำให้เกิดคุณสมบัติประสิทธิผลในระดับมาโคร (macroscopic) อย่างที่ทราบกันเป็นอย่างดี ตัวอย่างที่มีผลต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เกิดจากการผนวกตัวของ การเหนี่ยวนำของโมเมนต์ทางไฟฟ้า และแม่เหล็ก (electric and magnetic moments) ซึ่งผลกระทบในระดับมาโครจะอยู่ในรูปของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล (effective permittivity :  $\epsilon_{eff}$  and permeability :  $\mu_{eff}$ ) ของตัวกลางขนาดใหญ่ (bulk medium) ดังนั้นอภิวัดสามารถที่จะประกอบขึ้นจากการฝังของวัสดุประดิษฐ์หลายชนิดรวมตัวกันเข้าไปยังในตัวกลางหรือผิวของตัวกลางที่กำหนดซึ่งผู้ออกแบบสามารถเลือกพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างอิสระ ตัวอย่างเช่น คุณสมบัติต่าง ๆ ของตัวกลาง ขนาด รูปร่าง และส่วนประกอบที่จะใส่เข้าไปไม่ว่าจะเป็นความหนาแน่นหรือ

การจัดวางตำแหน่งเพื่อให้ได้ผลตอบสนองพิเศษทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่สามารถเกิดขึ้นจากวัสดุตามธรรมชาติทั่วไป

จากรูปที่ 3.10 เมื่อคลื่นระนาบเดินทางตกกระทบวัสดุที่มีความหนา  $d$  คลื่นส่วนหนึ่งจะเกิดการสะท้อน และคลื่นอีกส่วนหนึ่งสามารถผ่านไปได้ โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่น  $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$  มีค่า  $s_{11}$  และ  $s_{21}$  หาได้จาก [29] ดังนั้นสามารถหาค่า  $\epsilon_r$  และ  $\mu_r$  ได้ตาม [30]

$$\text{reflection} = s_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.20)$$

$$\text{transmission} = s_{21} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.21)$$

$$\epsilon_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - v_1}{1 + v_1} \quad (3.22)$$

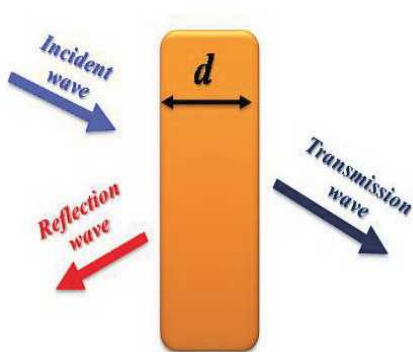
$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - v_2}{1 + v_2} \quad (3.23)$$

เมื่อ

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

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

$$k_0 = \omega / c$$



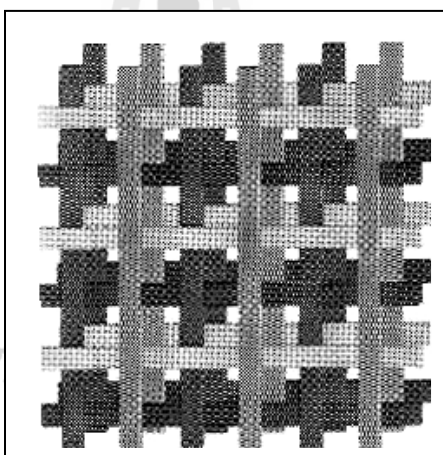
รูปที่ 3.10 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา  $d$

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap : EBG) เป็นหนึ่งในอภิวัดศุ ในปัจจุบัน โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งเป็นกลุ่มตามลักษณะทางเรขาคณิตได้ดังนี้

1) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ มีลักษณะเป็นปริมาตรเช่น เป็น โครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริกเป็นแท่งสี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้นและรวมชั้น โลหะที่มีลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกันแสดงดังรูปที่ 3.11

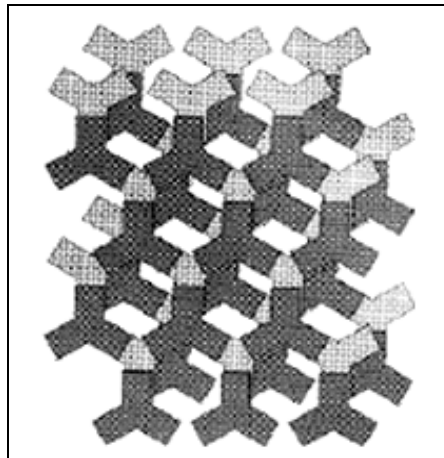
2) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ มีลักษณะเป็นพื้นผิวระนาบ เช่น โครงสร้างพื้นผิวแบบคล้ายดอกเห็ดและ โครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียวแสดงดังรูปที่ 3.12

3) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีลักษณะเป็นสายส่งเช่น โครงสร้างแบบไมโครสตริปร่วมกับหลุมที่วางเป็นคาบบนระนาบกราวด์และสายส่งที่ประกอบด้วย ทิศทางซ้ายมือและขวามือแสดงดังรูปที่ 3.13

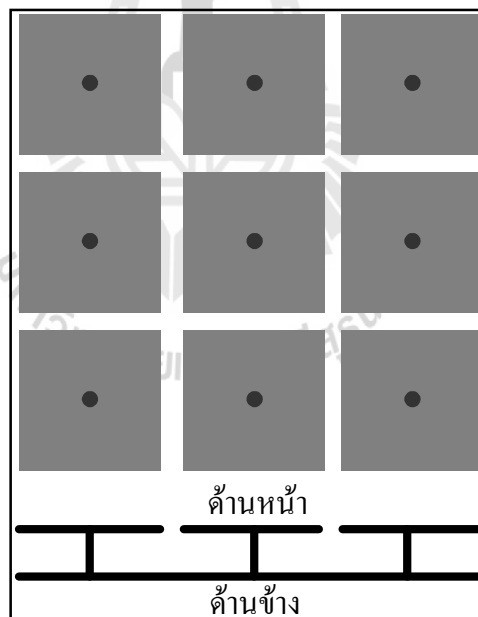


(ก) โครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริก เป็นแท่งสี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น รูปที่ 3.11 โครงสร้างแบบ 3 มิติ

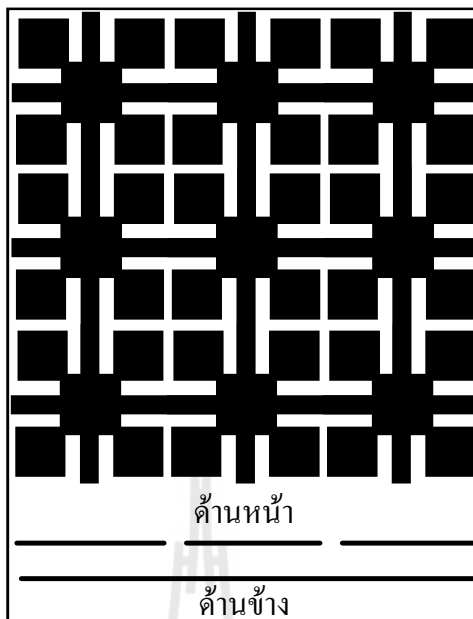




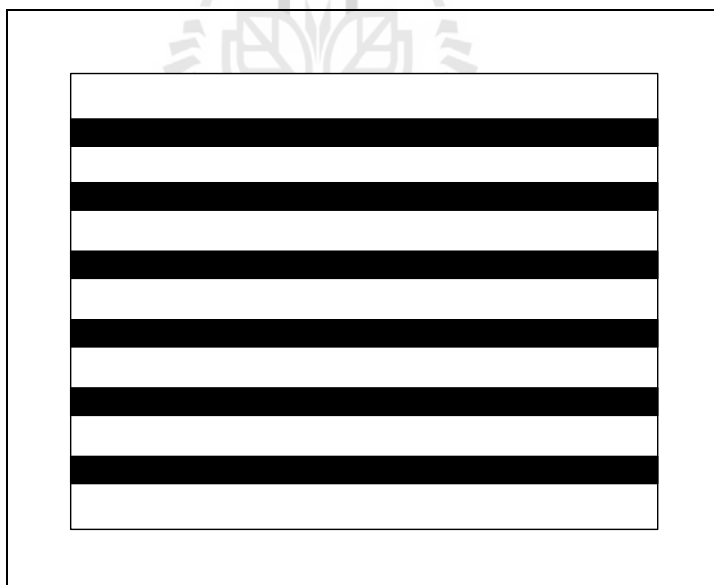
(ข) โครงสร้างแบบรวมชั้นโลหะที่มี  
ลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน  
รูปที่ 3.11 โครงสร้างแบบ 3 มิติ (ต่อ)



(ก) โครงสร้างพื้นผิวแบบคล้ายดอกเห็ด  
รูปที่ 3.12 โครงสร้างแบบ 2 มิติ



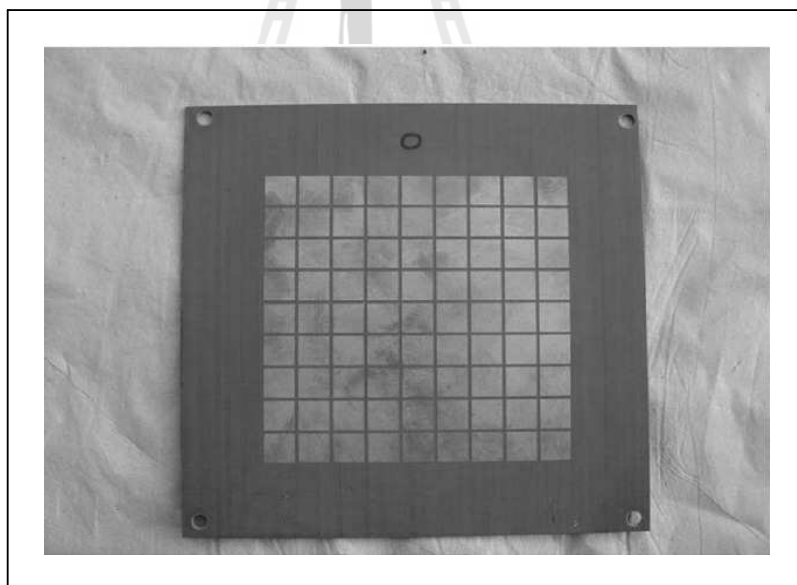
(จ) โครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว  
รูปที่ 3.12 โครงสร้างแบบ 2 มิติ (ต่อ)



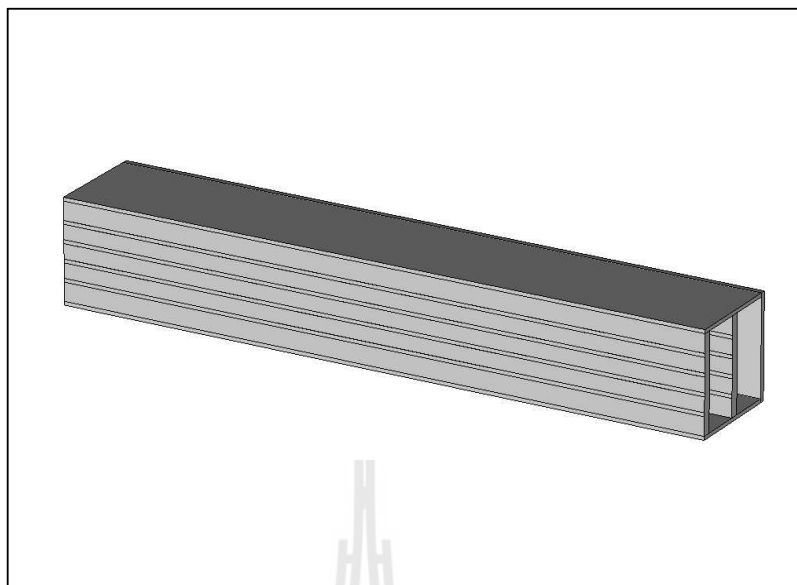
รูปที่ 3.13 โครงสร้างแบบ 1 มิติ

### 3.7 สายอากาศเรโซเนเตอร์สภาพเจาะจงทิศทางสูง (High Directive Resonator Antenna)

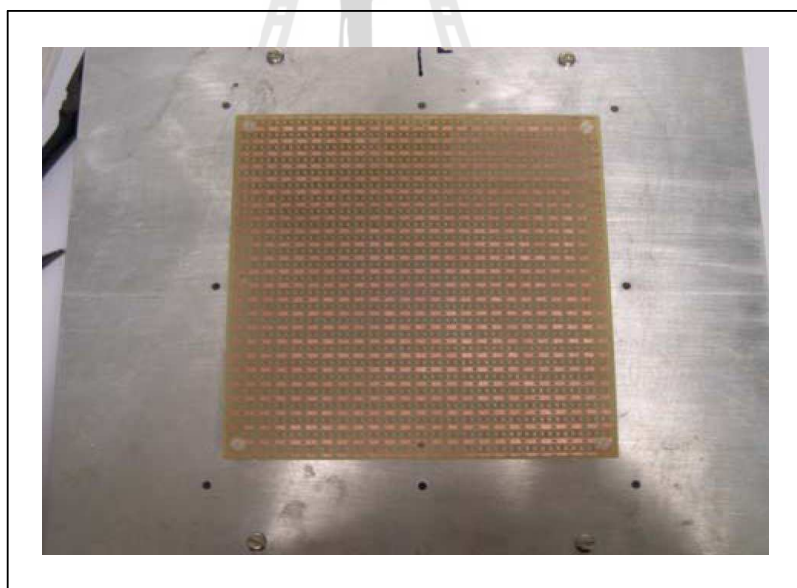
สายอากาศเรโซเนเตอร์ถูกออกแบบด้วยพื้นฐานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 1 มิติ ที่มีโครงสร้างเป็นแบบรายคาบและมีลักษณะเหมือนกัน ข้อบกพร่องที่นำไปสู่การสร้าง ความถี่เฉพาะในช่องว่างแถบของโครงสร้าง ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแผ่กระจายไปได้ใน โหมดที่โพรงช่องว่างทำงานคล้ายกับที่ว่างและตัวกรองความถี่ที่มีค่า Q factor สูง ถ้าแหล่งกำเนิด เริ่มต้นถูกยึดติดไว้กับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า มีความเป็นไปได้ว่ารูปแบบการแผ่ พลังงานในช่วงแถบความถี่ที่เราต้องการมีโครงสร้างของโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า อย่างหลากหลายรูปแบบ ซึ่งสามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีค่าสภาพ เจาะจงทิศทางสูง เช่น แผ่นโลหะไดอิเล็กตริกแบบชั้นเดียว [14-20] แสดงดังรูปที่ 3.14 แผ่นโลหะ แบบสองชั้นสร้างจากไดอิเล็กตริกหรือแท่งโลหะ [21-24] แสดงดังรูปที่ 3.15 และพื้นผิวเลือก ความถี่แบบหลายชั้น [25-28] แสดงดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.14 แผ่นโลหะไดอิเล็กตริกแบบชั้นเดียว



รูปที่ 3.15 แผ่นโลหะแบบสองชั้นสร้างจากไดอิเล็กตริกหรือแท่งโลหะ



รูปที่ 3.16 พื้นผิวเลือกความถี่แบบหลายชั้น

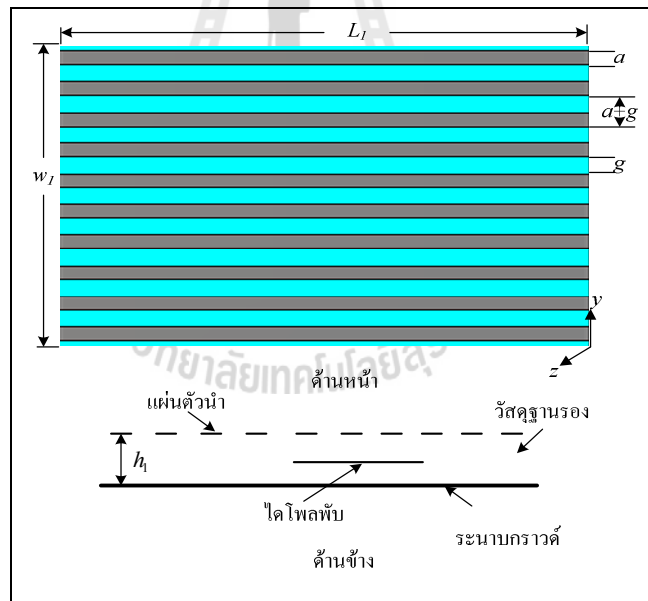
เนื่องจากโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีโครงสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน และง่ายต่อการนำไปสร้างและใช้งาน จากรูปที่ 3.17 โครงสร้างประกอบด้วยแท่งโลหะที่เป็นรายการวางบนชั้นรองไดอิเล็กตริก (Dielectric Substrate) และไม่เชื่อมต่อกับระนาบ

แผ่นตัวนำ [11] จากการศึกษาพารามิเตอร์ด้วยเทคนิค FDTD/PCB (S. Jonh, J. D. Joannopoulos, R. D. Meade, 1995) จะถูกกำหนดตามสมการ (3.24)

$$a = 0.12\lambda, \quad g = 0.02\lambda, \quad h = 0.16 \text{ mm}, \quad \epsilon_r = 4.4 \quad (3.24)$$

### พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

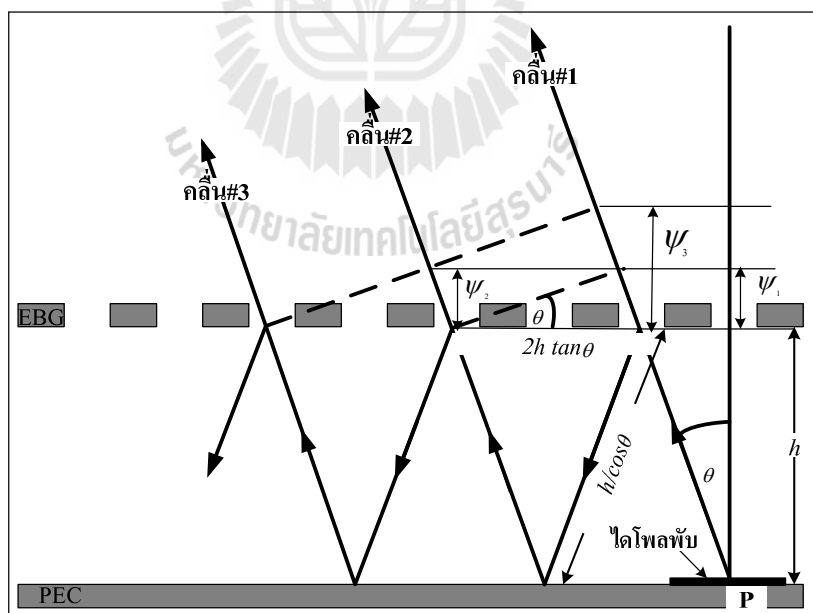
- $a$  คือ ความกว้างของแผ่นตัวนำ (patch width)
- $g$  คือ ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width)
- $h$  คือ ความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate thickness)
- $h_1$  คือ ความสูงของคavity (cavity height)
- $\epsilon_r$  คือ ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก (dielectric constant)
- $(a + g)$  คือ หนึ่งหน่วยความกว้าง (width of unit cell)



รูปที่ 3.17 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

### 3.8 การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงลักษณะการทำงานของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่ประกอบไปด้วย 3 องค์ประกอบคือ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศไดโพลซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวป้อน และระนาบกราวด์ ซึ่งก็คือแผ่นตัวนำสมบูรณ์ (perfect electric conductor หรือ PEC) นั่นเอง ถ้าสายอากาศถูกวางไว้ระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากรูปที่ 3.18 การแผ่พลังงานของสายอากาศตัวป้อนมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุด P โดยใช้สายอากาศไดโพลเป็นตัวป้อน เมื่อนำสายอากาศไดโพลมาใช้ร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสายอากาศไดโพลจะวางขวางกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีลักษณะการโพลาไรซ์เป็นแบบ TE Polarization ดังนั้นเมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังงานของตัวป้อนในมุม  $\phi$  จะถูกคิดที่  $\phi = 90$  องศา และแบบรูปการแผ่กำลังงานของตัวป้อนจะมีผลต่อเรโซเนเตอร์ในมุม  $\theta$  เท่านั้น เราจึงพิจารณาเฉพาะมุม  $\theta$  โดยที่แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศไดโพลมีค่าเท่ากับ  $f(\theta)$  กำหนดให้ระยะห่างระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ  $h$  และสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient) ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ  $re^{j\phi_{EBG}}$



รูปที่ 3.18 การสะท้อนของคลื่นระหว่างระนาบกราวด์ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

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

$$E = \sum_{n=0}^{\infty} f(\theta) E_0 r^n \sqrt{1-r^2} e^{j\Delta\phi_n} \quad (3.25)$$

เมื่อ  $\Delta\phi_n$  คือความต่างเฟสที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงระหว่างเฟสการสะท้อนจากแผ่นตัวนำ ( $\phi_{PEC}$ ) เฟสการสะท้อนจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ( $\phi_{EBG}$ ) และเฟสของคลื่นส่งผ่าน ( $\psi$ )

เมื่อ  $\psi_1$  คือค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 และ 2 โดยที่เราสามารถหาค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 และ 2 หาได้จาก

$$\sin \theta = \frac{\psi_1}{2h \tan \theta} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.26) จะได้

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta \quad (3.27)$$

เมื่อ  $\psi_2$  คือค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 2 และ 3 โดยที่เราสามารถหาค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 2 และ 3 หาได้จาก

$$\sin \theta = \frac{\psi_2}{2h \tan \theta} \quad (3.28)$$

$$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta \quad (3.29)$$

และ  $\psi_3$  คือค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 และ 3 ซึ่งหาได้จากผลรวมระหว่างค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 กับ 2 และค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 2 กับ 3 ดังนี้

$$\psi_3 = \psi_1 + \psi_2 \quad (3.30)$$

แทนสมการที่ (3.27) และ (3.29) ในสมการที่ (3.30) จะได้

$$\psi_3 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta + \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta \quad (3.31)$$

$$\psi_3 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \tan \theta \sin \theta \quad (3.32)$$

ดังนั้นสามารถหาค่า  $\Delta\varphi_1$  ได้ดังนี้

$$\Delta\varphi_1 = \psi_1 - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2h}{\cos \theta} - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \quad (3.33)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.27) ในสมการที่ (3.33) จะได้

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2h}{\cos \theta} - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \quad (3.34)$$

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[ \tan \theta \sin \theta - \frac{1}{\cos \theta} \right] - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \quad (3.35)$$

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[ \frac{\sin \theta \sin \theta}{\cos \theta} - \frac{1}{\cos \theta} \right] - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \quad (3.36)$$

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[ \frac{1}{\cos \theta} (\sin^2 \theta - 1) \right] - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \quad (3.37)$$

จาก  $\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$  จะได้  $\sin^2 \theta - 1 = -\cos^2 \theta$  แทนในสมการที่ (3.37) จะได้

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[ \frac{1}{\cos \theta} (-\cos^2 \theta) \right] - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \quad (3.38)$$

$$\Delta\varphi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h [(-\cos \theta)] - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \quad (3.39)$$



และเราสามารถหาค่า  $\Delta\varphi_2$  ได้ดังนี้

$$\Delta\varphi_2 = \psi_3 - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{4h}{\cos\theta} - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (3.40)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.32) ในสมการที่ (3.40) จะได้

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \tan\theta \sin\theta - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{4h}{\cos\theta} - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (3.41)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[ \tan\theta \sin\theta - \frac{1}{\cos\theta} \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (3.42)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[ \frac{\sin\theta \sin\theta}{\cos\theta} - \frac{1}{\cos\theta} \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (3.43)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[ \frac{1}{\cos\theta} (\sin^2\theta - 1) \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (3.44)$$

จาก  $\sin^2\theta + \cos^2\theta = 1$  จะได้  $\sin^2\theta - 1 = -\cos^2\theta$  แทนในสมการที่ (3.37) จะได้

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[ \frac{1}{\cos\theta} (-\cos^2\theta) \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (3.45)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h [(-\cos\theta)] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (3.46)$$

ดังนั้นถ้ามีจำนวนคลื่นเท่ากับ  $n$  จะได้

$$\Delta\varphi_n = \frac{2\pi}{\lambda} 2nh(-\cos\theta) - n\varphi_{PEC} + n\varphi_{EBG} \quad (3.47)$$

$$\Delta\varphi_n = n \left[ -\frac{4\pi}{\lambda} h \cos\theta - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \right] \quad (3.48)$$

เมื่อกำหนดให้  $\Phi = \left[ -\frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \right]$  แทนในสมการที่ (3.48) จะได้

$$\Delta \varphi_n = n \left[ -\frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \right] = n\Phi \quad (3.49)$$

เมื่อ  $r < 1$

$$\sum_{n=0}^{\infty} (re^{j\Phi})^n = \frac{1}{1-re^{j\Phi}} \quad (3.50)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.50) ในสมการที่ (3.25) จะได้

$$|E| = |E_0| f(\theta) \sqrt{\frac{1-r^2}{1+r^2-2r \cos \Phi}} \quad (3.51)$$

สามารถหาแบบรูปการแผ่กำลังงาน ได้ดังนี้

$$S = \frac{1-r^2}{1+r^2-2r \cos(\Phi)} f^2(\theta) \quad (3.52)$$

หรือ

$$S = \frac{1-r^2}{1+r^2-2r \cos\left(\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta\right)} f^2(\theta) \quad (3.53)$$

อย่างไรก็ตามแอมพลิจูด ( $r$ ) และเฟส ( $\varphi_{EBG}$ ) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอยู่ในฟังก์ชันของมุม  $\theta$  กำลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ  $\theta = 0$  อนุกรม จะได้

$$\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos 0 = 0 \quad (3.54)$$

$$\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h = 0 \quad (3.55)$$

ดังนั้นระยะห่างระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

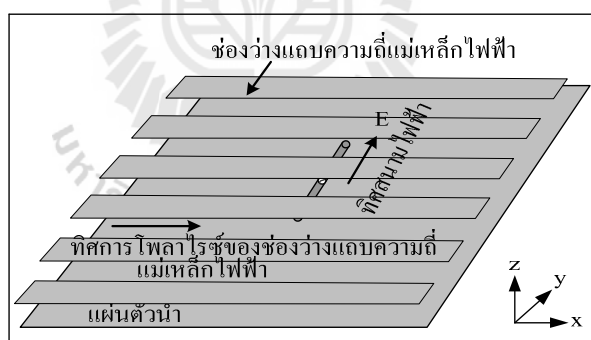
$$h \cong \left( \frac{c}{2f} \right) \left( \frac{\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC}}{360} \right) \quad (3.56)$$

