



รายงานการวิจัย

สายอากาศเซกเตอร์โดยใช้ไดโพลพับร่วมกับผนังสะท้อนรูปตัวยูและช่องว่าง
แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ 5.8 GHz
(A Sector Antenna using Folded Dipole with U-Shaped Reflector
and EBG for 5.8 GHz Band Applications)



ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจาก
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ช

รหัสโครงการ SUT7-709-59-12-13



รายงานการวิจัย

สายอากาศเซกเตอร์โดยใช้ไดโพลพับร่วมกับผนังสะท้อนรูปตัวยูและช่องว่าง
แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ 5.8 GHz
(A Sector Antenna using Folded Dipole with U-Shaped Reflector
and EBG for 5.8 GHz Band Applications)

คณะผู้วิจัย

หัวหน้าโครงการ

รองศาสตราจารย์ ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ พ.ศ. 2559

ผลงานวิจัยเป็นความรับผิดชอบของหัวหน้าโครงการวิจัยแต่เพียงผู้เดียว

พฤษภาคม 2564

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยฉบับนี้สามารถดำเนินการได้ และได้รับผลสำเร็จบรรลุตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ทุกประการ โดยได้รับทุนอุดหนุนการวิจัยจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีงบประมาณ 2559 สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยใคร่ขอกราบขอบคุณบิดามารดาและครอบครัว ซึ่งให้การสนับสนุนและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมา

ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์



บทคัดย่อ

ความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารนั้นมีมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันโดยเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้านการศึกษาอุตสาหกรรม การเมือง เป็นต้น โดยสายอากาศจะทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าออกไป ดังนั้นสายอากาศควรมีอัตราขยายและแบนด์วิดท์ที่เพียงพอเพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล นอกจากนี้สายอากาศต้องมีโครงสร้างที่เรียบง่ายและราคาไม่แพง สายอากาศที่นิยมนำมาออกแบบใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบัน ได้แก่ สายอากาศไดโพล (dipole antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีรูปร่างเรียบง่าย โครงสร้างสามารถเปลี่ยนแปลงได้ง่ายและหลากหลาย แต่สายอากาศไดโพลเป็นสายอากาศที่มีอัตราขยายต่ำและมีแบนด์วิดท์ (bandwidth) แคบ สายอากาศไดโพลพับเป็นสายอากาศไดโพลประเภทหนึ่งที่มีแบนด์วิดท์กว้างและมีอัตราขยายสูงกว่าสายอากาศไดโพลธรรมดา แต่ยังไม่เพียงพอต่อการนำไปใช้งานในระบบสถานีฐานเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว งานวิจัยนี้จึงออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ 5.8 GHz โดยนำ EBG (Electromagnetic band gap) วางซ้อนบนสายอากาศไดโพลพับที่มีแผ่นสะท้อนรูปตัวยู (U-shaped reflector) โดยศึกษาขนาดกราวด์ที่เหมาะสม เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศ จากนั้นศึกษาโครงสร้าง ของ EBG และกลไกการเรโซแนนซ์ของสายอากาศ เพื่อหาความสูงที่เหมาะสมในการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ส่งผลให้ได้สายอากาศที่มีอัตราขยายสูง ขนาดเล็ก เหมาะสำหรับการนำไปใช้งานสำหรับเป็นสถานีฐาน เพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล

Abstract

The need to enhance communication has been around since the past and present, with wireless communication technology becoming more popular and widely used, both in education, industry, politics, etc. The antennas are responsible for radiating electromagnetic signals, therefore the antennas should have sufficient gain and bandwidth to serve large distances. In addition, the antenna must have a simple and inexpensive structure. The most popular antennas used in wireless communication systems today are simple dipole antennas, structures can be easily and varied. But dipole antennas are antennas with low gain and narrow bandwidth. A fold dipole antenna is a type of dipole antenna with wide bandwidth and has a higher gain than a conventional dipole antenna. However, this is not enough to be used in the base station system. To solve the aforementioned problems, this research is to design sector-type resonator antennas for use in the 5.8 GHz frequency band. An EBG (Electromagnetic bandgap) is placed on top of a folded dipole antenna with a U-shaped reflector. By studying the appropriate ground size to increase the bandwidth of the antenna, the EBG structure and the antenna resonance mechanism were then studied to find the suitable height to increase the antenna gain. This results in a small high gain antenna suitable for use as a base station to serve long distances.