โดยสายอากาศเรโซเนเตอร์จะถูกแบ่งออกเป็น 2 กรณี ดังต่อไปนี้

### 3.8.1 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง

#### (Transverse Electric Polarization Mode)

จากรูปที่ 3.19 แสดงให้เห็นว่าเมื่อวางสายอากาศไดโพลในแนวขวางกับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะอยู่ในทิศทาง x และมีทิศทางการโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าอยู่ในทิศทาง y ในแนวขวางกับทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นจึงไม่มีสนามไฟฟ้าในทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จึงเกิดแบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวางขึ้น หรือเรียกว่า“TE polarization mode”



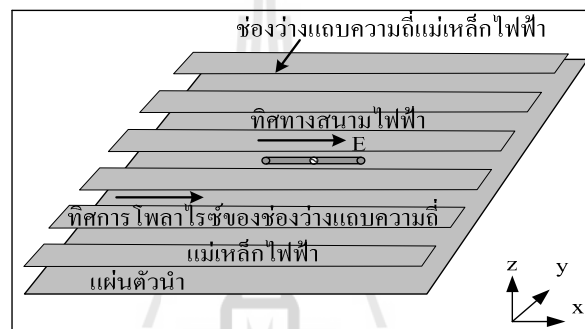
รูปที่ 3.19 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง

จากทฤษฎีข้างต้นถ้าทิศทางสนามไฟฟ้าอยู่แนวขวางกับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบแท่ง จะพบว่าคลื่นส่วนน้อยจะสามารถผ่านไปได้ แต่คลื่นส่วนใหญ่จะสะท้อนกลับป้อนมาจนสามารถเรโซแนนซ์ (resonant) ที่ความถี่ใช้งานได้ ด้วยเหตุนี้หลักการนี้จะสามารถเพิ่มอัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศได้สูงขึ้นมา

### 3.8.2 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวาง

#### (Transverse Magnetic Polarization Mode)

จากรูปที่ 3.20 แสดงให้เห็นว่าเมื่อวางสายอากาศไดโพลในแนวขนานกับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะอยู่ในทิศทาง  $x$  และมีทิศทางการโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าอยู่ในทิศทางเดียวกับทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นจึงมีสนามไฟฟ้าในทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จึงเกิดแบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวางขึ้น หรือเรียกว่า “TM polarization mode”



รูปที่ 3.20 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามแม่เหล็กตามขวาง

### 3.9 โพลาริเซชันของคลื่นระนาบ

คลื่นระนาบโดยทั่วไปไม่จำเป็นต้องมีสนามไฟฟ้าในทิศ  $E_x$  หรือ  $E_y$  เพียงอย่างเดียว นอกจากนั้นเฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ก็ไม่จำเป็นต้องเท่ากันด้วย ดังนั้นในกรณีทั่ว ๆ ไปนั้นทิศทางและขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้ารวมจะเปลี่ยนไปตามเวลา ในการให้นิยามของโพลาไรเซชันนี้เราจะถือเอาทิศทางของปลายของ  $E$  บนระนาบที่ตั้งฉากกับการเคลื่อนที่เป็นหลัก ในกรณีที่สนามไฟฟ้ามีเฉพาะทิศ  $x$  หรือทิศ  $y$  เท่านั้นก็จะเห็นได้ชัดว่าทิศทางของ  $E$  จะเป็นเส้นตรง ซึ่งจะเรียกว่า โพลาไรเซชันแบบเส้นตรง (linear polarization) กรณีสนามไฟฟ้ามีทั้งทิศ  $x$  และ  $y$  นั้น ถ้าเฟสของสนามไฟฟ้านั้นไม่เท่ากันโพลาไรเซชันที่ได้จะเป็นแบบวงรีเป็นส่วนใหญ่ และอาจจะเป็นแบบวงกลมภายใต้เงื่อนไขเฉพาะอันหนึ่งซึ่งจะเห็นได้จากรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไปนี้

เนื่องจากสนามไฟฟ้า  $E_x$ ,  $E_y$  ของคลื่นระนาบจะไม่เป็นฟังก์ชันของ  $x$ ,  $y$  ดังนั้นในกรณีที่ไม่มี การสูญเสียในตัวกลางเราจะสามารถเขียนค่าชั่วขณะของ  $E_x$  และ  $E_y$  ได้ในรูปต่อไปนี้

$$E_x(z,t) = \sqrt{2}E_{x0} \cos(\omega t - kz) \quad (3.42)$$

$$E_y(z,t) = \sqrt{2}E_{y0} \cos(\omega t - kz) \quad (3.43)$$

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  $E_x$  เมื่อเราทำการคำนวณ โลกัสมของ  $E$  โดยกำหนด  $kz$  ให้คงที่และดูการเคลื่อนที่ตามเวลา เราจะได้สมการสำหรับโลกัสมในกรณีนี้เป็น

$$\frac{E_x^2}{E_{x0}^2 \sin^2 \theta} - \frac{2 \cos \theta E_x E_y}{E_{x0} E_{y0} \sin^2 \theta} + \frac{E_y^2}{E_{y0}^2 \sin^2 \theta} = 1 \quad (3.44)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (3.44) จะเป็นสมการของวงรีที่มีแกนหลักทั้งสองไม่ตรงกันกับแกน  $x$  และ  $y$  นั่นคือในกรณีทั่วไปที่เฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ไม่เท่ากัน ( $\sin \theta \neq 0$ ) จะเป็นโพลาไรเซชันแบบวงรี ถ้าเป็นกรณีพิเศษที่  $\theta = \pi/2$  สมการ (3.44) จะเขียนได้เป็น

$$\frac{E_x^2}{E_{x0}^2} + \frac{E_y^2}{E_{y0}^2} = 1 \quad (3.45)$$

สมการนี้เป็นสมการของวงรีที่มีแกนหลักอยู่บนแกน  $x$  และ  $y$  และถ้าเป็นกรณีพิเศษที่  $E_{x0} = E_{y0}$  และ  $\theta = \pi/2$  สมการ (3.45) ก็จะเปลี่ยนเป็นสมการของวงกลมดังนี้

$$E_x^2 + E_y^2 = E_{x0}^2 \quad (3.46)$$

จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะสามารถสรุปรูปแบบของโพลาไรเซชันที่เป็นไปได้ออกเป็น 3 แบบ ดังนี้คือ

### 3.9.1 โพลาไรเซชันแบบเส้นตรง (Linear Polarization)

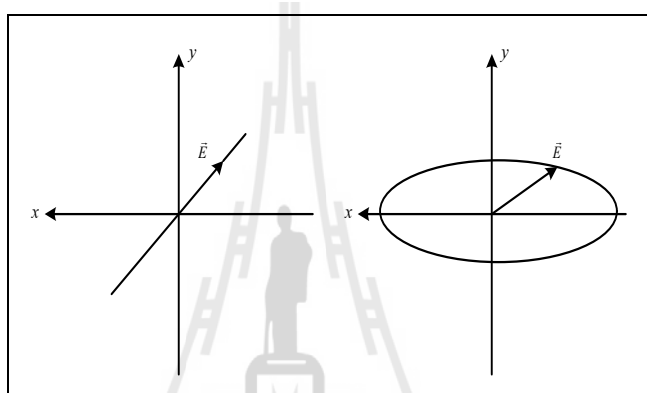
จะเกิดขึ้นเมื่อเฟสของ  $E_x$  เท่ากับ  $E_y$  หรือ  $\theta = 0$  รูปร่างของโพลาไรเซชันจะเป็นไปตามรูปที่ 3.15 (ก)

### 3.9.2 โพลาริเซชันแบบวงรี (Elliptical Polarization)

เมื่อเฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ไม่เท่ากัน และ  $\theta \neq \pi/2$  จะได้โพลาริเซชันแบบวงรีโดยที่มีแกนหลักไม่ตรงกับแกน  $x$  และ  $y$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.21 (ข) และเมื่อเฟสของ  $E_x$  และ  $E_y$  ต่างกันเท่ากับ  $\pi/2$  หรือ  $\theta = \pi/2$  จะได้โพลาริเซชันแบบวงรีที่มีแกนหลักตรงกับแกน  $x$  และ  $y$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.21 (ค)

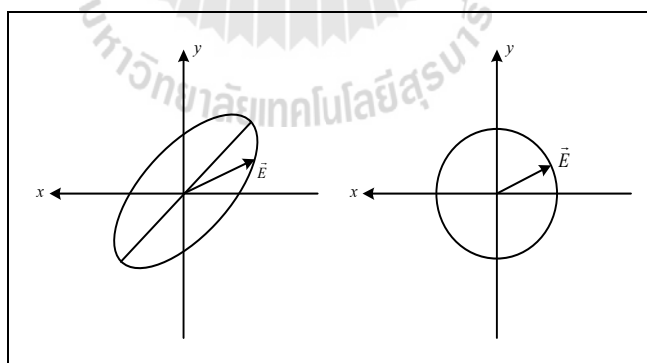
### 3.9.3 โพลาริเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization)

เมื่อ  $|E_x| = |E_y|$  ด้วยโพลาริเซชันที่ได้จะเป็นวงกลมดังที่แสดงในรูปที่ 3.21 (ง)



(ก)

(ข)



(ค)

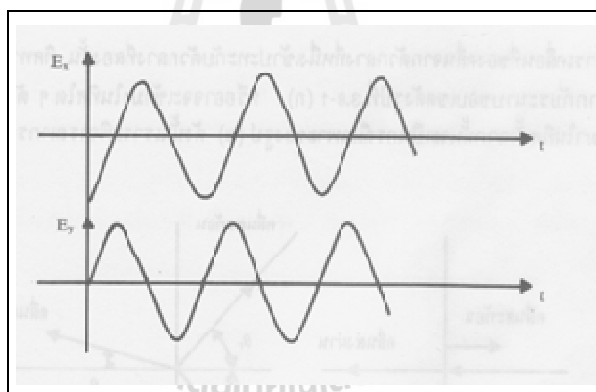
(ง)

รูปที่ 3.21 การโพลาริเซชันแบบต่าง ๆ

โพลาริเซชันแบบวงรีและแบบวงกลมนั้นการหมุนของ  $\vec{E}$  อาจจะเป็นแบบตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกาก็ได้ ในการนิยามทิศทางการหมุนนี้จะถือหลักดังนี้คือ เมื่อเรากำหนด

ระนาบ x-y คงที่ระนาบหนึ่ง และเมื่อมองจากทิศทางของแหล่งกำเนิดคลื่น (เช่นสายอากาศส่ง) ถ้าสนามไฟฟ้า  $\vec{E}$  ที่ปรากฏบนระนาบนี้หมุนตามเข็มนาฬิกาเรากำหนดว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบตามเข็มนาฬิกาหรือแบบหมุนขวา และถ้า  $\vec{E}$  หมุนทวนเข็มนาฬิกาก็จะเป็นโพลาไรเซชันแบบทวนเข็มนาฬิกาหรือแบบหมุนซ้าย

การพิจารณาว่าเฟสของ  $E_y$  เร็วหรือช้ากว่า  $E_x$  อยู่  $\pi/2$  คือ  $\theta = \pi/2$  หรือ  $-\pi/2$  แล้วทิศทางการหมุนจะเป็นแบบใดนั้นจะทำให้ได้ดังนี้คือตามสมการ (3.42) และสมการ (3.43) ถ้าเฟสของ  $E_y$  เร็วกว่าของ  $E_x$  อยู่  $\pi/2$  หรือ  $\theta = \pi/2$  เมื่อเขียนรูปของ  $E_x$  และ  $E_y$  ตามเวลาโดยให้  $z$  มีค่าคงที่จะได้ตามรูป 3.22 ในสภาพเช่นนี้การหมุนของ  $E$  ก็จะเป็นการหมุนจากแกน  $y$  ไปหาแกน  $x$  ซึ่งเป็นการหมุนแบบทวนเข็มนาฬิกา เมื่อพิจารณาในทำนองเดียวกันสำหรับกรณี ที่  $\theta = -\pi/2$  คือเฟสของ  $E_y$  ช้ากว่า  $E_x$  อยู่  $\pi/2$  ก็จะพบว่า การหมุนของ  $\vec{E}$  เป็นแบบตามเข็มนาฬิกา ดังนั้นอาจจะสรุปเป็นกฎให้จำได้ง่าย ๆ ว่า “ถ้าเฟสของส่วนประกอบไหนเร็วกว่าอีกส่วนประกอบหนึ่งอยู่  $\pi/2$  จะมีการหมุนจากส่วนนั้นไปหาส่วนประกอบที่มีเฟสช้ากว่า”



รูปที่ 3.22 การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของ  $E_x$  และ  $E_y$  บนระนาบคงที่  
เมื่อ  $\angle E_y$  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

### 3.10 ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Superstrate)

ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ ก็คือ วัสดุฐานรองอย่างหนึ่งที่ถูกนำมาวางไว้บนหรือครอบสายอากาศ ซึ่งชั้นวางซ้อนประกอบด้วยสองส่วนที่สำคัญ คือ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) และระนาบกราวด์ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะทำหน้าที่เสมือนเป็นกระจกเงาสะท้อนคลื่นด้วยค่าสัมประสิทธิ์เฟสการสะท้อนค่าหนึ่ง โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์เฟสการสะท้อนจะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของควาวิตีหรือถ้าวิเคราะห์ในมุมมองของเรโซเนเตอร์พบว่าการจัดวางสายอากาศใดโพลพิบซึ่งมีระนาบการสะท้อนด้านล่างและการวางชั้นวางซ้อนไว้ด้านบนเปรียบเสมือนการมีแผ่นกระจกสะท้อนที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สูงมากสองแผ่นขนานกันในระยะที่เหมาะสม (โดยปกติมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น) ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศพุ่งเข้าและพุ่งออกกลายเป็นคลื่นนิ่งและมีพลังงานถูกเหนี่ยวนำออกจากร่องของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลก็คือ คลื่นนั้นไปเสริมกับคลื่น #1 ทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานสูงขึ้นดังรูปที่ 3.23

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.23 (ก) และ (ข) พบว่า เมื่อคลื่นเดินทางออกจากสายอากาศใดโพลพิบไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จะเป็นการกระตุ้นให้แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน โดยคลื่น #1 จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ ส่วนคลื่น #2 จะสะท้อนไปตกกระทบกับระนาบตัวนำและเกิดการสะท้อนกลับไปที่กลับมาหลายครั้งจนเกิดการเรโซแนนซ์ ซึ่งเงื่อนไขการเรโซแนนซ์จะสอดคล้องตามสมการ (3.47) พลังงานที่ถูกกักเก็บไว้ภายในควาวิตีจะถูกเหนี่ยวนำออกจากร่องของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลก็คือ คลื่น #2 จะไปเสริมกับคลื่น #1 ทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานสูงขึ้น ส่งผลให้ได้สายอากาศมีสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงมากเพราะมีค่าตัวประกอบคุณภาพ(Quality Factor : Q) ที่สูง A.P. Feresidis and J.C Vardaxoglou. 2001 ดังสมการ (3.48)

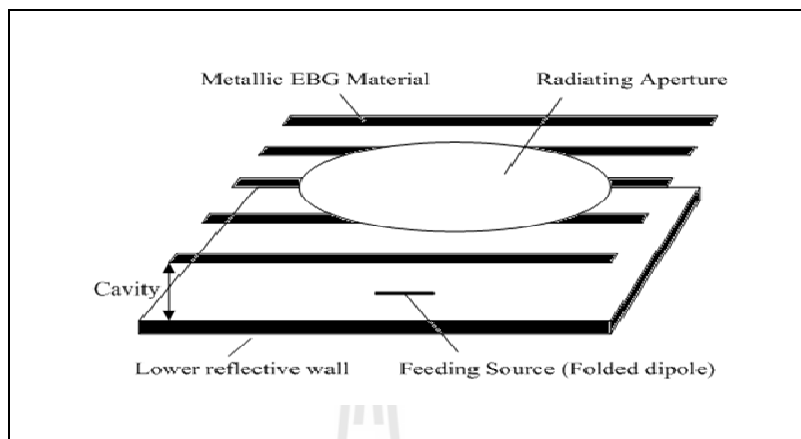
จากสมการที่ (3.41) จะได้

$$h_1 = \frac{c}{2f} \left( \frac{\angle EBG + \angle PEC}{2\pi} \right) \quad (3.47)$$

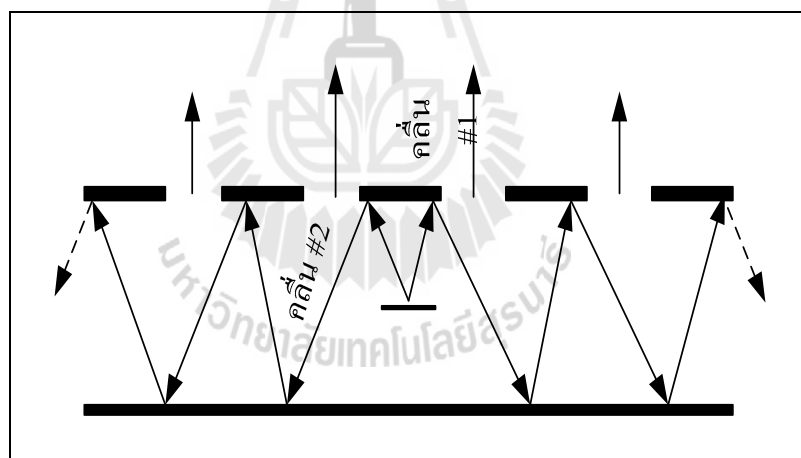
$$\text{โดยที่ } Q = \frac{2\pi h_1}{\lambda} \left( \frac{\sqrt{R_{EBG}}(f_0)}{1 - R_{EBG}(f_0)} \right) \quad (3.48)$$



เมื่อ  $R$  คือ ขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า  
 $h_1$  คือ ความสูงของควาวิตี้ เมื่อไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง



(ก) สายอากาศเรโซเนเตอร์



(ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเรโซเนเตอร์

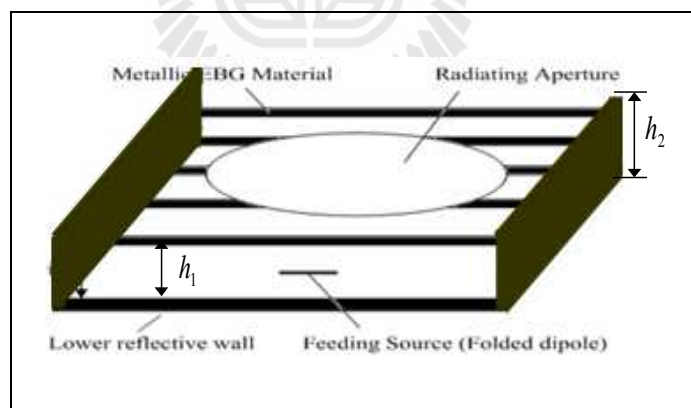
รูปที่ 3.23 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง

จากการนำทฤษฎีควาวิตี้มาประยุกต์มาใช้ร่วมกับสายอากาศพบว่า สายอากาศมีสภาพจะจกทิศทางที่สูงขึ้น แต่สายอากาศยังมีข้อเสีย คือ เมื่อสายอากาศถูกวางบนแผ่นตัวนำ จะส่งผลให้เกิดคลื่นผิวที่บริเวณขอบจนไปถึงบริเวณด้านหลังของแผ่นตัวนำ เป็นสาเหตุของการเกิดพูล้าง (back lobe) ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง (side walls) ดังรูปที่ 3.24 พบว่า เมื่อคลื่นเดินทางออกจากสายอากาศใดโพล์ไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จะ

เป็นการกระตุ้นให้แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน โดยคลื่น #1 จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ ส่วนคลื่น #2 จะสะท้อนไปตกกระทบกับระนาบตัวนำด้านล่างและด้านข้าง ซึ่งพฤติกรรม การสะท้อนจะแตกต่างจากกรณีที่ไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง ทำให้เงื่อนไขการเกิดการเรโซแนนซ์ ต่างกัน ซึ่งเงื่อนไขการเรโซแนนซ์จะสอดคล้องตามสมการ (3.49) พลังงานที่ถูกกักเก็บไว้ภายใน คาวิตีจะถูกเหนี่ยวนำออกจากช่องของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่ แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลก็คือ คลื่น #2 จะไปเสริมกับคลื่น #1 ทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงาน สูงขึ้น อีกทั้งยังสามารถลดคลื่นผิวได้อีกด้วย M. Hajj, E. Rodes, D. Serhal, T. Monediere, and B. Jecko. 2008

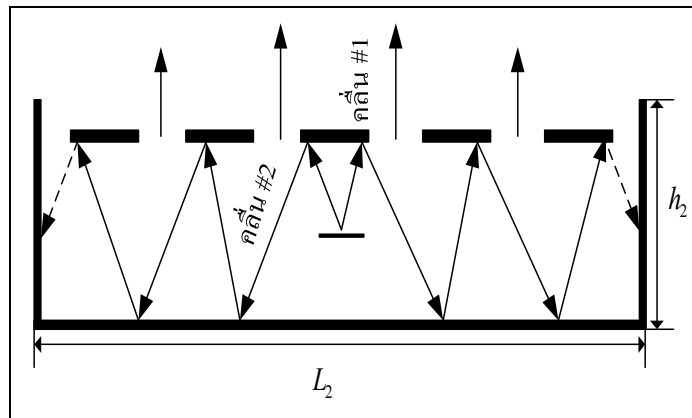
$$\text{ดังนั้น } h_2 = \frac{1}{2} \frac{c \left( \frac{1}{2} + \frac{\angle EBG}{2\pi} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4(L_2)^2} \left( \frac{\angle walls}{\pi} \right)^2}} \quad (3.49)$$

เมื่อ  $h_2$  คือ ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง  
 $L_2$  คือ ความยาวของผนังสะท้อนด้านล่าง



(ก) สายอากาศเรโซเนเตอร์

รูปที่ 3.24 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อมีผนังสะท้อนด้านล่าง



(ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเรโซเนเตอร์  
รูปที่ 3.24 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อมีผนังสะท้อนด้านข้าง (ต่อ)

### 3.11 สรุป

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการประยุกต์ใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz โดยใช้สายอากาศไดโพลเป็นตัวบ่อนสัญญาณให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยนำทั้งข้อดีของสายอากาศไดโพลและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีความสามารถสูงขึ้น สามารถนำสายอากาศไปประยุกต์สำหรับติดตั้งเป็นสถานีฐานไวแมกซ์ตามมาตรฐาน IEEE 802.16j ที่ช่วงแถบความถี่ 5.725-5.825 GHz และเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเทคโนโลยีไวแมกซ์

## บทที่ 4

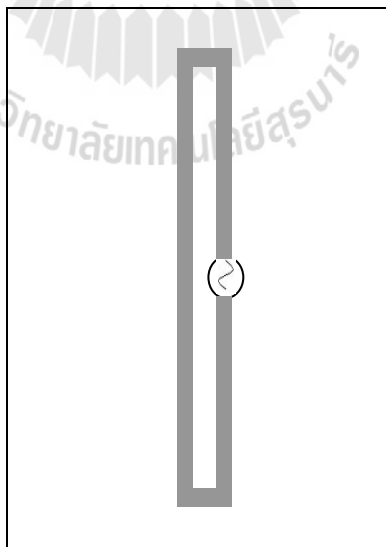
### การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ สำหรับเครือข่ายไวแมกซ์

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์และการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ โดยออกแบบที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz และจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศ สำหรับประยุกต์ใช้งานในเครือข่ายไวแมกซ์ ในขั้นตอนแรกได้ทำการออกแบบและจำลองผลสายอากาศไดโพลพับ เพื่อให้ได้สายอากาศไดโพลพับทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz จากนั้นทำการออกแบบและจำลองผลช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเพียงหนึ่งอิลิเมนต์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมและนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาทำการจัดแถวลำดับในการหาขนาดที่เหมาะสม ขั้นตอนสุดท้ายทำการออกแบบและจำลองผลช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ เพื่อให้ได้สายอากาศเรโซเนเตอร์ขนาดเล็กเมื่อเทียบกับสายอากาศเรโซเนเตอร์ดั้งเดิม Long Li, Bin Li, Hai-Xia Liu, and Chang-Hong Liang. (2006) และมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น

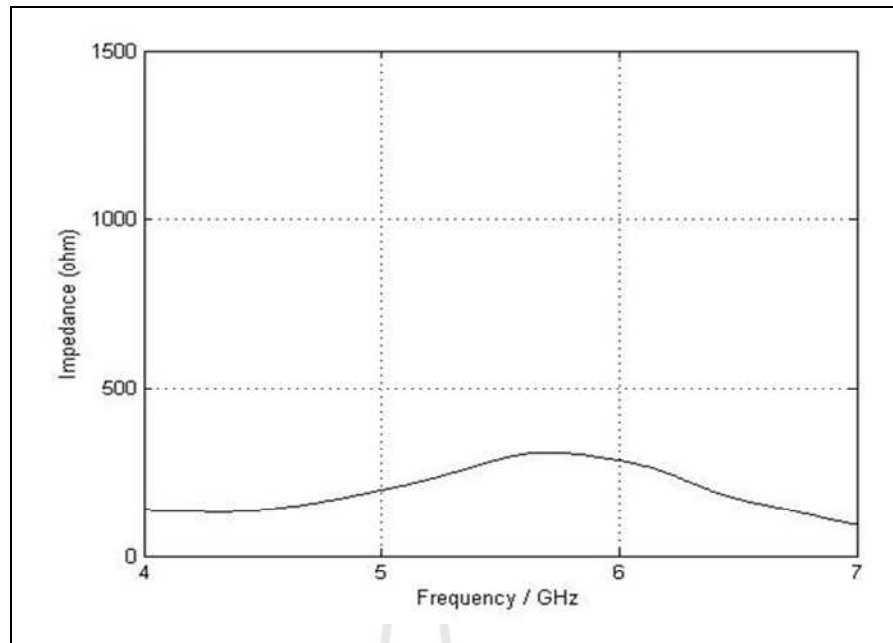
#### 4.1 การศึกษาสายอากาศไดโพลพับ

สายอากาศไดโพลพับเป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานกันมากตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน สายอากาศไดโพลพับจะมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้ามากกว่าสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงถึงสี่เท่าที่ความยาว  $l = \lambda/2$  และระยะห่างระหว่างเส้นลวดของสายอากาศไดโพลพับต้องไม่เกิน  $0.05\lambda$  ซึ่งสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงจะมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าประมาณ 73 โอห์ม ทำให้สายอากาศไดโพลพับมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าประมาณ 300 โอห์ม ดังรูปที่ 4.1 (ก) แสดงโครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ และ (ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลพับ และสายอากาศไดโพลพับเป็นสายอากาศแบบสมดุล (balun) เนื่องจากสายนำสัญญาณที่ถูกนำมาใช้เป็นสายนำสัญญาณแบบโคแอกเซียล (coaxial transmission line) ซึ่งมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม และเป็นสายนำสัญญาณแบบไม่สมดุล (unbalun) การนำสายแบบสมดุลต่อเข้าโดยตรงกับสายแบบไม่สมดุล (การต่อสายอากาศไดโพลพับเข้ากับสายโคแอกเซียลโดยตรง) จะมีผลทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานที่แพร่ออกมาหรือเกิดการแทรกจากสัญญาณภายนอกได้ ดังนั้นจึงต้องนำบัดนำมาใช้เพื่อเชื่อมต่อสายแบบสมดุลกับสายแบบไม่สมดุล เพื่อลดการสูญเสียพลังงานหรือลดสัญญาณรบกวนจาก

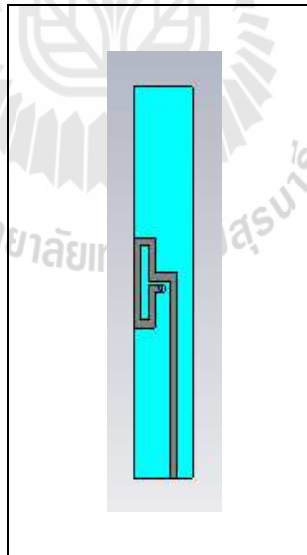
ภายนอก แต่เนื่องจากการนำบาลันมาใช้เพื่อเชื่อมต่อสายจะมีความยุ่งยากและซับซ้อน ดังนั้นจึงหลีกเลี่ยงการใช้บาลันโดยใช้วิธีแบบไมโครสตริปแทนและเป็นวิธีที่ง่ายไม่ยุ่งยาก แสดงโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้วิธีแบบไมโครสตริปดังรูปที่ 4.2 (ก) และ (ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 26 โอห์ม และจะพบว่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลพับมีค่าไม่เท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปยังโหลดได้มากที่สุดหรือลดการเกิดการสะท้อนที่โหลด จากรูปที่ 4.3 โครงสร้างสายอากาศประกอบไปด้วยไดโพลพับสองอิมพีแดนซ์ที่นำมาจัดแถวลำดับ เพื่อเพิ่มอัตรายายให้กับสายอากาศและจะถูกป้อนกำลังงานด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยมีความกว้างเท่ากับ  $w_1$  ซึ่งกำลังงานจะถูกส่งต่อไปยังสายอากาศ (โหลด) ทั้งสองอิมพีแดนซ์ด้วยกำลังงานที่เท่ากันโดยใช้หลักการของตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-junction (T-junction power divider) และจะทำหน้าที่ในการแบ่งกำลังงานให้กับสายอากาศไดโพลพับทั้งสองอิมพีแดนซ์ด้วยกำลังงานที่เท่ากัน การแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบไมโครสตริป จะใช้วิธีการแมตช์อิมพีแดนซ์แบบการแปลงคลื่นความยาว  $\lambda/4$  (quarter-wave transformers) โดยมีความกว้างเท่ากับ  $w_2$  ในการเลือกป้อนกำลังงานด้วยเส้นไมโครสตริป เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายต่อการออกแบบและสามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ได้จากการปรับความกว้างของไมโครสตริป (R. Hsiao, K. Wong, 2004)



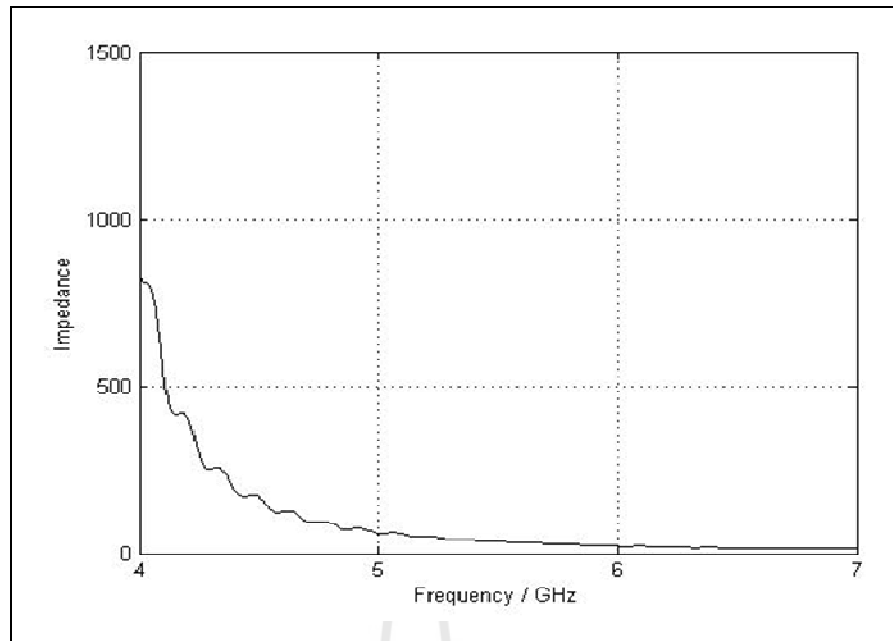
(ก) โครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ  
รูปที่ 4.1 สายอากาศไดโพลพับ



(ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์  
รูปที่ 4.1 สายอากาศไดโพลพับ (ต่อ)

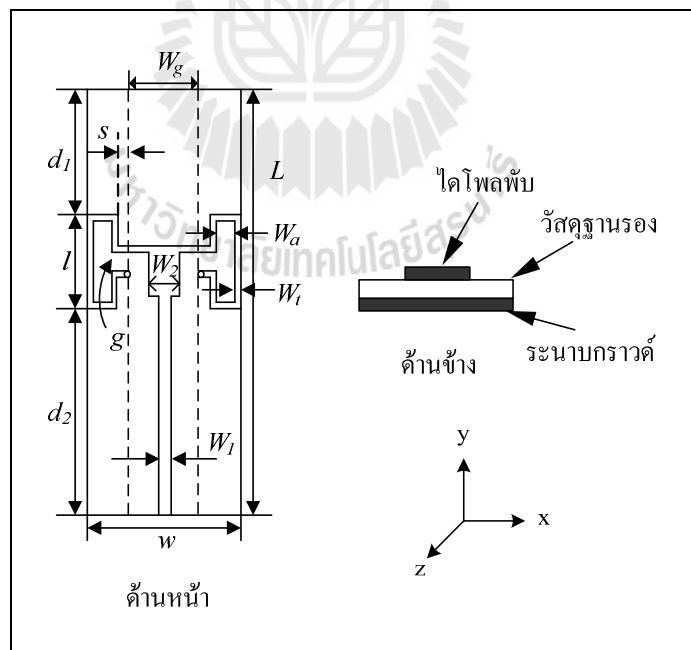


(ค) โครงสร้างสายอากาศ โดยใช้วิธีแบบไมโครสตริป  
รูปที่ 4.2 สายอากาศไดโพลพับ โดยใช้วิธีแบบไมโครสตริป



(จ) แสดงค่าอิมพีแดนซ์

รูปที่ 4.2 สายอากาศไดโพลพับ โดยใช้วิธีแบบไมโครสตริป (ต่อ)



รูปที่ 4.3 โครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ

จากบทที่ 3 ทฤษฎีสายอากาศไดโพลพับสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสายอากาศไดโพลพับ เมื่อกำหนดให้มีความถี่ปฏิบัติการคือ 5.8 GHz และป้อนกำลังงานด้วยสายส่งไมโครสตริป 50 โอห์ม สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นได้ดังนี้

#### 4.1.1 คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ไดโพลพับ

ความยาวของสายอากาศไดโพลพับ ( $l$ )

$$l = \lambda_g / 2 \quad (4.1)$$

จาก  $\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}$

จะได้  $\lambda_g = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{5.8 \times 10^9 \text{ Hz} \times \sqrt{4.4}}$

ดังนั้น  $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$  (4.2)

เมื่อแทนสมการที่ (4.2) ในสมการที่ (4.1)

จะได้  $l = \frac{24.65 \text{ mm}}{2}$

ดังนั้น  $l = 12 \text{ mm}$

ความกว้างระหว่างสายอากาศไดโพลพับ ( $W_a$ )

$$W_a \leq 0.05\lambda_g \quad (4.3)$$

เมื่อแทนสมการที่ (4.2) ในสมการที่ (4.3)

จะได้  $W_a \leq (0.05)(24.65 \text{ mm})$

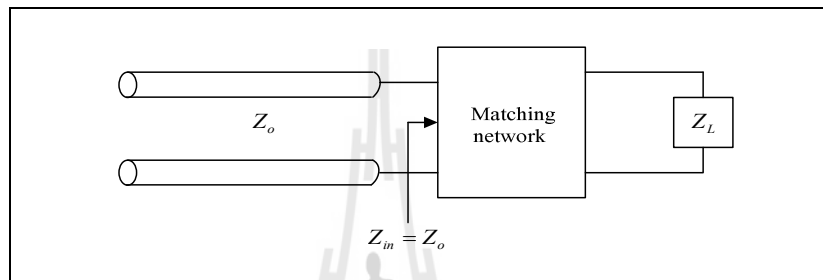
ดังนั้น  $W_a \leq 1.2 \text{ mm}$



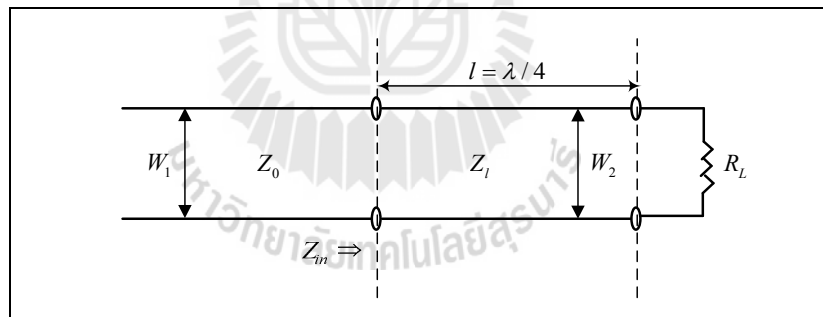
## 4.2 การศึกษาการแมตช์วงจร

### 4.2.1 คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของการแมตช์อิมพีแดนซ์

การแมตช์อิมพีแดนซ์โดยการแปลงคลื่นความยาว  $\lambda/4$  (quarter-wave transformers) เป็นวิธีที่ง่ายไม่ยุ่งยาก ชับซ้อนและสามารถปรับอิมพีแดนซ์ได้จากการปรับความกว้างของไมโครสตริปจะมีความยาวเท่ากับ  $\lambda/4$  สำหรับวงจรการแมตช์แสดงดังรูปที่ 4.4 ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังนี้



(ก) การแมตช์วงจร



(ข) การแมตช์โดยการแปลงคลื่นความยาว  $\lambda/4$  (quarter-wave transformers)

รูปที่ 4.4 การแมตช์อิมพีแดนซ์

ความยาวของตัวแปลงคลื่นความยาว ( $l$ )

$$l = \lambda_g / 4 \quad (4.4)$$

เมื่อแทนสมการที่ (4.2) ในสมการที่ (4.4)

$$\text{จะได้ } l = \frac{24.65 \text{ mm}}{4}$$

$$\text{ดังนั้น } l = 6 \text{ mm}$$

อิมพีแดนซ์ของตัวแปลงคลื่นความยาว ( $Z_l$ )

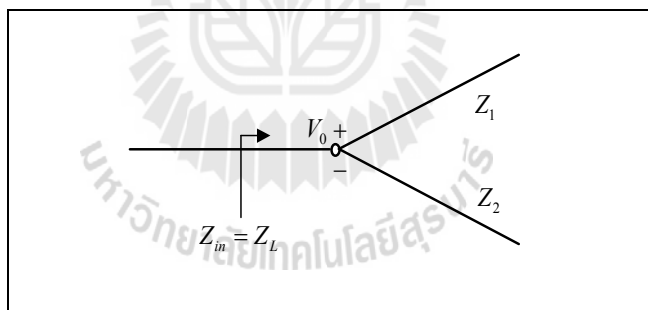
$$Z_l = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (4.5)$$

เมื่อ  $Z_l$  คือ อิมพีแดนซ์ของตัวแปลงคลื่นความยาว

เมื่อ  $Z_0$  คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง

เมื่อ  $Z_L$  คือ อิมพีแดนซ์ของโหลด (สายอากาศ)

ในส่วนอิมพีแดนซ์ของโหลด  $Z_L$  นั้น เราสามารถคำนวณหาได้จากบทที่ 3 ทฤษฎีของตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-junction ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction

เมื่อ  $Z_1$  และ  $Z_2$  คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลพบบมีค่าเท่ากับ 26 โอห์มจากสมการที่ 3.16 จะได้ว่า

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}$$

$$\frac{1}{Z_L} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 Z_2}$$

$$Z_L = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$Z_L = \frac{26 \times 26}{26 + 26}$$

ดังนั้น  $Z_L = 13 \Omega$

เมื่อแทน  $Z_0 = 50 \Omega$  และ  $Z_L = 13 \Omega$  ในสมการที่ (4.5)

จะได้  $Z_i = \sqrt{(50)(13)}$

ดังนั้น  $Z_i = 25 \Omega$

ความกว้างของสายส่ง ( $W$ )

จาก 
$$H' = \frac{Z_L \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( \ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (4.6)$$

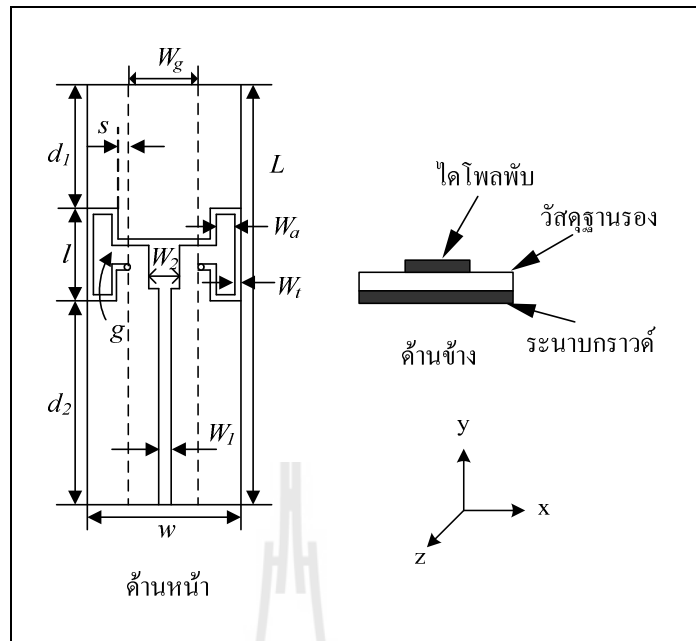
จาก 
$$\frac{W}{h} = \left( \frac{(\exp H')}{8} - \frac{1}{4(\exp H')} \right)^{-1} \quad (4.7)$$

เมื่ออิมพีแดนซ์ของตัวแปลงคลื่นความยาว  $Z_L = 25$  โอห์ม จะได้ความกว้างของตัวแปลงคลื่นความยาว  $W_2 = 8$  มิลลิเมตรและเมื่อ  $Z_0 = 50$  โอห์ม จะได้ความกว้างของเส้นไมโครสตริป  $W_1 = 3$  มิลลิเมตร และจากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศไดโพลพับแสดงค่าได้ดังตารางที่ 4.1 ซึ่งใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบสายอากาศไดโพลพับและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เป็นแบบจำลองสายอากาศไดโพลพับ แสดงโครงสร้างดังรูปที่ 4.6 (ก) และรูปที่ 4.6 (ข) แสดงค่า  $S_{11}$  ซึ่งจะเห็นว่ามียค่า  $S_{11}$  ไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ (การพิจารณาค่า  $S_{11}$  จะนิยมออกแบบให้ ณ ความถี่ใช้งานมียค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB หมายความว่าพลังงานที่ส่งผ่านไปยังสายอากาศมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ 10 %) ดังนั้นจึงได้ทำการปรับหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้สายอากาศไดโพลพับทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับหาค่าที่เหมาะสม ได้แก่

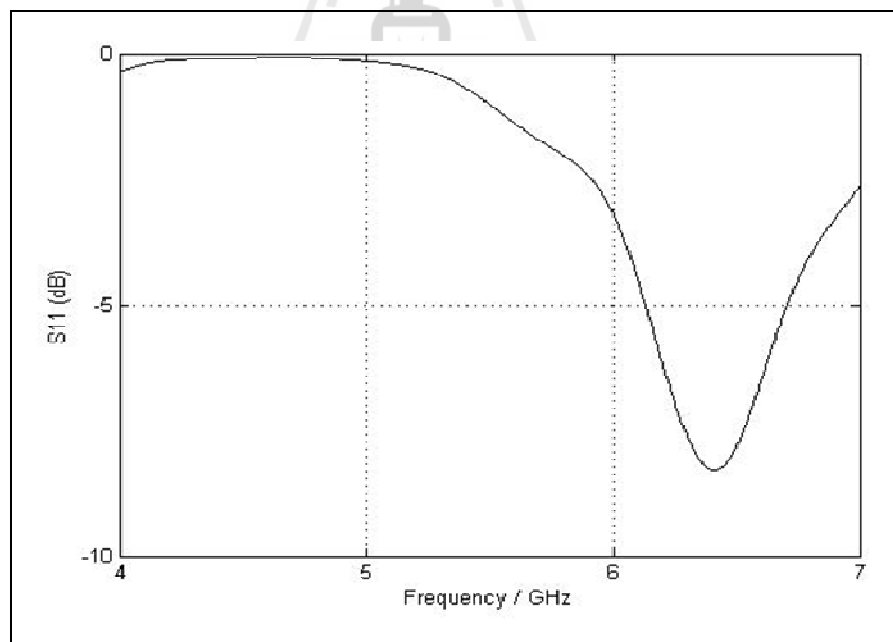
ความยาวของสายอากาศ ( $l$ ) ความกว้างระหว่างสายอากาศ ( $W_a$ ) ช่องว่างระหว่างสายอากาศ ( $g$ ) ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง ( $d_1$ ) ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง ( $d_2$ )

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศไดโพลพับ

พารามิเตอร์	ขนาด
$L$ : ความยาวของวัสดุฐานรอง	52 mm
$W$ : ความกว้างของวัสดุฐานรอง	20.4 mm
$l$ : ความยาวของสายอากาศ	12 mm
$W_t$ : ความกว้างตัวนำของสายอากาศไดโพลพับ	1 mm
$W_a$ : ความกว้างระหว่างสายอากาศ	1.2 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างสายอากาศ	0.5 mm
$W_g$ : ความกว้างของระนาบกราวด์	12 mm
$W_1$ : ความกว้างของเส้นไมโครสตริป	3 mm
$W_2$ : ความกว้างของตัวแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$	8 mm
$S$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับระนาบกราวด์	1 mm
$d_1$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง	20 mm
$d_2$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง	20 mm



(ก) โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศไดโพลไฟฟ้า

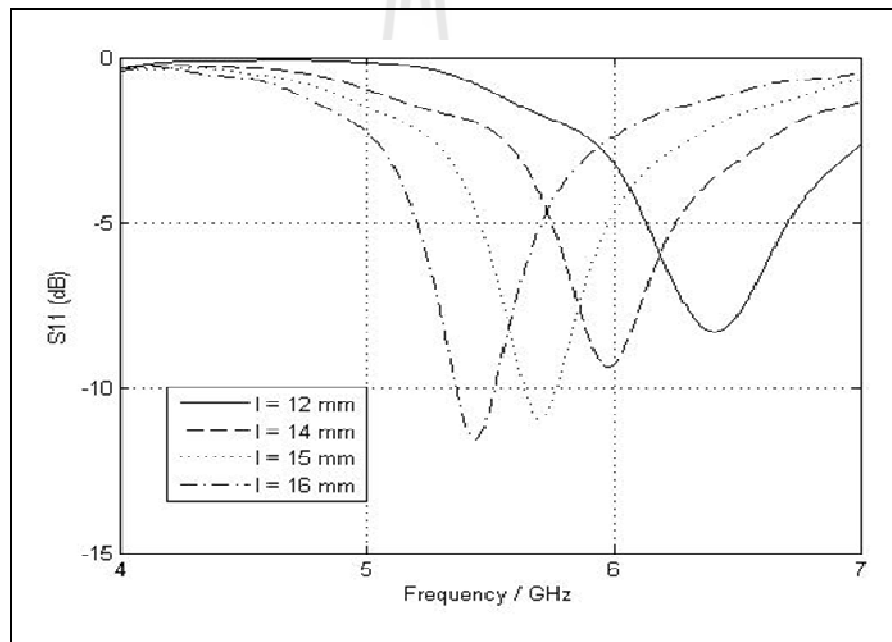
(ข) ค่า  $S_{11}$ 

รูปที่ 4.6 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

### 4.3 การศึกษาผลกระทบของสายอากาศ

#### 4.3.1 ความยาวของสายอากาศ ( $l$ )

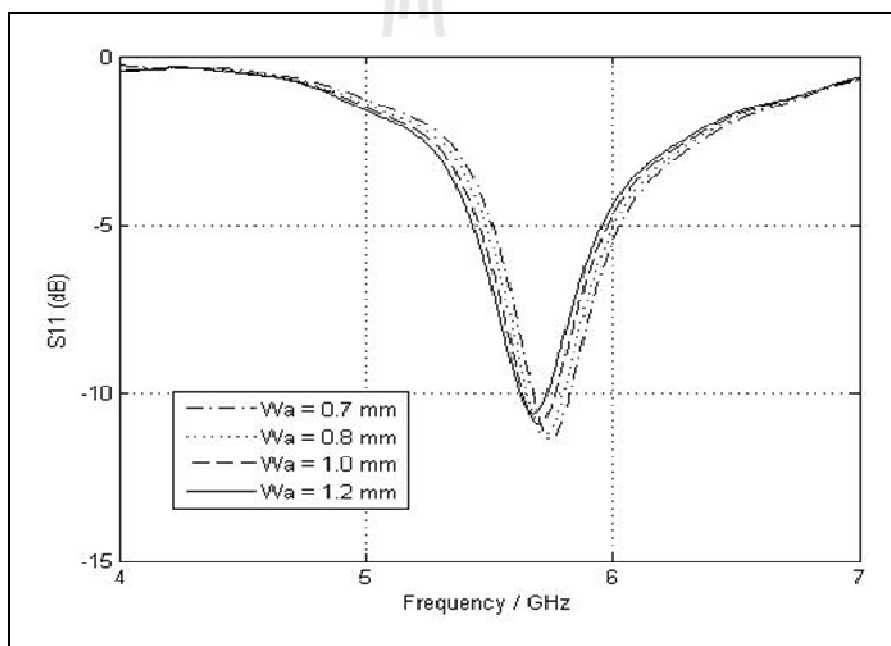
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของสายอากาศหรือ  $l$  คือ ให้  $l$  เท่ากับ 12 มิลลิเมตร 14 มิลลิเมตร 15 มิลลิเมตร และ 16 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า  $l$  เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ต่ำและมีการแมตซ์ดีขึ้น จากรูปที่ 4.7 จะเห็นได้ว่า เมื่อ  $l$  เท่ากับ 16 มิลลิเมตร จะมีค่า  $S_{11}$  ดีที่สุด แต่เนื่องจากค่า  $S_{11}$  มีค่าน้อยกว่า -10 dB ไม่ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz แต่ เมื่อ  $l$  เท่ากับ 15 มิลลิเมตร พบว่า มีค่า  $S_{11}$  ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลางและมีการแมตซ์ที่ดี ดังนั้นเลือกค่า  $l$  เท่ากับ 15 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.7 ค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $l$

### 4.3.2 ระยะห่างระหว่างสายอากาศ ( $w_a$ )

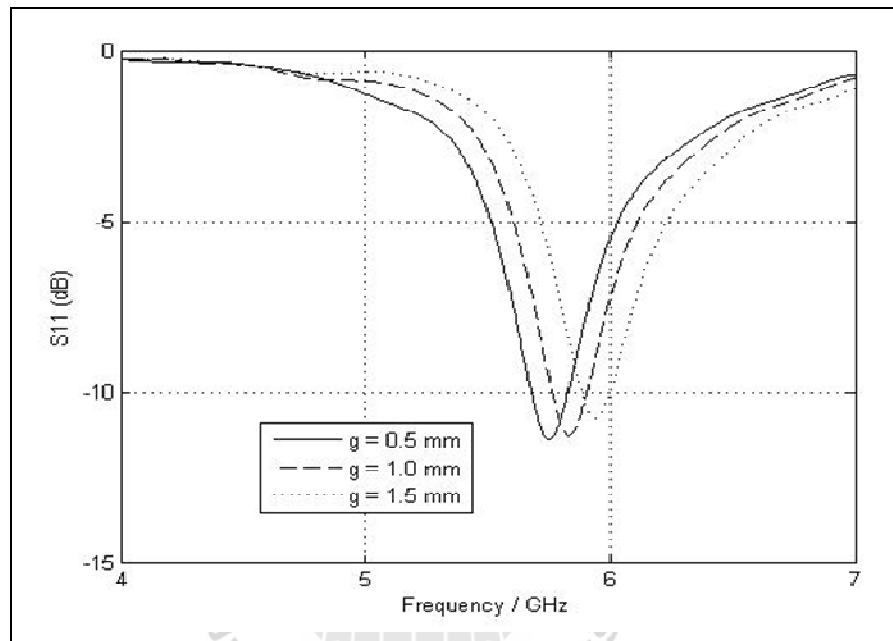
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศหรือ  $w_a$  คือ ให้  $w_a$  เท่ากับ 1.2 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร 0.8 มิลลิเมตร และ 0.7 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า  $w_a$  ลดลง ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่สูงขึ้นและมีการแมตซ์ดีขึ้น เนื่องจากการลดค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศ ทำให้กำลังงานถูกส่งผ่านให้กับสายอากาศเพิ่มขึ้น แต่เมื่อ  $w_a$  น้อยกว่า 0.7 มิลลิเมตร จะส่งผลให้สายอากาศไม่แมตซ์หรือเกิดการสูญเสียกำลังงานภายในสายส่งทำให้อุปกรณ์เสียหายได้ จากรูปที่ 4.8 เมื่อ  $w_a$  เท่ากับ 0.7 มิลลิเมตร จะพบว่า มีการแมตซ์ดีที่สุดและมีค่า  $S_{11}$  ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการ ดังนั้นเลือกค่า  $w_a$  เท่ากับ 0.7 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.8 ค่า  $S_{11}$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $w_a$

### 4.3.3 ช่องว่างสายอากาศ ( $g$ )

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าช่องว่างสายอากาศหรือ  $g$  คือ ให้  $g$  เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร และ 1.5 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผล พบว่า เมื่อค่า  $g$  เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่สูงขึ้นและมีการแมตซ์ไม่ดี จากรูปที่ 4.9 เมื่อ  $g$  เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการ ดังนั้นเลือกค่า  $g$  เท่ากับ 1 มิลลิเมตร

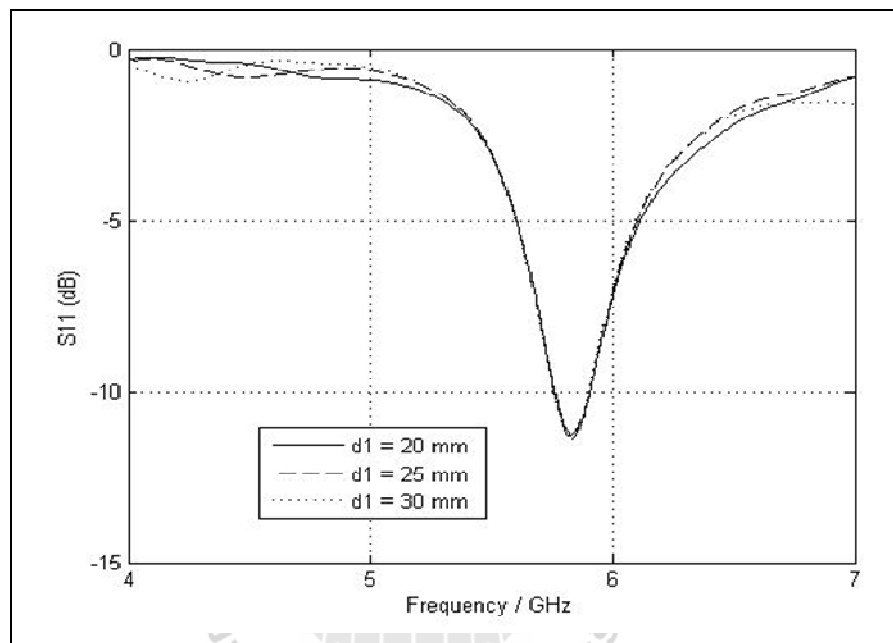


รูปที่ 4.9 ค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $g$



#### 4.3.4 ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง ( $d_1$ )

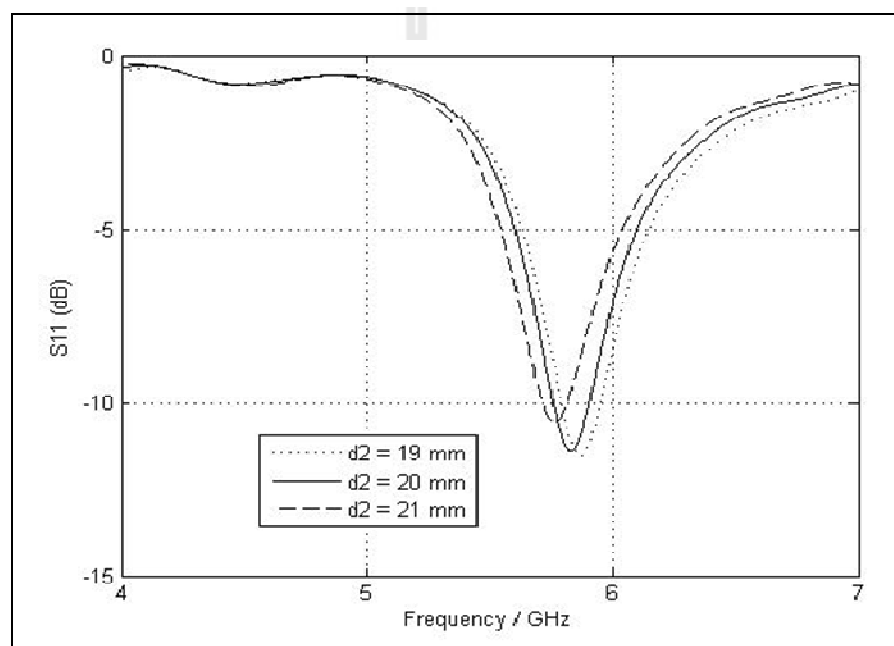
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรองหรือ  $d_1$  คือ ให้  $d_1$  เท่ากับ 20 มิลลิเมตร 25 มิลลิเมตร และ 30 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า  $d_1$  เพิ่มขึ้น ทำให้ค่า  $S_{11}$  ดีขึ้นเนื่องจากการเพิ่มพื้นที่ในการแผ่กระจายพลังงาน แต่ถ้า  $d_1$  เพิ่มมากขึ้นจะพบว่าความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางจะมีการแมตซ์ที่ไม่ดี แสดงดังรูปที่ 4.10 ดังนั้นเลือกค่า  $d_1$  เท่ากับ 25 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.10 ค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $d_1$

#### 4.3.5 ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง ( $d_2$ )

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรองหรือ  $d_2$  คือ ให้  $d_2$  เท่ากับ 19 มิลลิเมตร 20 มิลลิเมตร และ 21 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า  $d_2$  เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ต่ำและมีการแมตซ์ที่ไม่ดี จากรูปที่ 4.11 เมื่อ  $d_2$  น้อยกว่า 20 มิลลิเมตร พบว่า จะให้ค่า  $S_{11}$  ดีที่สุด แต่เนื่องจากความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่สูงขึ้น ดังนั้นเลือกค่า  $d_2$  เท่ากับ 20 มิลลิเมตร

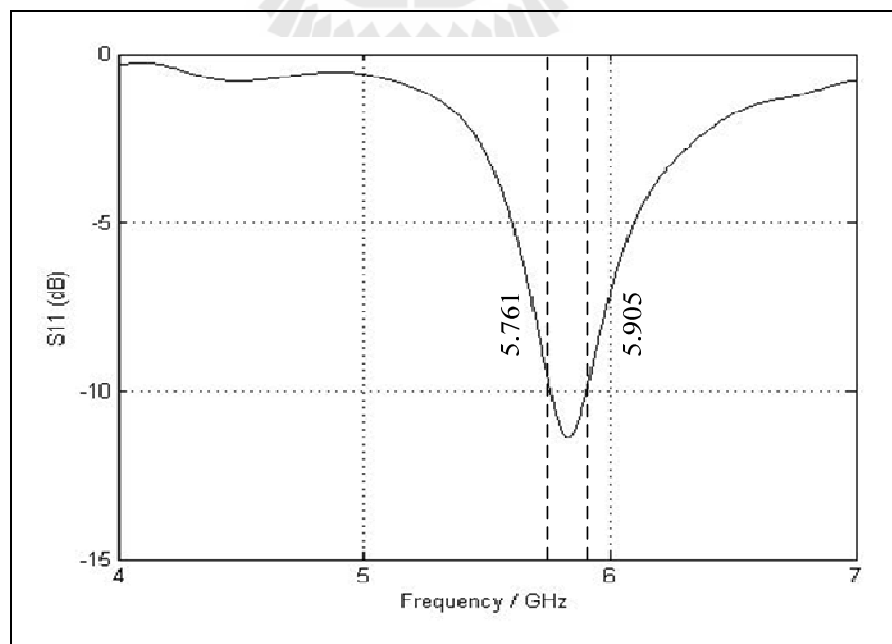


รูปที่ 4.11 ค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $d_2$

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองสายอากาศไดโพลพับ แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพับดังตารางที่ 4.2 (ปรับครั้งที่ 1) และรูปที่ 4.12 แสดงค่า  $S_{11}$  จากผลการจำลองสายอากาศไดโพลพับ จะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  มีค่าน้อยกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.761 GHz ถึง 5.90 GHz ซึ่งไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ในการนำไปใช้งานในระบบไวแมกซ์ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.725 GHz ถึง 5.875 GHz ดังนั้นจึงได้ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สายอากาศไดโพลพับทำงานในย่านความถี่ 5.8 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการปรับค่าที่เหมาะสมแสดงดังตารางที่ 4.2 (ปรับครั้งที่ 2)

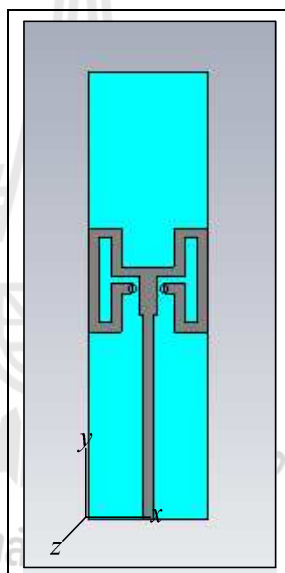
ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพับ

พารามิเตอร์	ปรับครั้งที่ 1 ขนาด	ปรับครั้งที่ 2 ขนาด
$L$ : ความยาวของวัสดุฐานรอง	60 mm	68 mm
$W$ : ความกว้างของวัสดุฐานรอง	19.4 mm	18 mm
$l$ : ความยาวของสายอากาศ	15 mm	15.8 mm
$W_t$ : ความกว้างตัวของสายอากาศไดโพลพับ	1 mm	1.5 mm
$W_a$ : ความกว้างระหว่างสายอากาศ	0.7 mm	2 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างสายอากาศ	1 mm	1 mm
$W_g$ : ความกว้างของระนาบกราวด์	12 mm	5 mm
$W_1$ : ความกว้างของเส้นไมโครสตริป	3 mm	1.5 mm
$W_2$ : ความกว้างของตัวแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$	8 mm	2.6 mm
$S$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับระนาบกราวด์	1 mm	1.5 mm
$d_1$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง	25 mm	27.35 mm
$d_2$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง	20 mm	24.85 mm



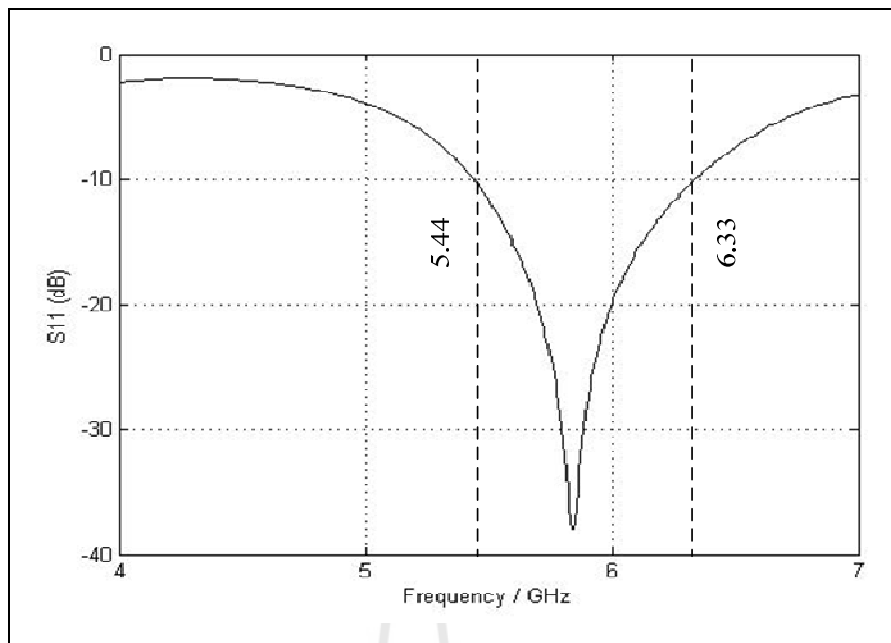
รูปที่ 4.12 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองสายอากาศไดโพลพีดันแบบแสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพีดันแบบดังตารางที่ 4.2 (ปรับครั้งที่ 2) และรูปที่ 4.13 (ข) แสดงค่า  $S_{11}$  จากผลการจำลองสายอากาศไดโพลพีดันแบบ จะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  มีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.44 GHz ถึง 6.33 GHz ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz และรูปที่ 4.13 (ค) อัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าต่ำกว่า 2 ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.44 GHz ถึง 6.33 GHz เช่นกัน โดยผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ แสดงดังรูปที่ 4.13 (ง) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.14 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งมีความกว้างครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 84 องศา

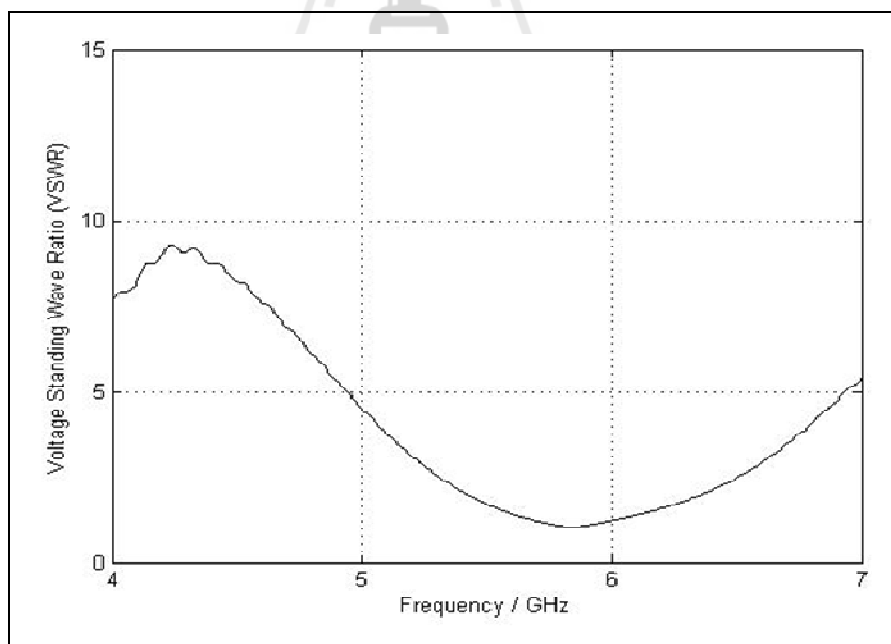


(ก) แบบจำลองสายอากาศ

รูปที่ 4.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพีดันด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

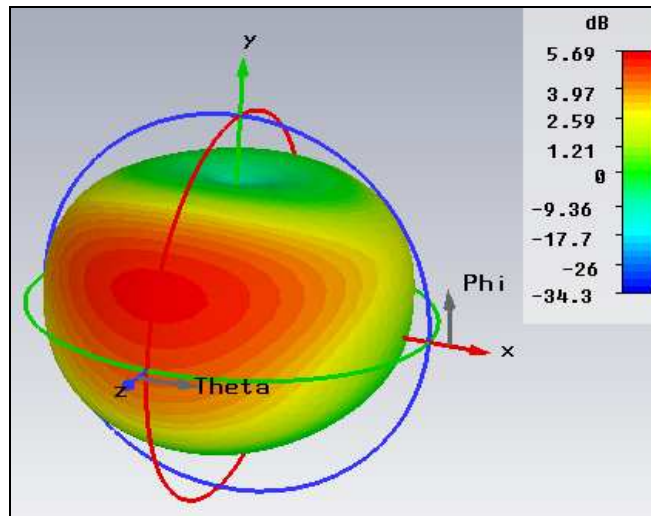


(ข) ค่า  $S_{11}$



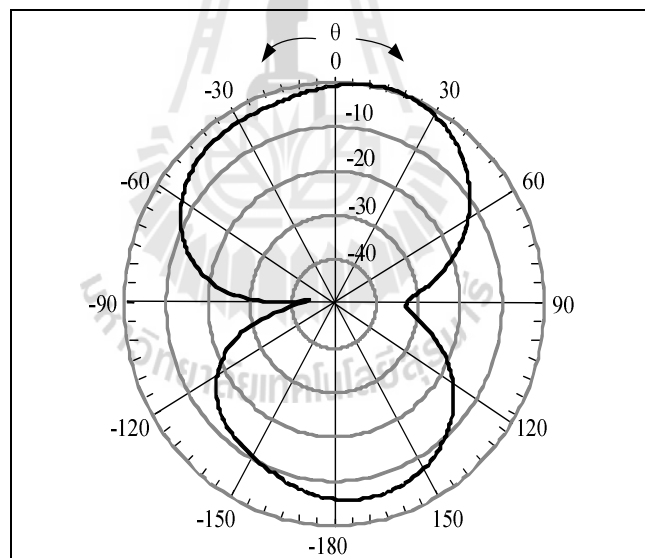
(ค) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 4.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)



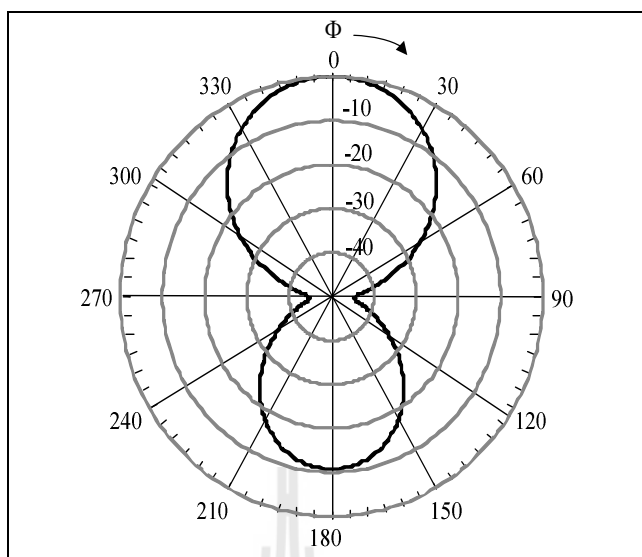
(ง) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ

รูปที่ 4.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)



(ก) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.14 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio



(จ) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.14 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)

#### 4.4 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากทฤษฎีบทที่ 3 สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือ 1. แผ่นตัวนำ ( $a$ ) 2. ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ ( $g$ ) ซึ่งสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ได้ดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนดให้มีความถี่ปฏิบัติการคือ 5.8 GHz และป้อนสัญญาณด้วยคลื่นระนาบ (plane wave) ที่ระยะห่างจากผิวของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ  $\lambda/2$  จำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เป็นแบบจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

ความกว้างของแผ่นตัวนำ ( $a$ )

$$a = 0.12\lambda_g \quad (4.8)$$

$$\text{จาก } \lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{5.8 \times 10^9 \text{ Hz} \times \sqrt{4.4}}$$

จะได้  $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$

เมื่อแทน  $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$  ในสมการที่ (4.8)

จะได้  $a = (0.12 \times 24.65 \text{ mm})$

ดังนั้น  $a = 3 \text{ mm}$

ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (g)

$$g = 0.02 \lambda_g \tag{4.9}$$

จาก  $\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}}$

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{5.8 \times 10^9 \text{ Hz} \times \sqrt{4.4}}$$

จะได้  $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$

เมื่อแทน  $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$  ในสมการที่ (4.9)

จะได้  $g = 0.02 \times 24.65 \text{ mm}$

ดังนั้น  $g = 0.5 \text{ mm}$

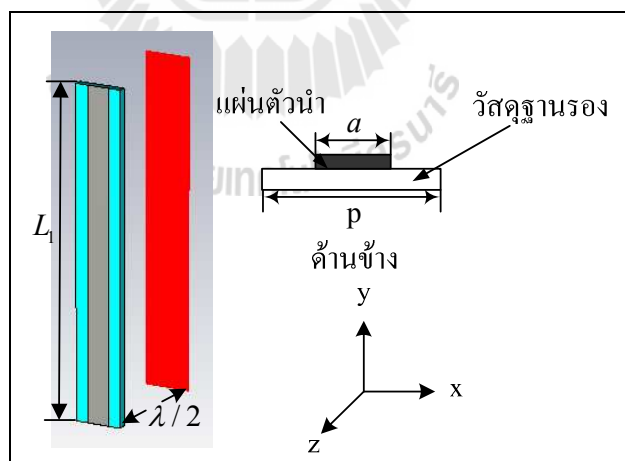
จากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแสดงค่าได้ดังตารางที่ 4.3 ซึ่งใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและเริ่มต้นด้วยการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ดัง



รูปที่ 4.16 (ก) เป็นแบบจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและรูปที่ 4.15 (ข) แสดงค่า  $S_{11}$  ซึ่งจะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  ไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ดังนั้นจึงได้ทำการปรับค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ได้หนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับค่าที่เหมาะสมได้แก่ ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ( $L_1$ ) ความกว้างของแผ่นตัวนำ ( $a$ ) ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ ( $g$ ) ซึ่งจะพิจารณาการปรับค่าที่เหมาะสมจากค่า  $S_{11}$  ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

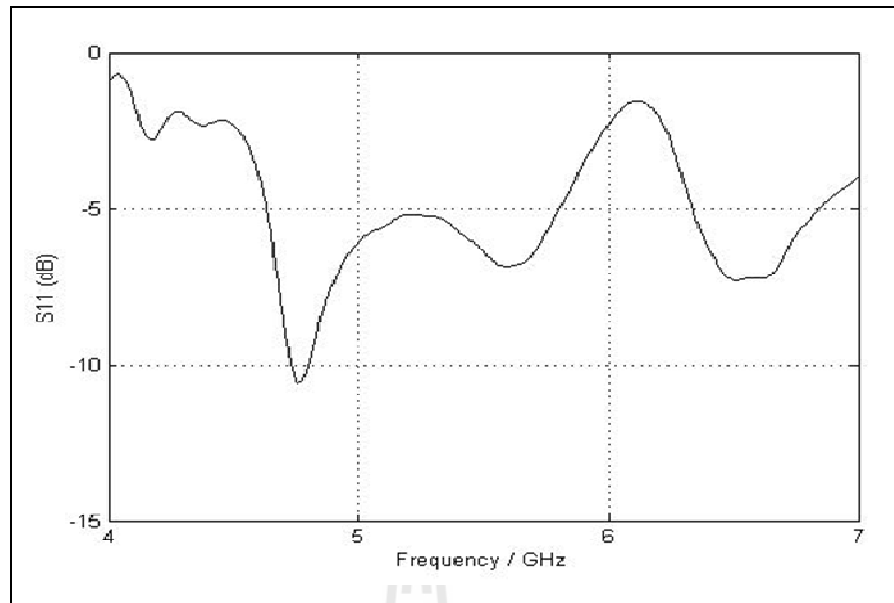
ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

พารามิเตอร์	ขนาด
$L_1$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	52 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	0.5 mm
$h$ : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
$\epsilon_r$ : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4



(ก) แบบจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 4.15 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST



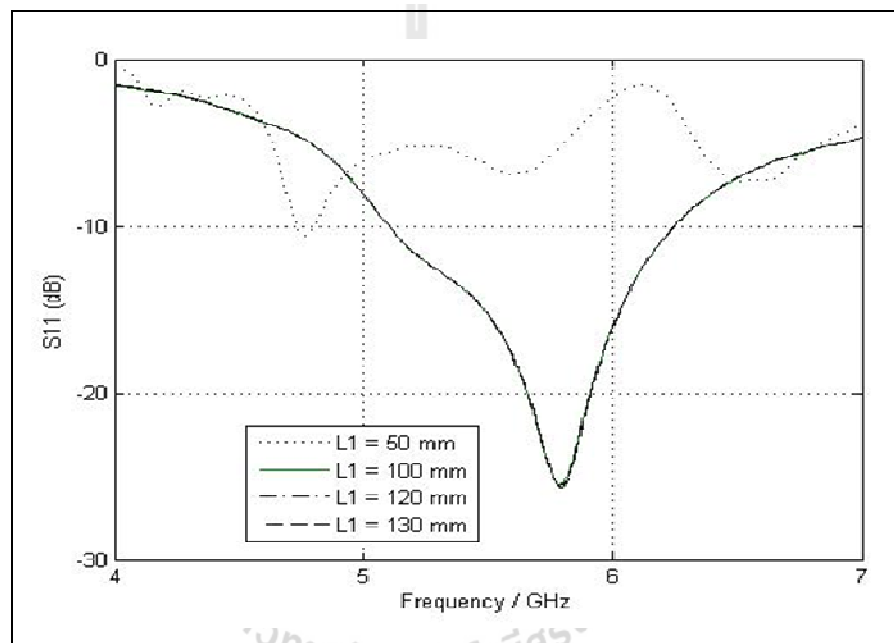
(ข) ค่า  $S_{11}$

รูปที่ 4.15 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST (ต่อ)



#### 4.4.1 ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ( $L_1$ )

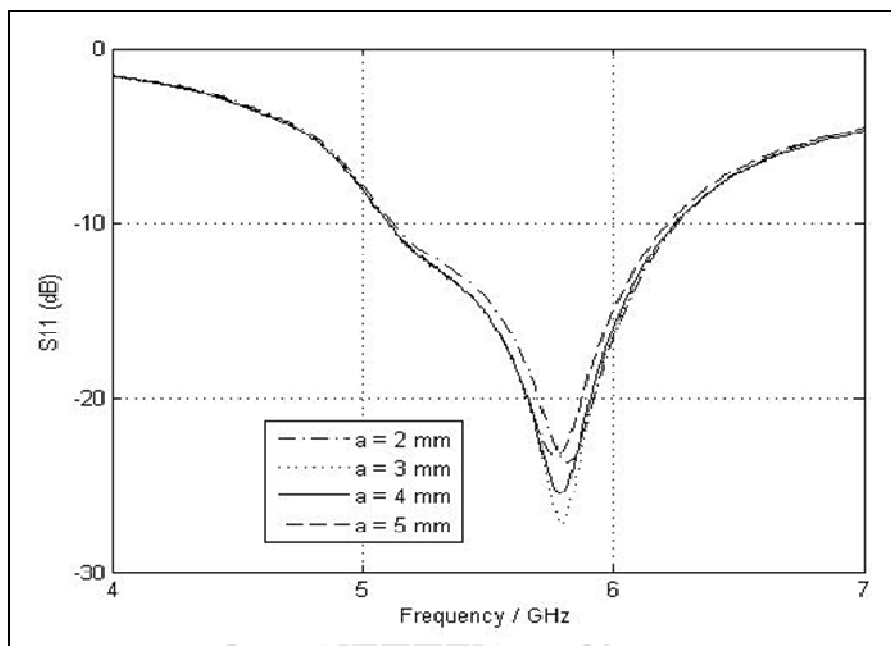
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหรือ  $L_1$  คือ ให้  $L_1$  เท่ากับ 52 มิลลิเมตร 100 มิลลิเมตร 120 มิลลิเมตร และ 130 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า  $L_1$  เพิ่มขึ้น ทำให้ค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ที่ดีขึ้นและความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางจะเลื่อนไปยังความถี่ที่สูงขึ้น แต่เมื่อ  $L_1$  เท่ากับ 130 มิลลิเมตร พบว่าค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ไม่ดีดังรูปที่ 4.16 ดังนั้นเลือกค่า  $L_1$  เท่ากับ 120 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.16 ค่า  $S_{11}$  ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $L_1$

#### 4.4.2 ความกว้างของแผ่นตัวนำ ( $a$ )

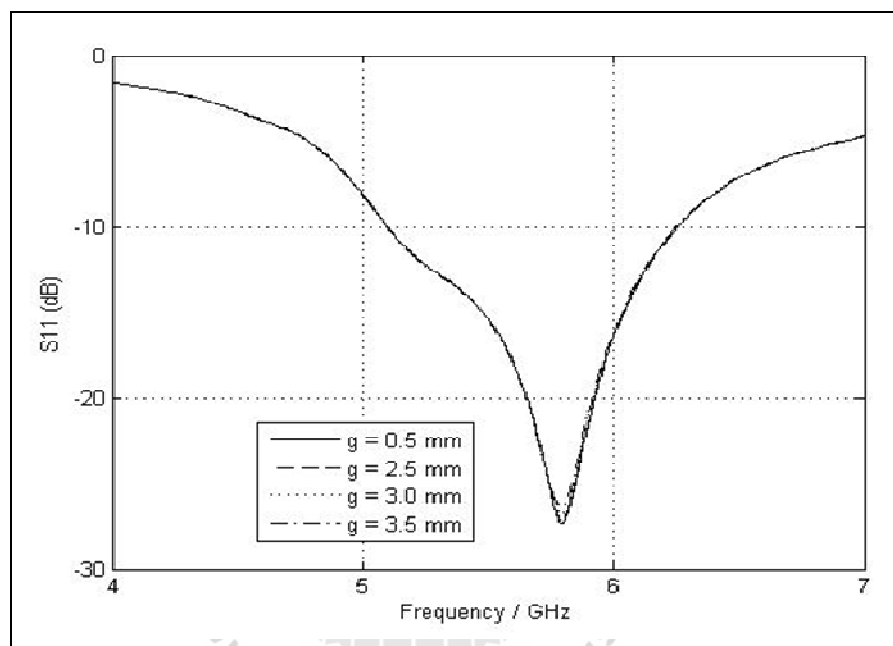
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของแผ่นตัวนำหรือ  $a$  คือ ให้  $a$  เท่ากับ 2 มิลลิเมตร 3 มิลลิเมตร 4 มิลลิเมตร และ 5 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่าความกว้างของแผ่นตัวนำเพิ่มขึ้น ทำให้ค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ที่ดีขึ้นและความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลางจะเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลง แต่เมื่อ  $a$  มากกว่า 3 มิลลิเมตร จะพบว่า ค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ที่ไม่ดีแสดงดังรูปที่ 4.17 ดังนั้นเลือกค่า  $a$  เท่ากับ 3 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.17 ค่า  $S_{11}$  ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $a$

#### 4.4.3 ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ ( $g$ )

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำหรือ  $g$  คือ ให้  $g$  เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร 2.5 มิลลิเมตร 3.0 มิลลิเมตร และ 3.5 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า  $g$  เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ต่ำ แต่เมื่อ  $g$  มากกว่า 2.5 มิลลิเมตร จะพบว่าค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ไม่ดี แสดงดังรูปที่ 4.18 ดังนั้นเลือกค่า  $g$  เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร

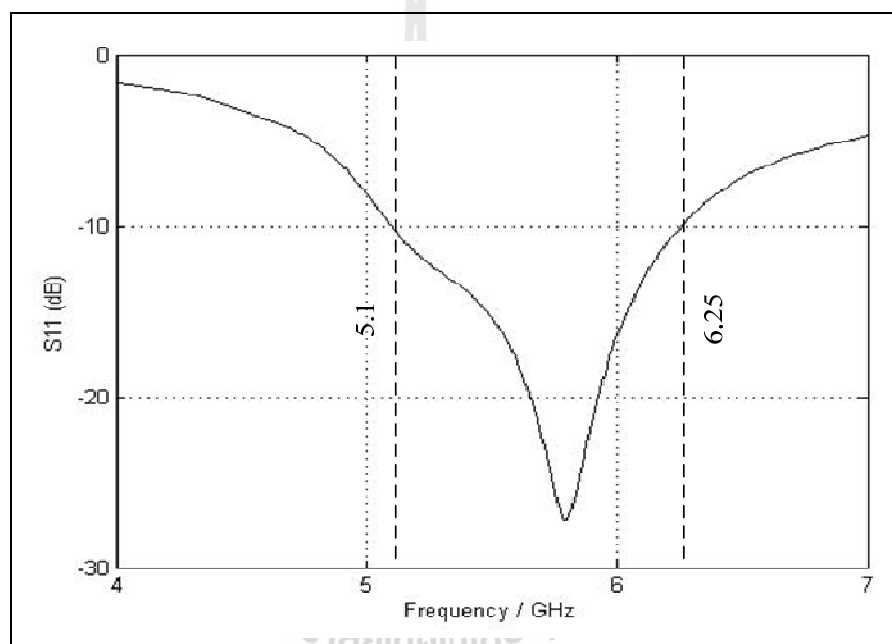


รูปที่ 4.18 ค่า  $S_{11}$  ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $g$

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ซึ่งสามารถทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz ค่าพารามิเตอร์ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แสดงดังตารางที่ 4.4 และรูปที่ 4.19 แสดงผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  มีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.11 GHz ถึง 6.24 GHz ดังนั้นจึงนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาเรียงแถวลำดับ เพื่อหาขนาดที่เหมาะสม

ตารางที่ 4.4 ค่าพารามิเตอร์ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

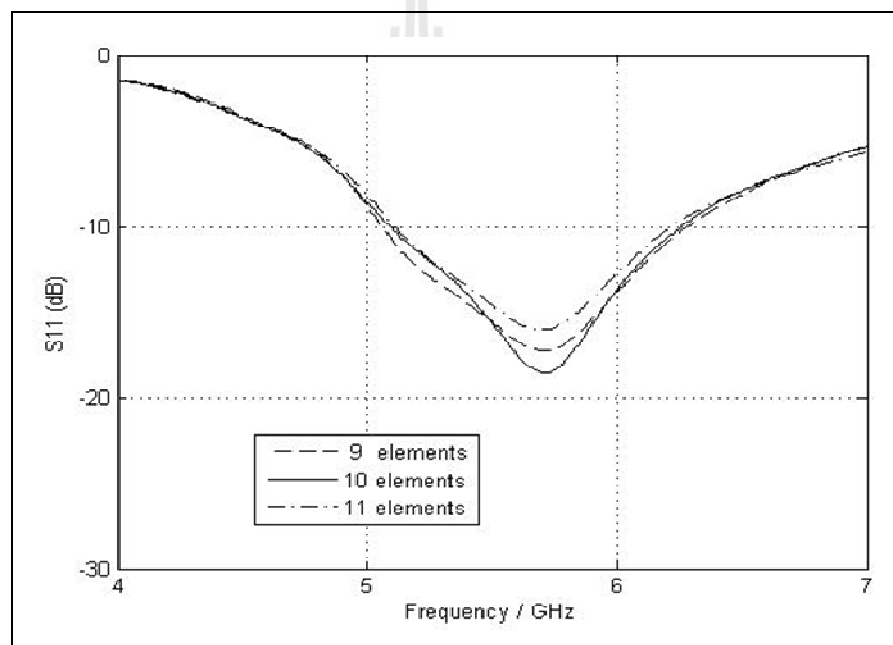
พารามิเตอร์	ขนาด
$L_1$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
$h$ : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
$\epsilon_r$ : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4



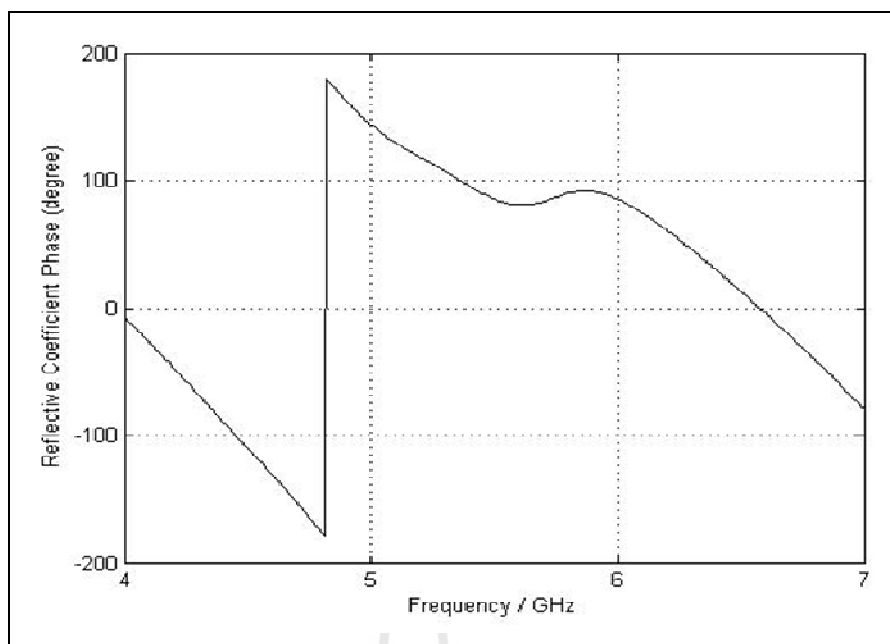
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

#### 4.4.4 ขนาดของแถวลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อเราได้หนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นไปตามวัตถุประสงค์ของการออกแบบแล้ว เราได้นำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาทำการเรียงแถวลำดับกัน เพื่อหาขนาดที่เหมาะสมที่สุดที่ความถี่ 5.8 GHz จากรูปที่ 4.20 เราได้ทำการเรียงแถวลำดับแบบ 9 อิลิเมนต์ 10 อิลิเมนต์ และ 11 อิลิเมนต์ พบว่าการเรียงแถวลำดับแบบ 10 อิลิเมนต์ ให้ค่า  $S_{11}$  ดีที่สุด เราจึงเลือกช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ทำการเรียงแถวลำดับแบบ 10 อิลิเมนต์ มาใช้เป็นการจำลองผลต้นแบบและมีค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient phase) เท่ากับ 90.126 องศา แสดงดังรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.20 ค่า  $S_{11}$  ของการเปรียบเทียบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 4.21 ค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

#### 4.5 การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

จากทฤษฎีบทที่ 3 การทำงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับจะอยู่ภายใต้เงื่อนไขการเกิดเรโซแนนซ์ ตามสมการที่ (3.46) เงื่อนไขดังกล่าวจะเกี่ยวข้องกับค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระนาบสะท้อนด้านล่าง ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ในการกำหนดความสูงระหว่างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและระนาบสะท้อนด้านล่างหรือเรียกว่า คาวิตี (cavity height :  $h_1$ ) เมื่อเราได้ขนาดแถวลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่เหมาะสมและตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ นำค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระนาบสะท้อนด้านล่างที่ได้ แทนในสมการที่ (3.46) เพื่อคำนวณหาความสูงของคาวิตี  $h_1$

$$\text{จากสมการที่ (3.46) } h_1 = \frac{c}{2f} \left( \frac{\angle EBG + \angle PEC}{2\pi} \right)$$

เมื่อแทน  $\angle EBG = 90.126^\circ$  และ  $\angle PEC = 180^\circ$  ในสมการที่ (3.46)



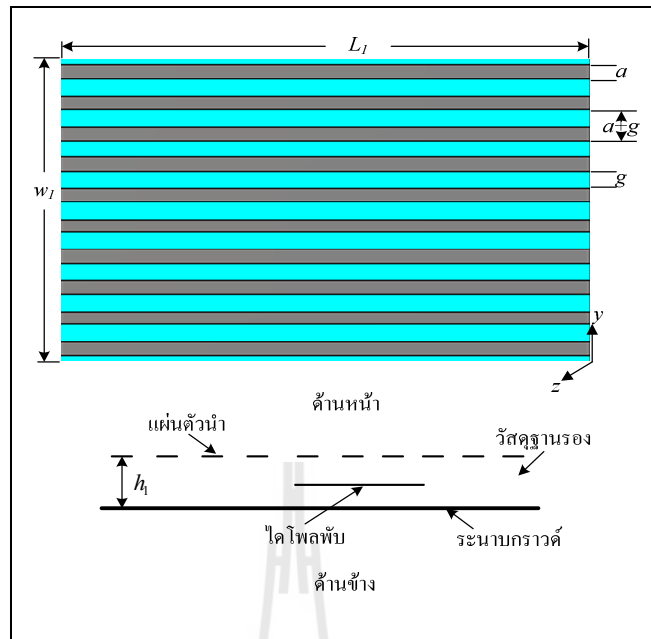
$$\text{จะได้ } h_1 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \times 5.8 \times 10^9 \text{ Hz}} \left( \frac{90.126^\circ + 180^\circ}{360^\circ} \right)$$

$$\text{ดังนั้น } h_1 = 20 \text{ mm}$$

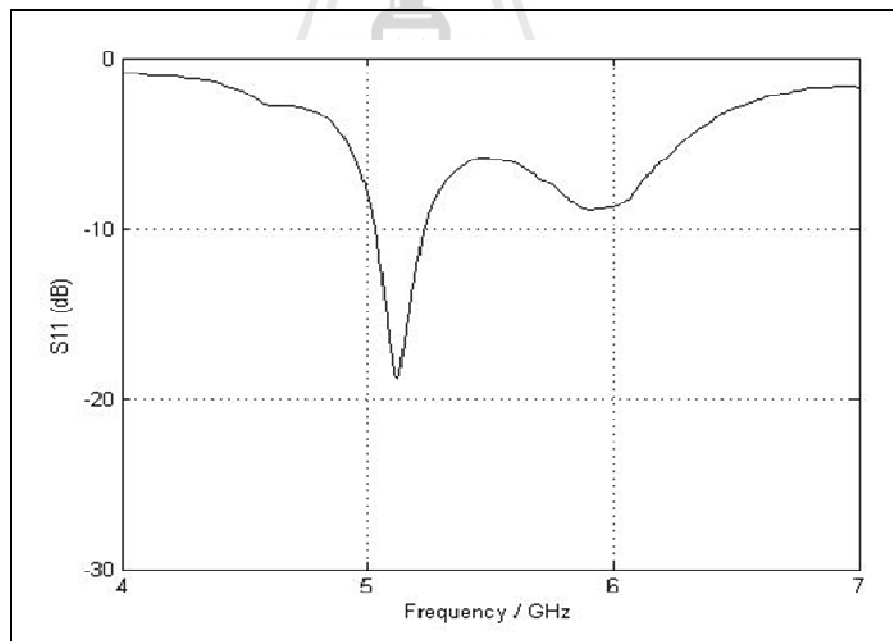
จากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ความสูงของคาวิตี  $h_1$  สามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ได้ดังตารางที่ 4.5 ซึ่งเป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับและเริ่มต้นด้วยการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เป็นแบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับดังรูปที่ 4.22 และค่า  $S_{11}$  ดังรูปที่ 4.23 ซึ่งจะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  ไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ดังนั้นจึงได้ทำการปรับค่าที่เหมาะสม โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับค่าที่เหมาะสม ได้แก่ ความสูงของคาวิตี (cavity height :  $h_1$ )

ตารางที่ 4.5 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	ขนาด
$L_1$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
$w_1$ : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	90 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
$h_1$ : ความสูงของคาวิตี	20 mm



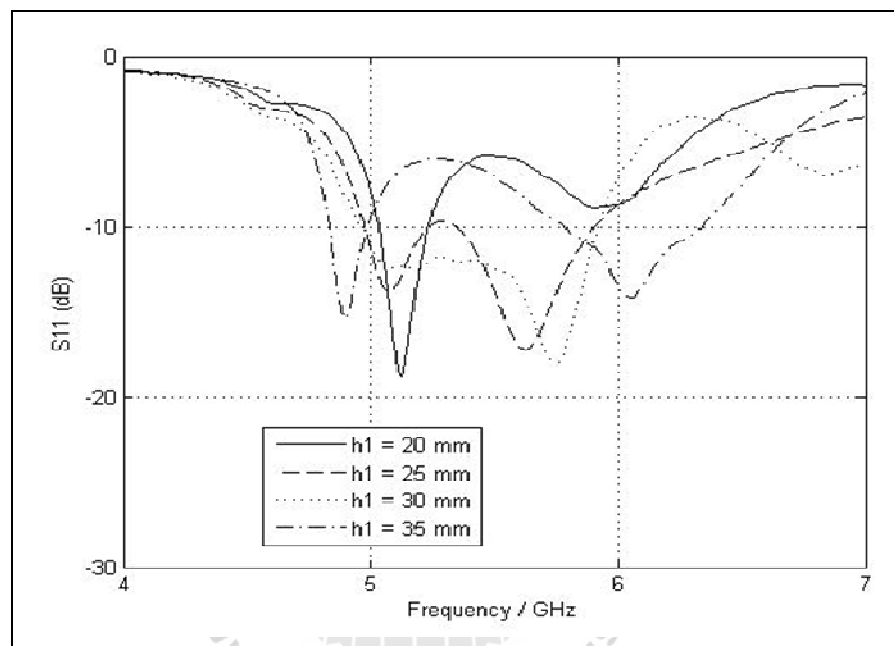
รูปที่ 4.22 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ



รูปที่ 4.23 ค่า  $S_{11}$  ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

#### 4.5.1 ความสูงของคาวิตี

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของคาวิตีหรือ  $h_1$  คือให้  $h_1$  เท่ากับ 20 มิลลิเมตร 25 มิลลิเมตร 30 มิลลิเมตร และ 35 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อความสูงของคาวิตีเพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่สูงขึ้น แต่เมื่อ  $h_1$  มากกว่า 30 มิลลิเมตร จะพบว่าความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลงดังรูปที่ 4.24 ดังนั้นเลือกค่า  $h_1$  เท่ากับ 30 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.24 ค่า  $S_{11}$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $h_1$

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัดดับแบบ แสดงค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัดดับแบบดังตารางที่ 4.6 โดยผลการจำลองที่ได้มีอัตราขยายดังตารางที่ 4.7 และรูปที่ 4.25 (ก) แสดงโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัดดับแบบและรูปที่ 4.25 (ข) จะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 4.97 GHz ถึง 5.91 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.26 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและจะพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานมีพู่หลัง (back lobe) เกิดขึ้นและมีระดับพลังงานอยู่ที่ -15 dB เนื่องจากคลื่นผิวที่เกิดขึ้นบริเวณสนามแผ่สะท้อน

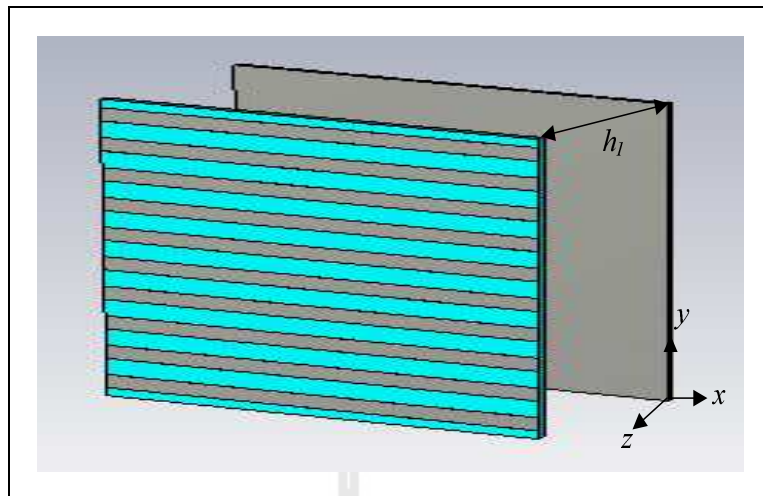
ด้านล่างดังรูปที่ 4.27 ซึ่งพูล้างที่เกิดขึ้นเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานของคลื่นในทิศทางที่เราไม่ต้องการและต้องลดระดับลงให้ได้ เพื่อลดการสูญเสียพลังงานในตัวสายอากาศทำให้สายอากาศสามารถแผ่กระจายพลังงานได้สูงสุด เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าววิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างขึ้น ในการลดระดับของคลื่นผิวซึ่งจะทำให้ระดับพลังงานของพูล้างลดลง ส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4.6 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ

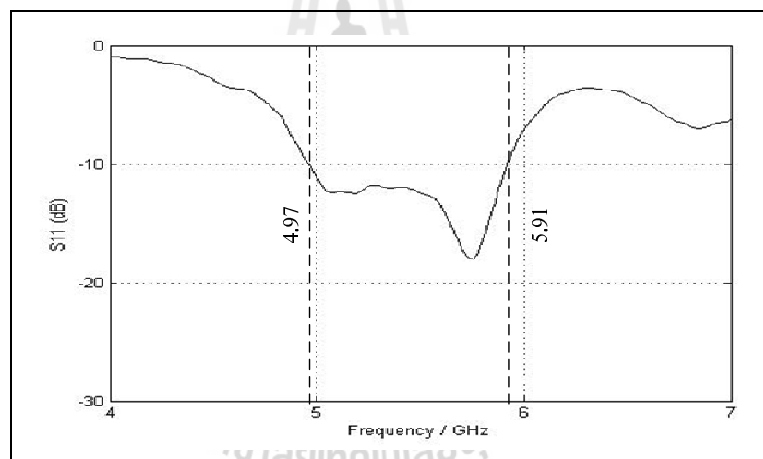
พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	ขนาด
$L_1$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
$w_1$ : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	90 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
$h_1$ : ความสูงของคาวิตี	30 mm
$h$ : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
$\epsilon_r$ : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4

ตารางที่ 4.7 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลอง

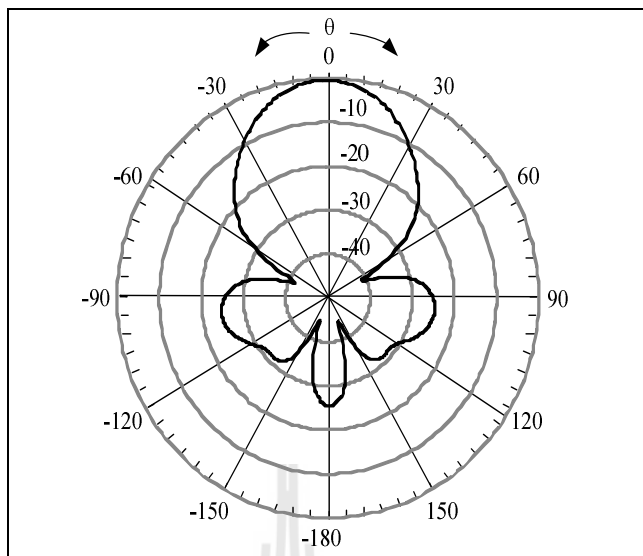
ความสูงของคาวิตี $h_1$ (mm)	อัตราขยาย (dB)
20	6.256
25	8.386
30	12.64



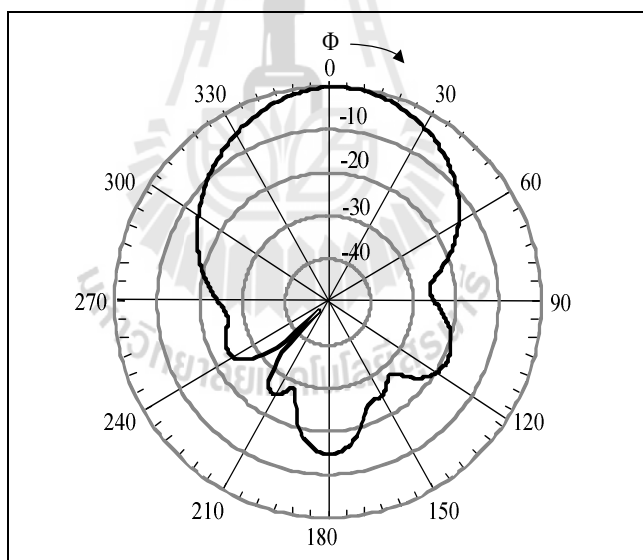
(ก) แบบจำลองสายอากาศต้นแบบ

(ข) ค่า  $S_{11}$ 

รูปที่ 4.25 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

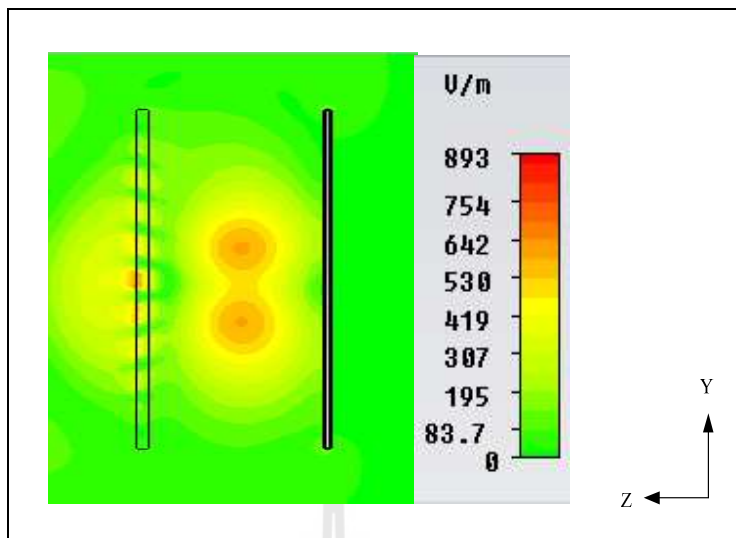


(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

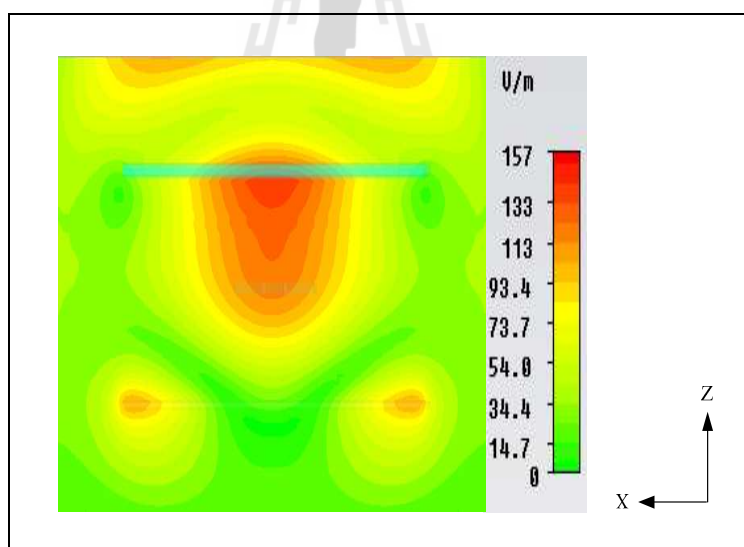


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.26 ผลจากการจำลองสายอากาศแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST



(ก) สนามไฟฟ้าระยะใกล้

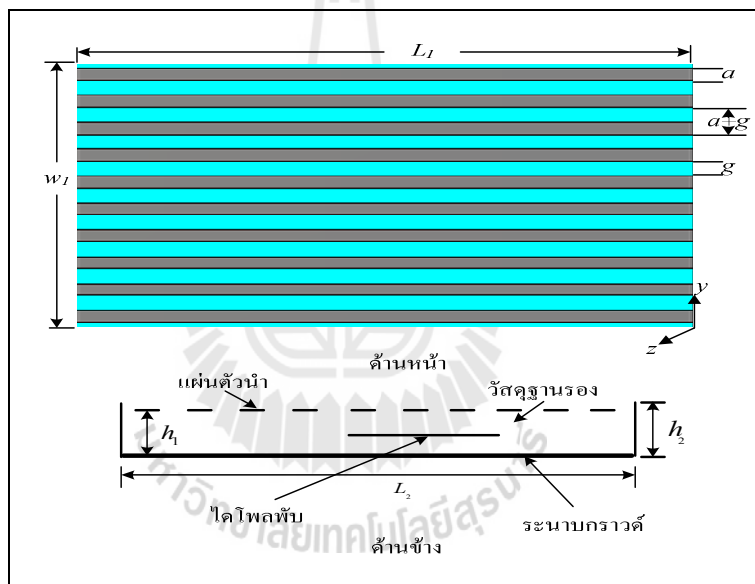


(ข) สนามแม่เหล็กระยะใกล้

รูปที่ 4.27 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

#### 4.6 การศึกษาการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับในหัวข้อ 4.5 พบว่ามีระดับพลังงานของพูหลัง (back lobe) ที่สูง วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาและออกแบบการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวแสดง โครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 4.28 จำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ในการศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศ โดยมีค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นต่างๆ แสดงดังตารางที่ 4.8 และพารามิเตอร์ที่ใช้ในการศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศได้แก่ ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง (reflective sidewalls height :  $h_2$ ) ซึ่งจะพิจารณาการปรับค่าที่เหมาะสมจากค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศ



รูปที่ 4.28 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ เมื่อเพิ่มผนังสะท้อน

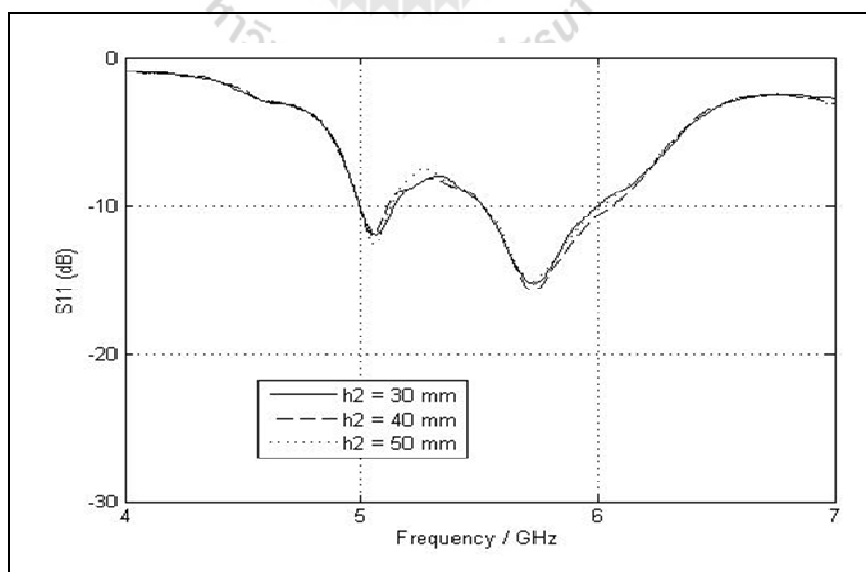


ตารางที่ 4.8 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง

พารามิเตอร์	ขนาด
$L_1$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
$L_2$ : ความยาวของผนังสะท้อนด้านล่าง	126 mm
$w_1$ : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	90 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
$h_1$ : ความสูงของคาวีตี	30 mm
$h$ : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
$\epsilon_r$ : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4

#### 4.6.1 ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง หรือ  $h_2$  คือให้  $h_2$  เท่ากับ 30 มิลลิเมตร 40 มิลลิเมตร และ 50 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองพบว่า เมื่อค่า  $h_2$  เพิ่มขึ้น ทำให้ค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ที่ดีขึ้น แต่ถ้า  $h_2$  เพิ่มมากขึ้น จะพบว่า ค่า  $S_{11}$  มีการแมตซ์ที่ไม่ดีแสดงดังรูปที่ 4.29 ดังนั้นเลือกค่า  $h_2$  เท่ากับ 40 มิลลิเมตร โดยผลการจำลองที่ได้มีอัตราขยายดังตารางที่ 4.9

รูปที่ 4.29 ค่า  $S_{11}$  เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า  $h_2$

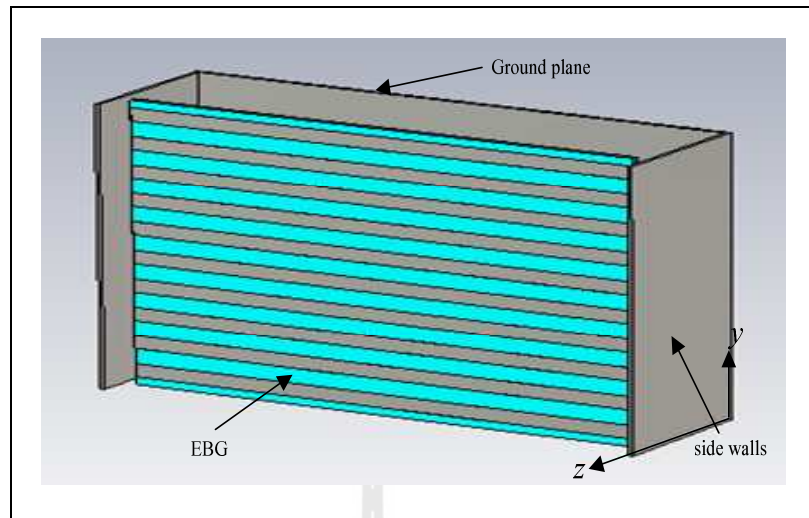
ตารางที่ 4.9 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง

ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง : $h_2$ (mm)	อัตราขยาย (dB)
30	12.64
40	15.1
50	14.31

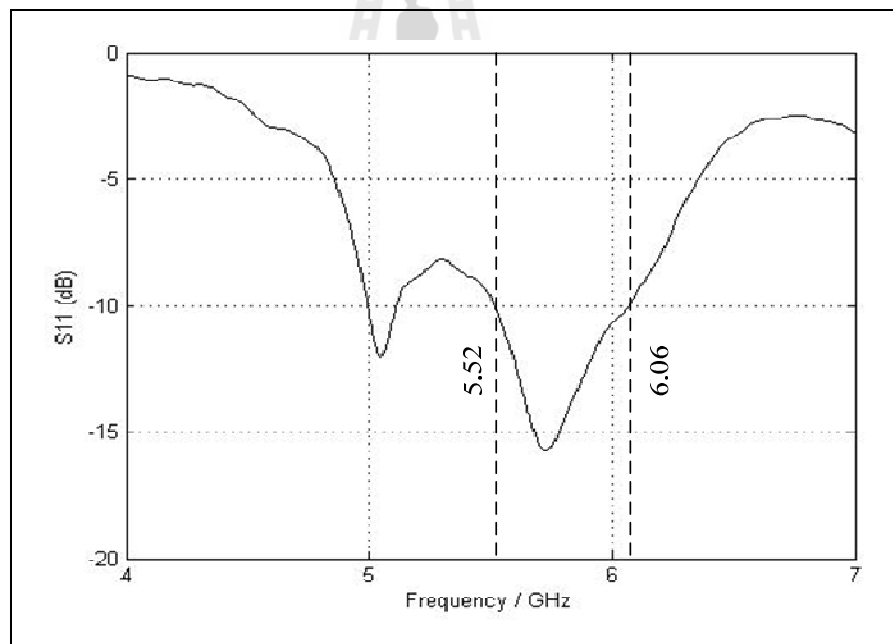
จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง แสดงค่าพารามิเตอร์ของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างต้นแบบดังตารางที่ 4.10 และรูปที่ 4.30 (ข) แสดงผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างต้นแบบ จะเห็นว่าค่า  $S_{11}$  มีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.52 GHz ถึง 6.06 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.31 (ก) และ (ข) ตามลำดับ จะสังเกตเห็นว่าพู่หลัง (back lobe) ลดลง เนื่องจากการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างจะทำให้คลื่นผิวที่เกิดบนตัวสะท้อนไม่สามารถเลี้ยวเบนกลับไปยังด้านหลังของตัวสะท้อนได้และจะเคลื่อนที่กลับไปกลับมาจนเกิดการหักล้างกันดังรูปที่ 4.32 ซึ่งทำให้พลังงานที่เก็บกักภายในคาวิตีมีพลังงานเพิ่มขึ้นและทำให้มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นเท่ากับ 15.1 dB ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ

ตารางที่ 4.10 ค่าพารามิเตอร์ของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง

พารามิเตอร์	ขนาด
$L_1$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
$L_2$ : ความยาวของผนังสะท้อนด้านล่าง	126 mm
$w_1$ : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	90 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
$h_1$ : ความสูงของคาวิตี	30 mm
$h_2$ : ความสูงของผนังด้านข้าง	40 mm
$h$ : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
$\epsilon_r$ : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4

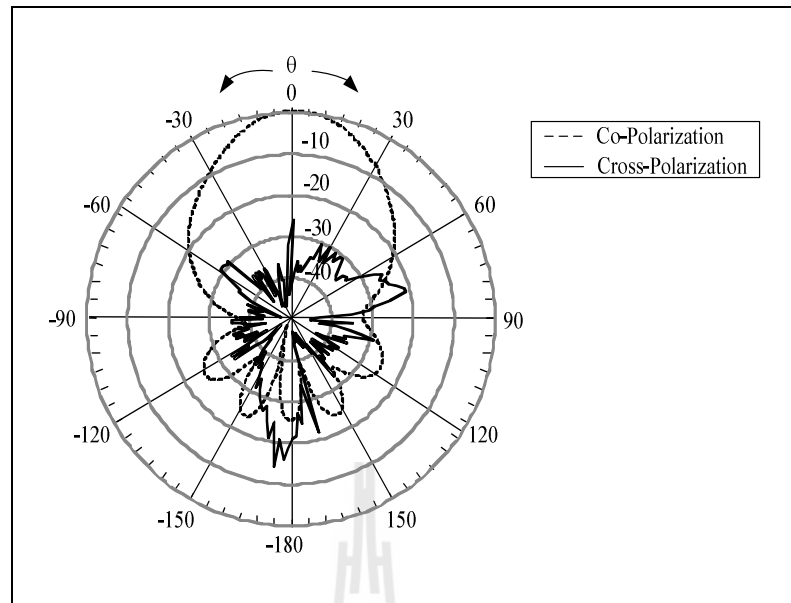


(ก) แบบจำลองสายอากาศต้นแบบ

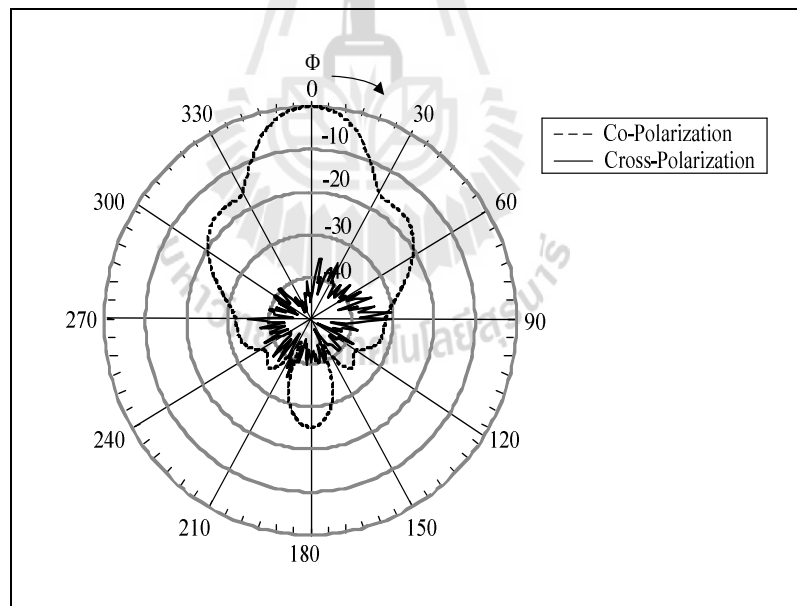


(ข) ค่า  $S_{11}$

รูปที่ 4.30 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

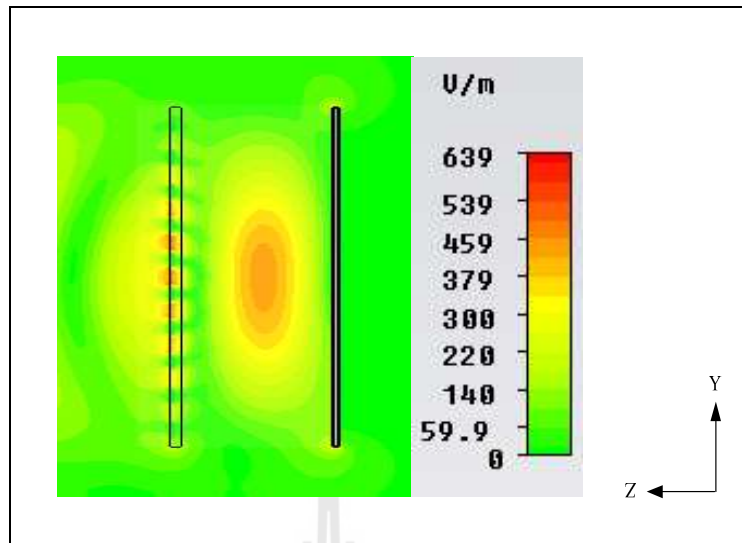


(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

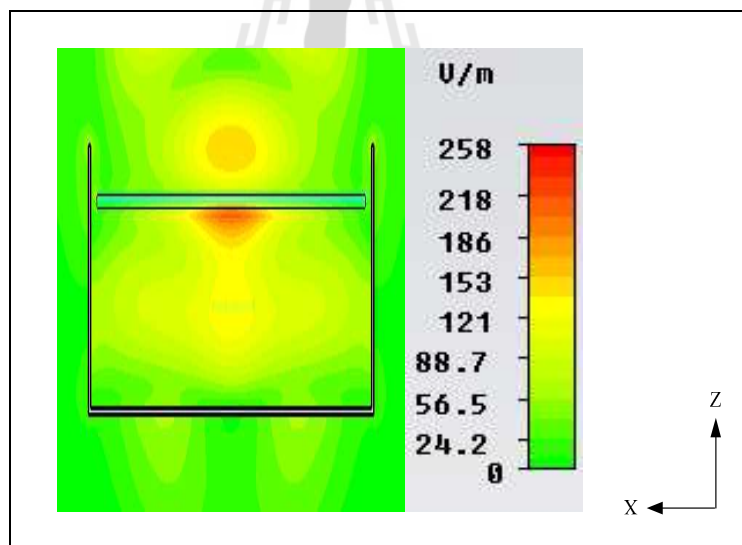


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.31 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST



(ก) สนามไฟฟ้าระยะใกล้



(ข) สนามแม่เหล็กระยะใกล้

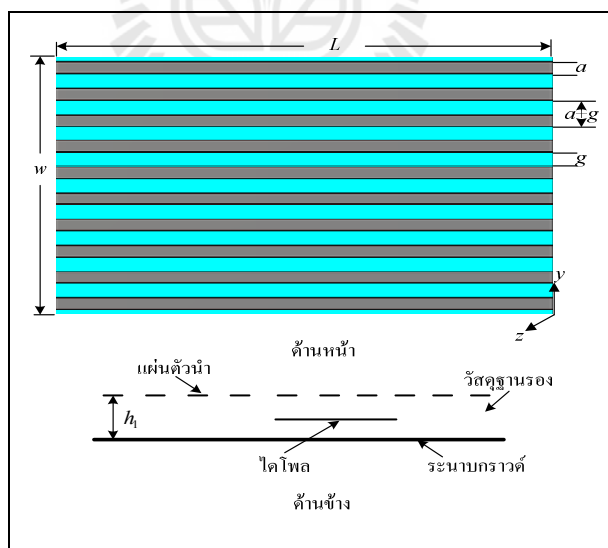
รูปที่ 4.32 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

#### 4.7 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19]

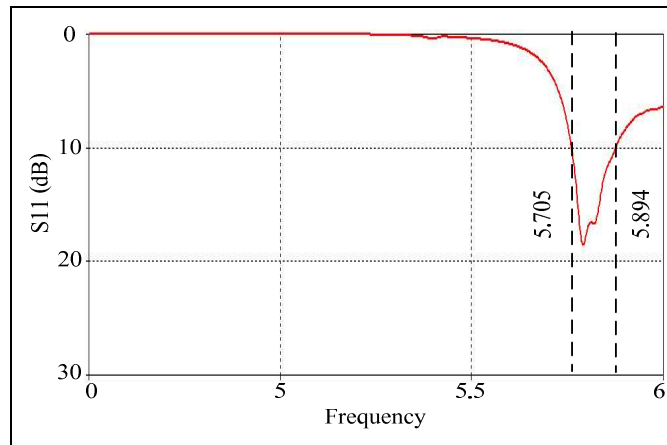
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพล เพื่อศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศเรโซเนเตอร์จาก [19] ด้วยการใช้สายอากาศไดโพลสองอิมิตีเมนต์ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกำลังงานให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ในการศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศเรโซเนเตอร์ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์จาก [19] เป็นค่าอ้างอิงแสดงดังตารางที่ 4.11 และ โครงสร้างแสดงดังรูปที่ 4.33

ตารางที่ 4.11 ค่าพารามิเตอร์อ้างอิงของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลตาม [19]

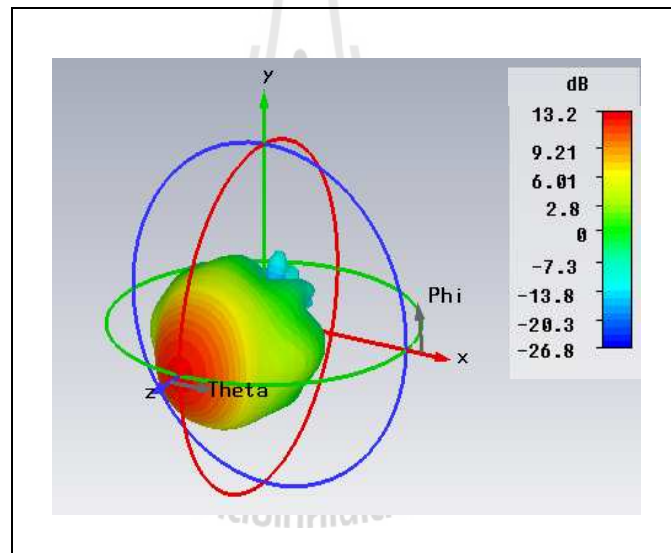
พารามิเตอร์	ขนาด
$L$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	375 mm
$w$ : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	277.75 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	10 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	25.25 mm
$h_1$ : ความสูงของคาวิตี	70 mm



รูปที่ 4.33 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19]

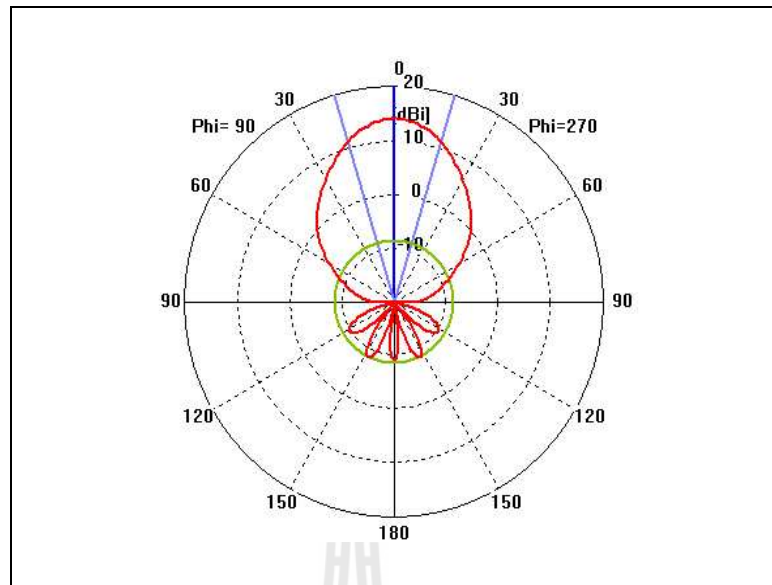


รูปที่ 4.34 ผลจากการจำลองค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]

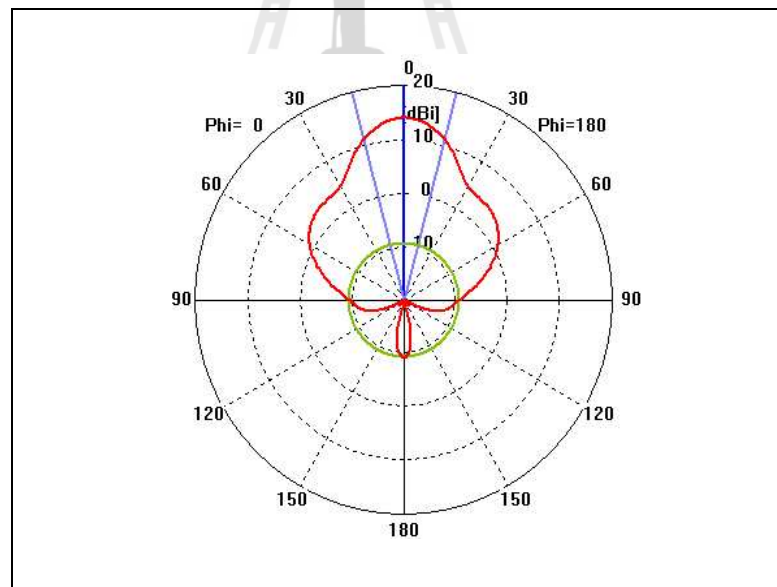


(ก) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ

รูปที่ 4.35 ผลจากการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]



(จ) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

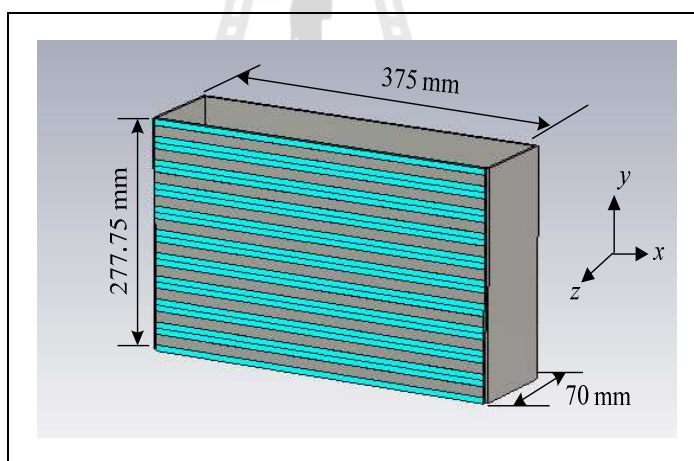


(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.35 ผลจากการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] (ต่อ)



จากการจำลองแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] โดยใช้สายอากาศไดโพลสองอิลีเมนต์ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกำลังงานให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 จากรูปที่ 3.34 พบว่า มีค่า  $S_{11}$  น้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.705 GHz ถึง 5.894 GHz ซึ่งแคบมาก โดยผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ แสดงดังรูปที่ 4.35 (ก) และมีอัตราขยายเท่ากับ 13.2 dB แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.35 (ข) และ (ค) ตามลำดับ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและจะพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานมีพู่หลัง (back lobe) เกิดขึ้นและมีระดับพลังงานอยู่ที่ -12 dB ซึ่งโครงสร้างแบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] แสดงดังรูปที่ 4.36 และมีขนาดของโครงสร้างเท่ากับ 375 x 277.75 x 70 mm ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากรายที่ 4.12 จะสังเกตเห็นว่า แบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่ผู้วิจัยออกแบบมีอัตราขยายสูงกว่าสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] และมีขนาดเล็กกว่าประมาณ 50 % เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]



รูปที่ 4.36 แบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]

ตารางที่ 4.12 เปรียบเทียบสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงกับสายอากาศเรโซเนเตอร์ต้นแบบ

จำนวนตัวป้อนกำลังงาน	ขนาด (mm)	อัตราขยาย (dB)
สายอากาศไดโพลสองอิลีเมนต์ (อ้างอิง)	375 x 277.75 x 70	13.2
สายอากาศไดโพลพับสองอิลีเมนต์ (ต้นแบบ)	120 x 90 x 30	15.1

#### 4.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลพับ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ จำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 พบว่าสายอากาศไดโพลพับมีข้อดีคือ แบนด์วิดท์กว้าง แต่มีข้อเสียคือ อัตราขยายต่ำ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและได้นำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าวางบนไดโพลพับและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 พบว่าสายอากาศมีข้อดีคือ สายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น แต่มีข้อเสียคือ มีคลื่นผิวเกิดขึ้นทำให้มีระดับพลังงานของพูหลัง (back lobe) ที่สูง วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง พิจารณาทั้งข้อดีและข้อเสียของสายอากาศ พบว่าสายอากาศมีข้อดีคือ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางที่มีพูหลัง (back lobe) ต่ำ ทำให้สายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นเท่ากับ 15.1 dB และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.52 GHz ถึง 6.06 GHz อีกทั้งสายอากาศยังมีขนาดเล็กกว่าประมาณ 50 % เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิงในหัวข้อ 4.7 ดังตารางที่ 4.12 เหมาะในการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเป็นสถานีฐานไวแมกซ์ ตามมาตรฐาน IEEE 802.16j

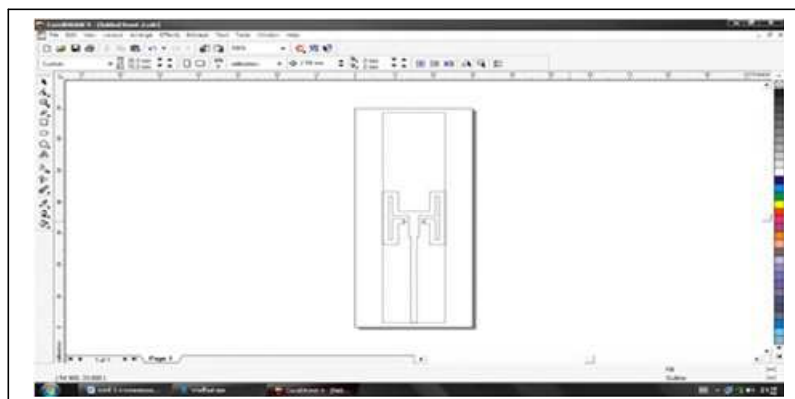
## บทที่ 5

### การทดสอบและวิเคราะห์ผล

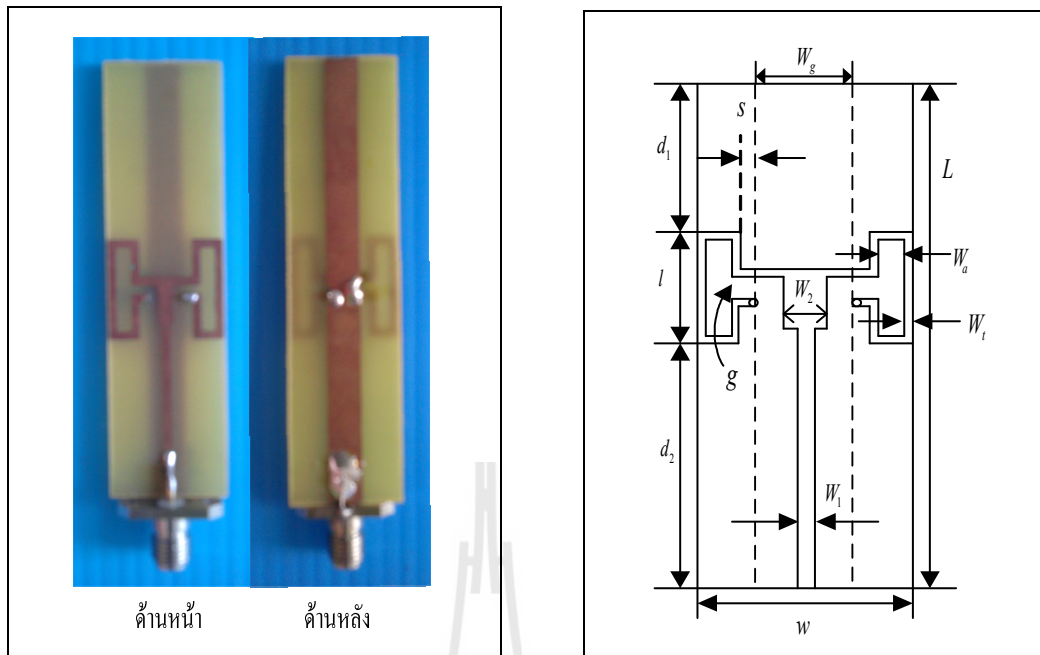
จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดตลอดจนการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 และ 4 ดังนั้นในบทที่ 5 นี้จะกล่าวถึงการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ได้แก่ พารามิเตอร์  $S_{11}$  อิมพีแดนซ์ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย โดยในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้นจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบ และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

#### 5.1 วิธีการสร้างและวัดทดสอบสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ

สายอากาศไดโพลพับสร้างจากการนำโครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 จนได้ขนาดของสายอากาศตามที่ต้องการสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 ไปวาดและตัดสติ๊กเกอร์โดยใช้โปรแกรม CoreIDRAW 9 ดังรูปที่ 5.1 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างสายอากาศไดโพลพับ โดยสายอากาศไดโพลพับสร้างจากแผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 จากนั้นนำสายอากาศไดโพลพับต้นแบบต่อเข้ากับหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์ม แสดงดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.1 โปรแกรม CoreIDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB



รูปที่ 5.2 สายอากาศไดโพลพับต้นแบบ

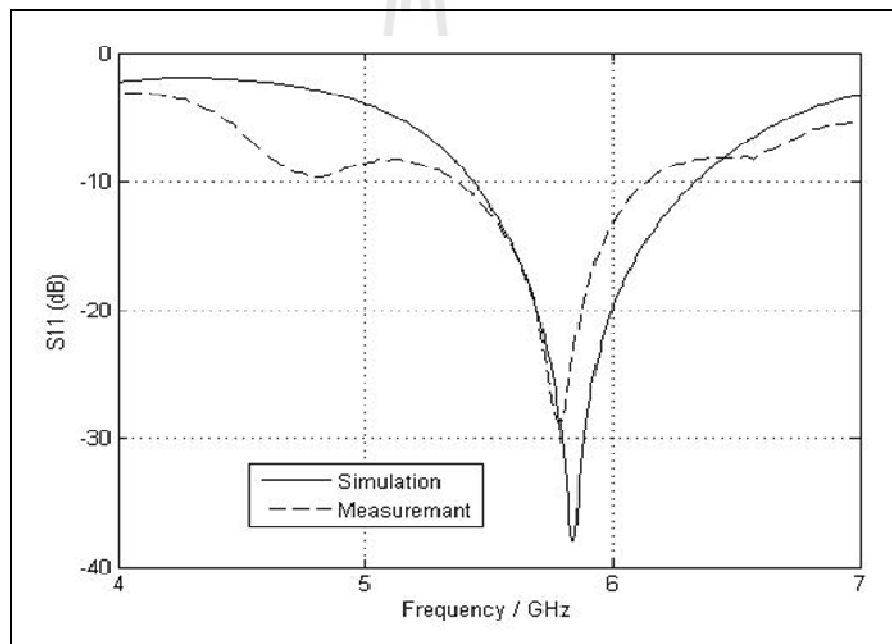
ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ

พารามิเตอร์	ขนาด
$L$ : ความยาวของวัสดุฐานรอง	68 mm
$W$ : ความกว้างของวัสดุฐานรอง	18 mm
$l$ : ความยาวของสายอากาศ	15.8 mm
$W_t$ : ความกว้างตัวของสายอากาศไดโพลพับ	1.5 mm
$W_a$ : ความกว้างระหว่างสายอากาศ	2 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างสายอากาศ	1 mm
$W_g$ : ความกว้างของระนาบกราวด์	5 mm
$W_1$ : ความกว้างของเส้นไมโครสตริป	1.5 mm
$W_2$ : ความกว้างของตัวแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$	2.6 mm
$s$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับระนาบกราวด์	1.5 mm
$d_1$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง	27.35 mm
$d_2$ : ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง	24.85 mm

## 5.2 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลพับ

สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือ ค่าพารามิเตอร์  $S_{11}$  ในการพิจารณาค่าพารามิเตอร์  $S_{11}$  จะนิยามออกแบบให้ ณ ความถี่ใช้งานมีค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB หมายความว่า พลังงานที่ส่งผ่านไปยังสายอากาศมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ 10 % ในงานประยุกต์ต่างๆ ค่าของ  $S_{11}$  จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่าสายอากาศมีการแมตซ์ที่ดี

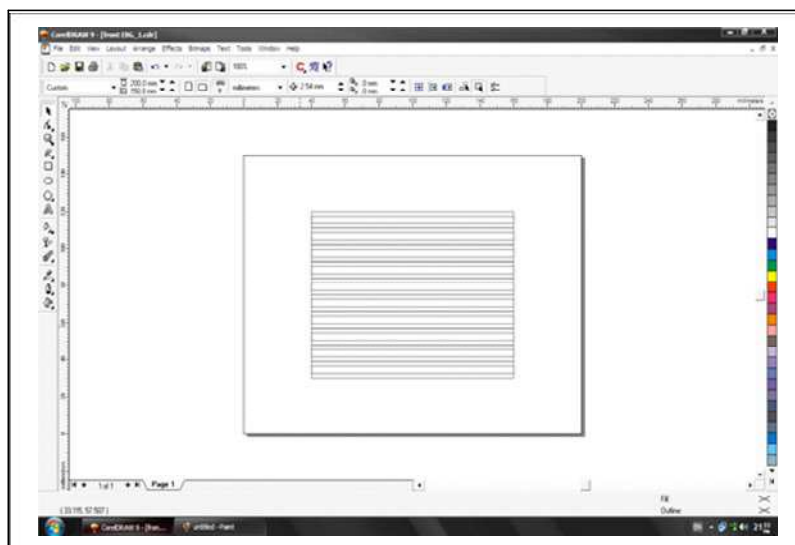
จากรูปที่ 5.3 แสดงผลการวัดทดสอบค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศไดโพลพับต้นแบบในรูปแบบของพารามิเตอร์  $S_{11}$  จะสังเกตได้ว่า สายอากาศไดโพลพับบนต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้น มีค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.38 GHz ถึง 6.13 GHz



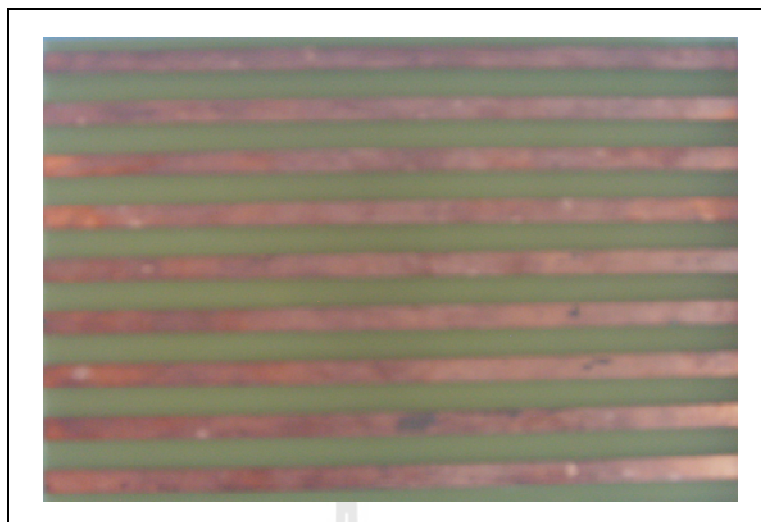
รูปที่ 5.3 ผลการวัดทดสอบค่า  $S_{11}$  ของสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ

### 5.3 วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสร้างจากการนำโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าวาดและตัดสติ๊กเกอร์ โดยใช้โปรแกรม CorelDRAW 9 แสดงดังรูปที่ 5.4 ด้วยขนาดที่แสดงในตารางที่ 5.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้ใช้แผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 ดังรูปที่ 5.5 แสดงแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างเสร็จแล้ว



รูปที่ 5.4 โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB



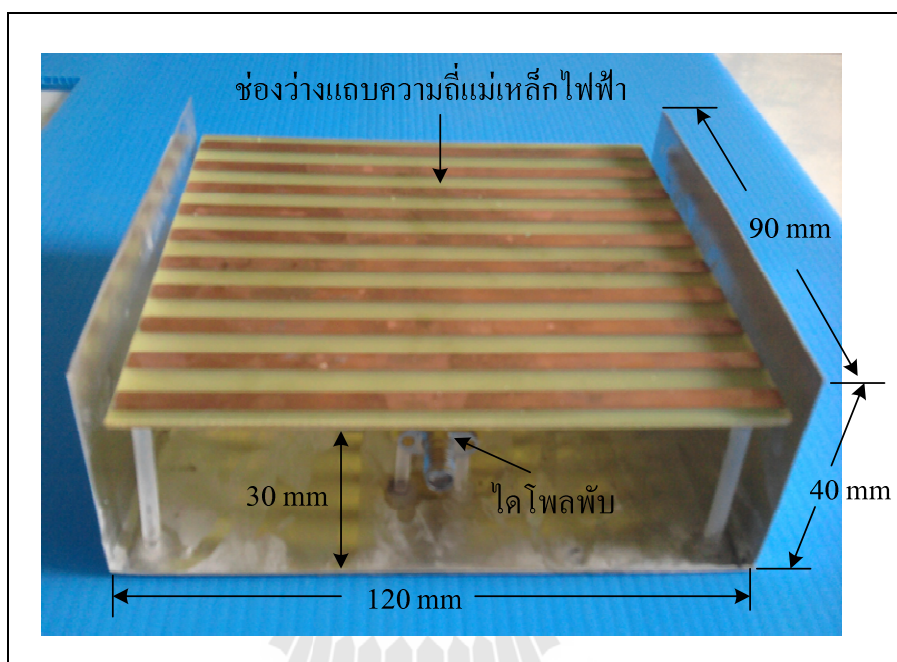
รูปที่ 5.5 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

พารามิเตอร์	ขนาด
$L_1$ : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
$w_1$ : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	90 mm
$a$ : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
$g$ : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
$h_1$ : ความสูงของคาวิตี	30 mm
$h_2$ : ความสูงของผนังด้านข้าง	40 mm
$h$ : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
$\epsilon_r$ : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4

#### 5.4 วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

เมื่อสายอากาศไดโพลพับและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการคือ 5.8 GHz แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกนำมาวางบนสายอากาศไดโพลพับด้วยระยะห่างระหว่าง  $h_1$  เท่ากับ 30 มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 5.6 ซึ่งเป็นสายอากาศที่สามารถสะท้อนคลื่นให้ไปยังทิศทางที่ให้บริการซึ่งจะมีผลทำให้อัตราขยาย (Gain) เพิ่มสูงขึ้น

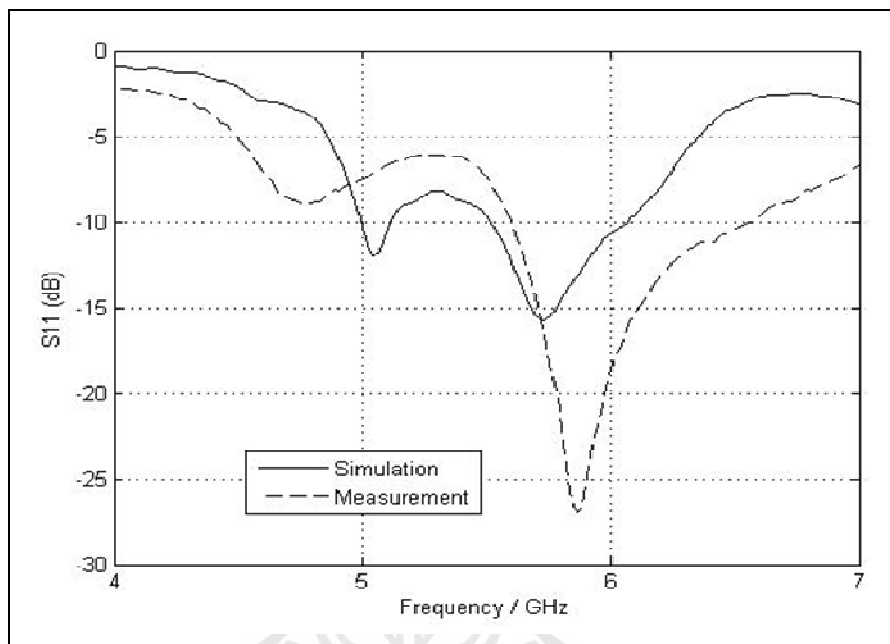


รูปที่ 5.6 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบที่สร้างขึ้น



### 5.5 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับสายอากาศเรโซเนเตอร์

จากรูปที่ 5.7 แสดงกราฟค่า  $S_{11}$  ของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัต้นแบบ จากรูปสังเกตได้ว่าแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้น มีค่า  $S_{11}$  ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.60 GHz ถึง 6.55 GHz



รูปที่ 5.7 ผลการวัดทดสอบค่า  $S_{11}$  ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัต้นแบบ

## 5.6 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

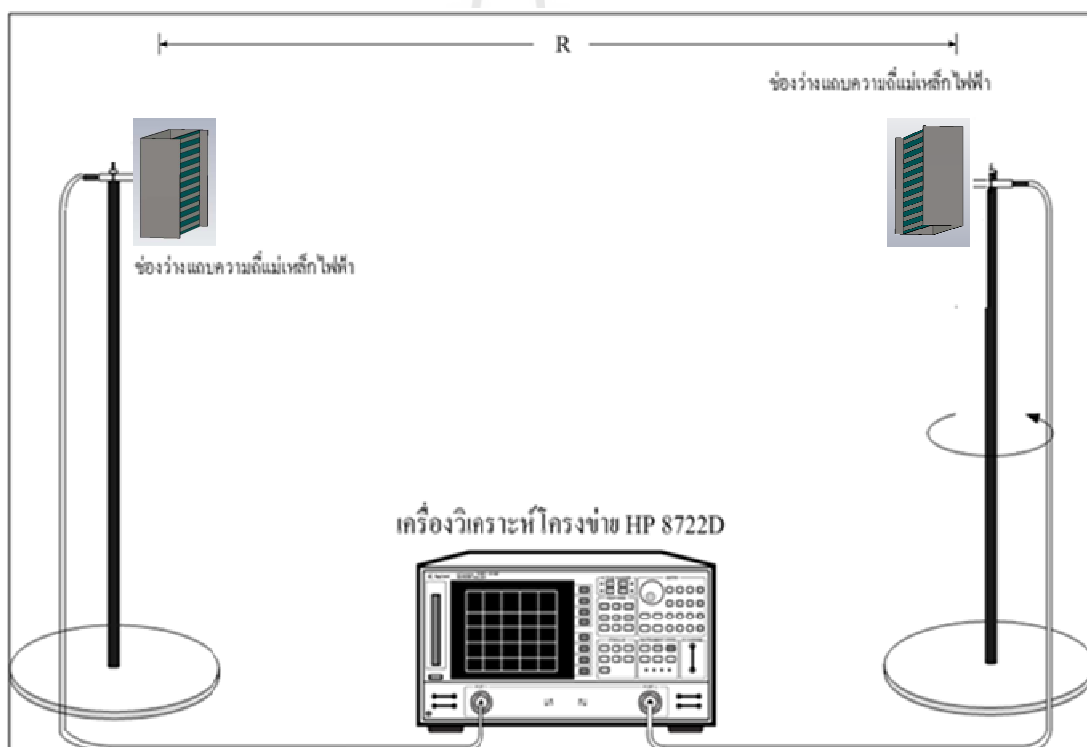
จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับตันแบบ ดังรูปที่ 5.8 แสดงผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับตันแบบด้วยเครื่องโครงข่าย โดยที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ  $5.3.034 + j1.37$  โอห์ม



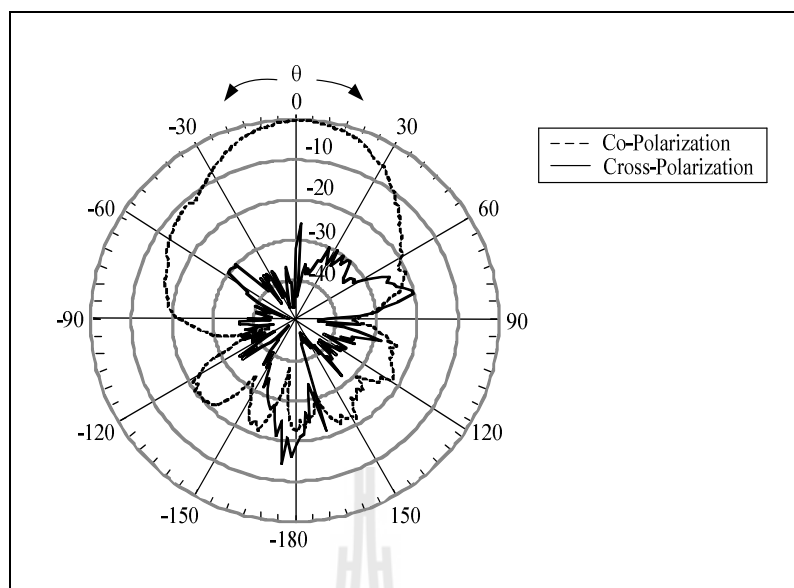
รูปที่ 5.8 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับตันแบบ

## 5.7 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

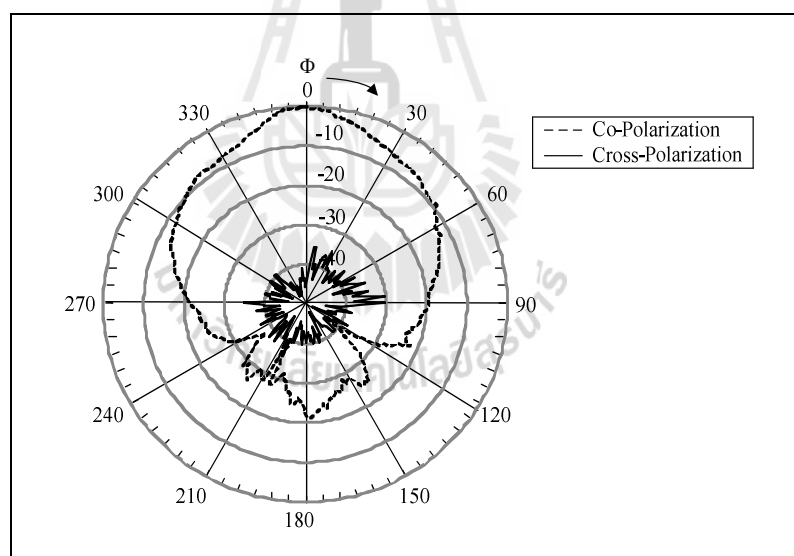
การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ  $R \geq 2D^2 / \lambda$  ซึ่ง  $R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิง โดยการทดสอบนี้กำหนดให้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่ 5.8 GHz ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 40 เซนติเมตร และ  $D$  คือ ขนาดความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีค่าเท่ากับ 99 มิลลิเมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 5.725 GHz ถึง 5.825 GHz มาเป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง โดยที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพื้นำมาทดสอบทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับ และสายอากาศภาคส่งแสดงดังรูปที่ 5.9 ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจากมุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา



รูปที่ 5.9 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ร่วมกับสายอากาศไดโพลพื



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

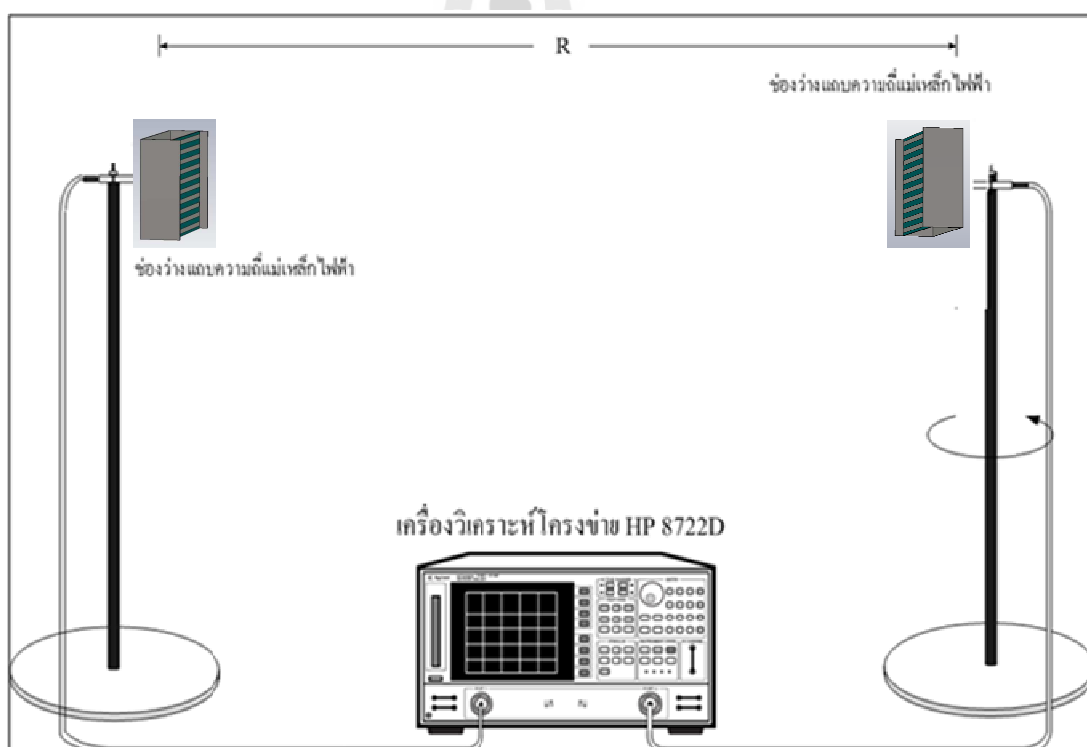
รูปที่ 5.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม

CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 10 อิลิเมนต์ร่วมกับไดโพลพับ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.10 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลจากการวัดทดสอบสายอากาศ

### 5.8 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย (Gain)

สำหรับการวัดอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ ได้ทำการวัดอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ แสดงดังรูปที่ 5.11 โดยกำหนดให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับเป็นทั้งสายอากาศภาคส่ง และสายอากาศภาครับ ซึ่งได้กำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่ง และสายอากาศภาครับที่ใช้ในการทดสอบเท่ากับ 40 เซนติเมตร



รูปที่ 5.11 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ

จากนั้นใช้สมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาค่าอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับ โดยสมการการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้เท่ากับ

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

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

โดยที่  $P_t$  คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง

$P_r$  คือ กำลังที่รับได้ของสายอากาศภาครับ

$G_{dB}$  คือ อัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับเมื่อสายอากาศตัวทั้งสองตัวมีลักษณะเหมือนกัน

$G_t$  คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง

$G_r$  คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ

$R$  คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

จากสมการ (5.2) เราสามารถคำนวณหาอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับได้ โดยอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับนี้มีค่าเท่ากับ 14 dB

จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่าอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับ

สายอากาศ	อัตราขยาย (dB)	
	การจำลองผล	การวัดทดสอบ
ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	15.1	14.0

## 5.9 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่า  $S_{11}$  แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า ระนาบสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย พบว่าค่า  $S_{11}$  และแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบในสนามระยะไกลรวมถึงอัตราขยาย ผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลการวัดทดสอบมีค่าใกล้เคียงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้จำลองผล ตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง



## บทที่ 6

### สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าถูกนำมาวางในแนวระนาบบนสายอากาศไดโพลพับ โดยให้สายอากาศไดโพลพับเป็นตัวป้อนสัญญาณให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกแบบ เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศจะมีอัตราขยายที่เพิ่มขึ้น สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาขนาด และ โครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการประยุกต์ใช้งานเพื่อเป็นตัวเพิ่มอัตราขยายสำหรับสายอากาศไดโพลพับ โดยที่ทั้งสององค์ประกอบมีความถี่ปฏิบัติการที่ตรงกันคือ 5.8 GHz สำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับเครือข่ายไวแมกซ์

สำหรับการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ ในวิทยานิพนธ์นี้ในเบื้องต้นได้ออกแบบหาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ โดยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.725 GHz ถึง 5.825 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่สำหรับเครือข่ายไวแมกซ์ จากนั้นนำสายอากาศไดโพลพับที่ทำงานที่ความถี่ 5.8 GHz โดยนำแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาวางในแนวระนาบบนไดโพลพับ เพื่อให้สายอากาศมีอัตราขยายที่เพิ่มขึ้น โดยได้เลือกใช้โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ในการออกแบบเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับก่อน สำหรับรายละเอียดในการออกแบบ และการวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 จากตารางที่ 6.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะสมบัติของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ ซึ่งเมื่อพิจารณาอัตราขยายที่ได้จากความต้องการที่จะนำไปใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายของเครือข่ายไวแมกซ์ที่ตั้งเป้าหมายไว้ และของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกันพบว่า มีค่าใกล้เคียงกัน



ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัสดันแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	การจำลองผล	วัดทดสอบ
อัตราขยาย (dB)	15.1	14.0

## 6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

จากบทที่ 5 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัสดันจะใช้หมดในการยึดไม่สามารถปรับระดับความสูงได้ และหักงาย แนวทางการแก้ไขคือ นำสกรูพลาสติกมาใช้ในการประกอบยึดกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อเพิ่มความแข็งแรงให้กับสายอากาศ และยังสามารถปรับระดับความสูงได้อีกด้วย

## 6.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัสดัน สามารถเพิ่มอัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศได้ โดยการจัดแวลลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัสดัน สามารถปรับนำไปใช้งานที่ความถี่ที่ต้องการได้ ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า คือ ช่องว่างระหว่างแพทช์ ความกว้าง ความยาวของแพทช์ และแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

## รายการอ้างอิง

- Fhafhiem N., Krachodhok P. and Wong R. (2009) **A Shorted-end Strip Dipole on Dielectric Plane Using Method of Moment**. The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation, pp. 835-838, October 2009.
- Lin C., Su M., Hsiao R. and Wong K. (2003) **Printed Folded Dipole Array Antenna With Directional Radiation for 2.4/5 GHz WLAN Operation**. Electronic Letters, Vol. 39, No. 24, November 2003.
- Chiu K., Jan J. and Chen H. (2009) **Broadband Printed Dipole Antenna With A Pair of Sleeves for 2-6 GHz WiMAX Application**. IEEE Transaction on Antenna and Propagation, pp. 3647-4244, July 2009.
- Yamano T., Itoh J., Yongho K., Kajitani A. and Morishita H. (2008) **Fundamental Characteristics of Planar Folded Dipole Antenna With Feed Line**. IEEE Transaction on Antenna and Propagation, pp. 4042-4244, August 2008.
- Hsiao F. and Wong K. (2004) **Omnidirectional Planar Folded Dipole Antenna**. IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. 52, No. 7, July 2004.
- Feresidis A. and Vardaxoglou J. (2001) **High Gain Planar Antenna Using Optimized Partially Reflective Surface**. IEEE Processing Microwave Antennas Propagation, Vol. 148, No. 6 December 2001.
- Rodes E., Moustapha L., Mercier L., Thevenot M., Monediere T. and Jecko B. (2007) **On The Use of Metamaterial Surface For EBG Antenna improvements**. Loughborough Antennas and Propagation Conference, pp. 45-50, April 2007.
- Hajj M., Chantalat R., Rodes E., Arnaud E., Monediere T. and Jecko B. (2010) **Bipolar M-EBG Structure For WiMAX Base Station Sectoral Antennas**. Electronic Letters, Vol. 26, No. 5, March 2010.
- Serhal D., Rodes E. and Jecko. (2008) **EBG Antenna Conformation For Beamforming**. Loughborough Antennas and Propagation Conference, pp. 121-124, March 2008.

- Hajj M., Rodes E., Serhal D., Monediere T. and Jecko B. (2008) **Design of Sectoral Antennas Using Metallic EBG Structure and Multiple Sources Feeding For Base Station Applications.** International Journal of Antennas and Propagation, December 2008.
- Rodes E., Diblane M., Arnaud E., Monediere T. and Jecko B. (2007) **Dual-Band EBG Resonator Antenna Using A Single-Layer FSS.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol. 6, June 2007.
- Hajj M., Rodes E. and Monediere T. (2009) **Dual-Band EBG Sectoral Antenna Using A Single-Layer FSS For UMTS Application.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol. 8, April 2009.
- Hajj M., Chantalat R., Lalande M. and Jecko B. (2011) **Sectoral M-EBG Antenna With Multipolarization Capabilities for WiMAX Base Stations.** Progress In Electromagnetics Research, Vol. 22, pp. 211-229, 2011.
- Ge Y. and Esselle K. (2010) **A Method To Design Dual-Band, High Directivity EBG Resonator Antennas Using Single-Resonant and Single-Layer Partially Reflective.** Progress In Electromagnetics Research, Vol. 13, pp. 245-257, 2010.
- Mohamad H., Emmanuel R., Dina S. and Bernard J. (2008) **Metallic EBG Sectoral Antenna With Different Polarizations.** Automatika (2008)
- Serhal D., Hajj M., Chantalat R. and Jecko B. (2008) **A Novel Model of Sectoral M-EBG Antenna For WiMAX Applications.** Metamaterials (2008)
- Feresidis P., Vardaxoglou C. and Shenhong W. (2005) **Artificial Magnetic Conducto Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol. 53, January 2005.
- Serhal D., Hajj M., Chantalat R. and Jecko B. (2008) **Sectoral Metallic EBG Antenna for High Data Rate Wireless Terrestrial Communications with Vehicles Using Mobile WiMAX Technology.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, 2010
- Mohamad H., Emmanuel R., Dina S. and Bernard J. (2008) **Metallic EBG Sectoral Antenna For A Base Stations With Horizontal Polarization.** Automatika (2008)
- Debogovie T., Perruisseau T. and Bartolic J. (2010) **Partially Reflective Surface Antenna With Dynamic Beamwidth Control.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol. 9, 2010.

- Hajj M., Chantalat R. and Jecko B. (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.** IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol. 5, 2009.
- Ge Y., Esselle P. and Bird S. (2011) **The Use of Simple Thin Partially Reflective Surfaces with Positive Reflection Phase Gradients to Design Wideband and Low-Profile EBG Resonator Antennas.** IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2011.
- Ge Y., Esselle P. and Bird S. (2009) **Design a Partially Reflective Surfaces Phase for Wide-Band EBG Resonator Antennas.** IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2009.
- Hajj M., Thevenot M. and Jecko B. (2009) **A Noval Dual-Band Sectoral Metallic Electromagnetic Band Gap (M-EBG) Antennas for Hiperlans 2 Application.** IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2009.
- Pirhadi A., Keshmiri F. and Hakkak M. (2006) **Design of Dual-Band Low Profile High Directive EBG Resonator Antenna Using Single Layer Frequency Selective Surface (FSS) Superstrate.** IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2006.
- Ge Y. and Esselle P. (2008) **High-Gain Low-Profile EBG Resonator Antenna with Very Thin Metamaterial Superstrates.** IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2006.
- Kanso A., Chantalat R., Thevenot M., Arnaud E. and Monediere T. (2010) **Offset Parabolic Reflector Antenna Fed by EBG Dual-Band Focal Feed for Space Application.** IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2010.
- รังสรรค์ วงศ์สรรคร์ และ ชูวงศ์ พงเจริญพานิชย์. (ม.ป.ป.). **คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ.** สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- รังสรรค์ วงศ์สรรคร์. (2552). **วิศวกรรมสายอากาศ.** สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

The logo of Sakon Nakhon Rajabhat University is a circular emblem. At the top, there is a stylized tower or spire. Below it, a silhouette of a person stands on a platform. The central part of the emblem features a gear and a lotus flower. The entire emblem is surrounded by a decorative border. The text 'มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี' is written in Thai script along the bottom curve of the emblem.

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

## รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

S. A-Sa, P. Krachodnok and R. Wongsan, **A Planar Resonator Antenna Using Folded Dipole with Reflective Walls**, Progress In Electromagnetics Research Symposium Conferences, March 27-30, 2012: pp. 1658-1660.

S. A-Sa, P. Krachodnok and R. Wongsan, **A Highly Directive Antenna Using EBG Materials as Superstrate**, International Conference on Electrical Engineering Telecommunications and Information Technology, May 16-18, 2012.





Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings, KL, MALAYSIA, March 27–30, 2012 1659

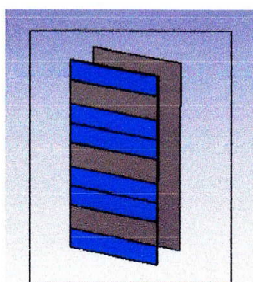


Figure 2: The reflective walls.

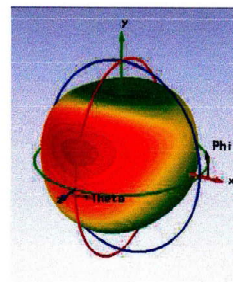


Figure 3: The radiation pattern of the folded dipole.

Table 2: The optimizing of cavity height.

$h$ (mm)	Gain (dB)
10.0	6.886
20.0	7.386
30.0	12.97

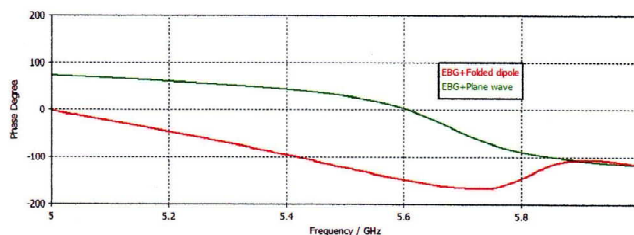


Figure 4: The reflection coefficient phase of upper reflective wall using folded dipole and plane wave.

## 2. ANTENNA DESIGN

A resonator antenna consists of a planar folded dipole and two reflective walls. We apply a similar geometry as in the planar folded dipole structure [13], for the design of a resonator antenna at 5.8 GHz. The folded dipole antenna, as shown in Fig. 1, is printed on FR4 substrate with the dielectric constant of 4.5 and the thickness of 1.6 mm, respectively. The optimizing of parameter is illustrated in Table 1. The analysis model of reflective walls structure is illustrated in Fig. 2. The upper reflective wall is printed on FR4 substrate with the width ( $w$ ) and length ( $L$ ). Concerning the Partially Reflecting Surface (PRS), the structure has three metallic elements, the metallic line and the wide arc 68 mm and 16.8 mm, respectively, interspaced by 30.8 mm. The lower reflective wall is a metallic sheet with the dimension of  $68 \times 16.8$  mm.

## 3. SIMULATION RESULTS

The simulated results, as shown in Fig. 3, show that the gain of the folded dipole at 5.8 GHz is 5.691 dB and its radiation pattern is bidirectional. A mechanism to enhance the directivity of radiating sources is to enclose it inside a cavity formed between an optimally design reflective wall and a ground plane. The configuration of the model is shown in Fig. 2, the folded dipole is placed between the upper reflective wall and a ground plane. Because of the folded dipole, the metamaterial reflective wall modifies the resonant condition of the cavity as shown in Fig. 4, increasing the resonant frequency. Table 2 and Fig. 5 shown the optimizing of cavity height to resonance at the



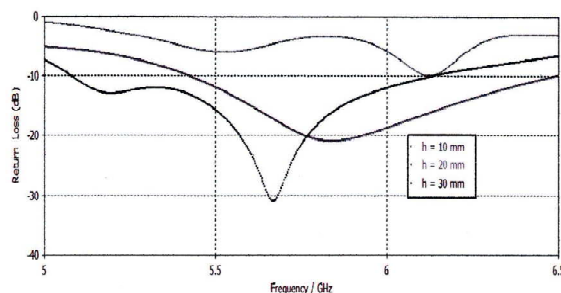


Figure 5: The return loss.

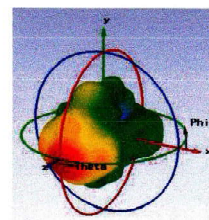


Figure 6: The radiation pattern of the proposed antenna.

center frequency, it can be clearly seen that the  $S_{11}$  are lower than  $-10$  dB at 5.8 GHz. The bandwidth is covered between 5.07–6.13 GHz. The cavity height has effect of directive gain. The simulated result shows that the gain at 5.8 GHz is 12.97 dB at the height of 30 mm.

#### 4. CONCLUSION

This papers presented the design of planar resonator antenna at 5.8 GHz with modeling software (CST Microwave Studio), it is successful to improve the gain of 12.97 dB because of the qualifications of reflective walls. Therefore, the proposed antenna has high gain which demands on equipment for wireless communication system.

#### REFERENCES

1. Audenaerde, K. R., S. Sabo, and J. Y. Lee, "Microstrip antenna," U.S. Patent 6 166 702, Dec. 26, 2000.
2. Harscovici, N., Z. Sipus, and P.-S. Kildal, "The cylindrical omnidirectional patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 49, 1746–1753, Dec. 2001.
3. Lam, T. H., M. J. Milicic, Jr., and D. M. Pritchett, "Dipole antenna having co-axial radiators and feed," U.S. Patent 5 387 919, Feb. 7, 1995.
4. Kosciwa, T. E. and B. J. Liban, "Simplified stacked dipole antenna," U.S. Patent 6 014 112, Jan. 11, 2000.
5. Zhu, L., Y. Guo, and X. Chen, "High efficiency feed network for antennas," U.S. Patent 6 377 227 B1, Apr. 23, 2002.
6. Le Balier, J., A. Le Bayon, and D. Nedelec, "Vertical polarization antenna," U.S. Patent 6 529 171 B1, Mar. 4, 2003.
7. Wong, K. L., *Planar Antennas for Wireless Communications*, 219, New York, Wiley, 2003.
8. Stutzman, W. L. and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd Edition, Ch. 5, Wiley, New York, 1998.
9. Van Beurden, M. C., A. B. Smolders, M. E. J. Jeuken, G. H. C. van Werkhoven, and E. W. Kolk, "Analysis of wide-band infinite phased array of printed folded dipoles embedded in metallic boxes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 50, 1266–1273, Sep. 2002.
10. Buxton, C. G., W. L. Stutzman, R. R. Nealy, and A. M. Orndorff, "The folded dipole: A self-balancing antenna," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, Vol. 29, 155–160, May 2001.
11. McNamara, D. A. and L. Botha, "On the functioning of folded dipole antennas on conducting masts," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 42, 393–398, Nov. 1993.
12. Tanaka, T., S. Hayashida, H. Morishita, Y. Koyanagi, and K. Fujimoto, "Built-in folded dipole antenna for handsets," *IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp. Dig.*, Vol. 1, 451–454, 2003.
13. Hsiao, R. and K.-L. Wong, "Omnidirectional planar folded dipole antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 52, 1898–1902, Jul. 2004.

# A Highly Directive Antenna Using EBG Materials as Superstrate

S. A-sa, P. Krachodnok, and R. Wongsan

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

**Abstract**—A new design of compact EBG resonator antenna to improve a directivity is introduced in this paper. The antenna is composed of two back-to-back folded dipoles as a feed for a resonator antenna and reflective walls. The single-resonant metallic EBG as a superstrate was designed. A highly directive radiation pattern is created due to the angle-dependent attenuation of the resonator antenna coupling to free space. Effect of reflective walls height on the performance of the proposed antenna is also studied.

**Keywords**—component; cavity resonator; electromagnetic bandgap(EBG) material; folded dipole antenna.

## I. INTRODUCTION

In recent years, microwave applications on electromagnetic band gap (EBG) structure have attracted significant attention [1-2]. An important application of EBG is the realization of high-gain and low profile antenna with a resonator. More recently, some structures have been proposed where the EBG superstrate has been replaced by a metallic partially reflective surface (PRS) at the antenna operating frequency [3-4]. The advantages of EBG are simplicity, low cost, ease of fabrication and ease of mounting. It is easy to change their properties, such as the reflection magnitude and phase, and by optimizing them, EBG resonator antennas with good performance can be realized.

In this paper, we propose the EBG resonator antenna using two back-to-back folded dipoles with the reflective walls. The antenna's main characteristics, namely its gain and radiation pattern will be determined by the properties of a feed element and the reflective wall. However, efficient of these EBG resonator antenna can be seen in term of gain versus cavity height. In fact, the gain of 15.1 dB which is effect of side reflective walls on the performance antenna is presented.

## II. EBG RESONATOR ANTENNAS DESIGN

A resonator antenna has the general structure as shown in Fig.1, consisting of a feed antenna, an EBG layer (or PRS), and a ground plane. The PRS and the ground form a resonant cavity. If the cavity resonance condition is satisfied by the following relation (1), the maximum gain of the related antenna will be achieved. The cavity resonance condition is associated with the reflection phase from the PRS and the ground, the propagation phase through the cavity ( $h$ ), and the operating frequency.

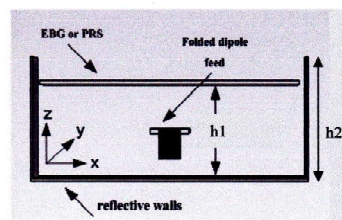


Figure 1: Geometry of an EBG resonator antenna.

A feed antenna designed at operating frequency of 5.8 GHz consists of two back-to-back folded dipoles. The planar folded dipoles as shown in Fig.2 which we apply a similar geometry [6]. It is printed on FR4 substrate with dielectric constant of 4.5 and the thickness of 1.6 mm, respectively. The optimizing of parameters is illustrated in Table.1.

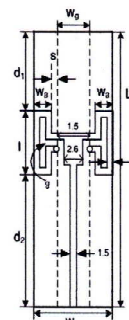


Figure 2: Geometry of the folded dipole antenna.

TABLE I THE PARAMETERS OF THE FOLDED DIPOLE

Parameters	Size (mm)
$w$	18
$L$	68
$l$	15.8
$Wg$	5
$Wa$	5
$t$	1.5
$s$	1.5
$g$	1
$d_1$	32.5
$d_2$	19.7

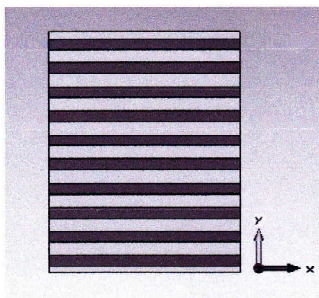


Figure 3: Structure of the EBG as superstrate.

The superstrate form an EBG structure where periodic conducting is printed on both of its surface. The aluminum sheet is modified in U-shaped as a lower reflective walls and reflective side wall. Concerning the PRS, the structure is composed of two principal parts as shown in Fig.3:

- 1) a cavity located between the PRS and reflective walls;
- 2) the EBG structure made by periodic metallic elements.

In our design, we use a rectangular patch in the TE polarization which is made up of ten rods with the metallic line and the wide are 120 mm and 4.6 mm, respectively, interspaced by 5.3 mm as shown in Fig.3. The U-shaped reflective wall is the aluminum sheet with the dimension of 99x126 mm and the height of 40 mm. The distance between the EBG superstrate and lower reflective wall will be determined by the cavity height. The resonant frequency will be determined by the following relation, where the phases

correspond to the reflection coefficient of the two walls defining the cavity:

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

### III. SIMULATION RESULTS

The radiation pattern of the planar folded dipole designed resonant frequency at 5.8 GHz is shown in Fig.4, the directive gain is around 5.691 dB and its radiation pattern is bidirectional.

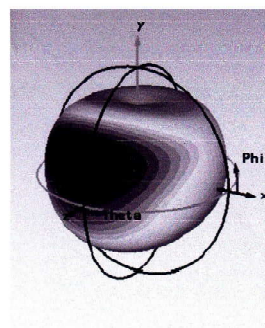


Figure 4: The radiation pattern of the folded dipole.

In order to understand the behavior of the EBG, a parametric study has been performed based on the unit-cell by using CST Microwave Studio, the configuration of the model is shown in Fig.2, the folded dipole as feed element is placed between the EBG and the reflective walls. Because of the microstrip line feed of folded dipole, the metamaterial reflective wall modifies the resonant condition of the cavity as shown in Fig.5. The unit-cell was approximated for the EBG with an infinitely large diameter and the structure can be analyzed using a rectangular unit-cell. First, we look at the effect of the number of element in the EBG on the return loss characteristic. Fig.6 shows the return loss versus frequency for different number of elements, the ten elements have been observed with the optimizing of return loss. The bandwidth is covered between 5.08-6.26 GHz.

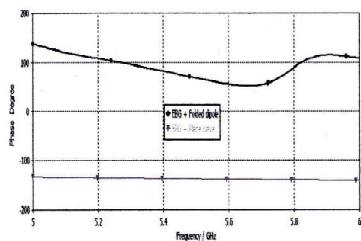


Figure 5: The reflection coefficient phase of EBG reflective wall using folded dipole and plane wave.

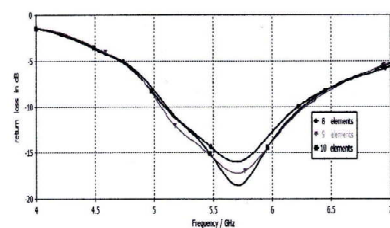


Figure 6: The return loss of metallic elements.

Next, we investigate the effects of cavity height as shown in Table.2 and Fig.7, the optimizing of cavity height is operating at the center frequency and it has effect of the directive gain at the height of 30 mm. In addition, we study the effect of the length of EBG versus the directive antenna. The optimizing of its length is shown in Fig.8, it can be clearly seen that the  $S_{11}$  are -15.26 dB with the length of 120 mm. The directive gain is determined by the cavity height and the length of PRS as shown in Fig.10, it can also be seen that the radiation pattern is directive with the gain of 12.64 dB, however, the side lobe levels are 15 dB. In fact, that can be proved the reflective sidewalls as shown in Fig.9 and Table.3, the optimizing of height reflective sidewalls of 40 mm has the directive gain of 15.1 dB. Simulation results are in good agreement with measurements as shown in Fig.11.

TABLE II. THE OPTIMIZING OF CAVITY HEIGHT

$h_1$ (mm)	Gain (dB)
20.0	6.256
25.0	8.386
30.0	12.64

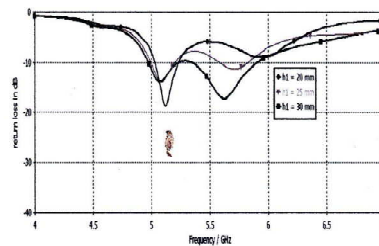


Figure 7: The return loss of the cavity height.

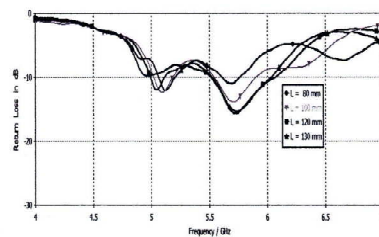


Figure 8: The return loss of length EBG.

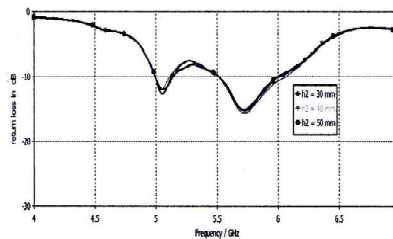
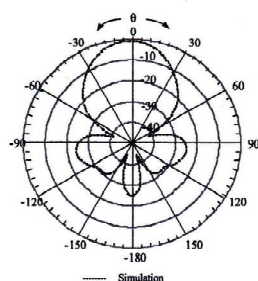


Figure 9: The return loss of reflective sidewalls height.

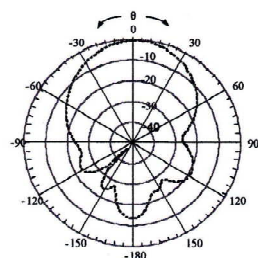
TABLE III. THE OPTIMIZING OF HEIGHT SIDE.

$h_2$ (mm)	Gain (dB)
30.0	12.64
40.0	15.10
50.0	14.31



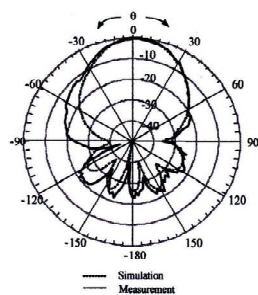


(a) E-plane

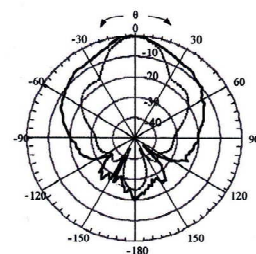


(b) H-plane

Figure 10: The radiation pattern of the resonator antenna without reflective sidewalls.



(a) E-plane



(b) H-plane

Figure 11: The radiation pattern of the proposed antenna.

#### IV. CONCLUSIONS

This paper presented the design of EBG resonator antenna at 5.8 GHz with modeling software (CST Microwave Studio), it is successful to direction gain of 15.1 dB because of the qualifications of reflective walls. Therefore, the proposed antenna has high gain which demands on equipment for wireless communication system.

#### REFERENCES

- [1] C. Cheype, C. Serier, and M. Thevenot, "An electromagnetic bandgap resonator antenna," *IEEE Transl. Cedex. France*, vol. 50, pp. 1285–1290, September 2002.
- [2] E. Rodes, M. Diblan, E. Arnaud, T. Monediere, and B. Jecko, "Dual-band EBG resonator antenna using a single-layer FSS," *IEEE Transl. Limoges. France*, vol. 6, pp. 368–371, June 2007.
- [3] M. Hajji, E. Rodes, D. Serhal, and B. Jecko, "Metallic EBG sectoral antenna with different polarization," *Original scientific paper*, 2008.
- [4] M. Hajji, M. Rodes, D. Serhal, and B. Jecko, "A novel dual-band sectoral metallic electromagnetic bandgap (M-EBG) antenna," *IEEE Transl. Limoges. France*, 2009.
- [5] M. Hajji, E. Rodes, and T. Monediere, "Dual-band EBG sectoral antenna using a single-layer FSS for UMTS application," *IEEE Transl. Limoges. France*, vol. 8, pp. 161–164, June 2009.
- [6] R. Hsiao, K. Wong, "Omnidirectional planar folded dipole antenna," *IEEE Transl.*, vol. 52, pp. 1898–1902, July. 2004.

## ประวัติผู้เขียน

นางสาวศิริกัญญา อาสา เกิดเมื่อวันที่ 29 มิถุนายน 2527 ที่จังหวัดศรีสะเกษ สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลายจากโรงเรียนกำแพง จังหวัดศรีสะเกษ และสำเร็จการศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา เมื่อ พ.ศ. 2549 จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม) มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โดยขณะที่ศึกษาในระดับปริญญาโทได้มีผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระดับนานาชาติจำนวน 2 ฉบับดังนี้

- (1) Progress In Electromagnetics Research Symposium Conferences ในหัวข้อ “**A Planar Resonator Antenna Using Folded Dipole with Reflective Walls**”, March 27-30, 2012 : pp. 1658-1660.
- (2) International Conference on Electrical Engineering Telecommunications and Information Technology ในหัวข้อ “**A Highly Directive Antenna Using EBG Materials as Superstrate**”, May 16-18, 2012.