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	ก
บทคัดย่อภาษาไทย	ข
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญภาพ	ฉ
สารบัญตาราง	ณ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.4 สมมุติฐานของการวิจัย	2
1.5 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล	2
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 บทนำ	3
2.2 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล	3
2.3 การแปลงอิมพีแดนซ์หรือการแมตซ์วงจร	8
2.4 ตัวแบ่งกำลังงาน (Power Divider)	10
2.5 ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap)	10
2.6 สายอากาศเรโซเนเตอร์สภาพเจาะจงทิศทางสูง	13
2.7 การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น	15
2.8 โพลาริเซชันของคลื่นระนาบ	20
2.9 ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Superstrate)	23
2.10 การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (information) ที่เกี่ยวข้อง	25
2.11 สรุป	28
บทที่ 3 การออกแบบสายอากาศเซกเตอร์โดยใช้ไดโพลพร้อมกับผนังสะท้อนรูปตัวยูและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ 5.8 GHz	29
3.1 บทนำ	29
3.2 การศึกษาสายอากาศไดโพลพับ	29

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของการแมตซ์อิมพีแดนซ์	32
3.4 การศึกษาผลกระทบของสายอากาศ	35
3.5 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	43
3.6 การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	50
3.7 การศึกษาการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	56
3.8 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19]	60
3.9 สรุป	63
บทที่ 4 การทดสอบและวิเคราะห์ผล	64
4.1 บทนำ	64
4.2 วิธีการสร้างและวัดทดสอบสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ	64
4.3 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลพับ	66
4.4 วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ	66
4.5 วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	68
4.6 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับสายอากาศเรโซเนเตอร์	68
4.7 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์	69
4.8 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน	69
4.9 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย (Gain)	71
4.10 สรุป	73
บทที่ 5 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ	74
5.1 บทสรุป	74
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	74
5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต	75
บรรณานุกรม	76
ประวัติผู้เขียน	79

สารบัญภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 สายอากาศไดโพล	4
รูปที่ 2.2 ลักษณะการโพลาริซซ์ของสายอากาศไดโพล	5
รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลพับ	6
รูปที่ 2.4 รูปจำลองสายอากาศแบบไดโพลพับสำหรับวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์	6
รูปที่ 2.5 ภาพตัดขวางของสายส่งแบบสองสาย	7
รูปที่ 2.6 การแมตซ์อิมพีแดนซ์	9
รูปที่ 2.7 การแมตซ์โดยการแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$	9
รูปที่ 2.8 ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction	10
รูปที่ 2.9 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา d	11
รูปที่ 2.10 โครงสร้างแบบ 3 มิติ	12
รูปที่ 2.11 โครงสร้างแบบ 2 มิติ	12
รูปที่ 2.12 โครงสร้างแบบ 1 มิติ	13
รูปที่ 2.13 แผ่นโลหะไดอิเล็กตริกแบบชั้นเดียว	13
รูปที่ 2.14 แผ่นโลหะแบบสองชั้นสร้างจากไดอิเล็กตริกหรือแท่งโลหะ	14
รูปที่ 2.15 พื้นผิวเลือกความถี่แบบหลายชั้น	14
รูปที่ 2.16 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและสายอากาศที่คาดว่าจะออกแบบ	15
รูปที่ 2.17 การสะท้อนของคลื่นระหว่างระนาบกราวด์ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	16
รูปที่ 2.18 แบบแผนการโพลาริซซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง	19
รูปที่ 2.19 แบบแผนการโพลาริซซ์สนามแม่เหล็กตามขวาง	20
รูปที่ 2.20 การโพลาริเซชันแบบต่าง ๆ	22
รูปที่ 2.21 การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของ E_x และ E_y บนระนาบคงที่ เมื่อ E_y เร็วกว่า E_x อยู่ $\pi/2$	23
รูปที่ 2.22 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง	24
รูปที่ 2.23 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อมีผนังสะท้อนด้านข้าง	25
รูปที่ 2.24 สายอากาศแบบสองแขน	27
รูปที่ 2.25 สายอากาศที่มีการบ่อนสัญญาณแบบเส้น	27
รูปที่ 2.26 การเพิ่มระนาบกราวด์ที่ด้านหลังของสายอากาศ	27
รูปที่ 3.1 สายอากาศไดโพลพับ	30
รูปที่ 3.2 สายอากาศไดโพลพับ โดยใช้วิธีแบบไมโครสตริป	31

สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ	31
รูปที่ 3.4 การแมตซ์อิมพีแดนซ์	32
รูปที่ 3.5 ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction	33
รูปที่ 3.6 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio	35
รูปที่ 3.7 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า l	36
รูปที่ 3.8 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า W_a	37
รูปที่ 3.9 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า g	37
รูปที่ 3.10 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า d_1	38
รูปที่ 3.11 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า d_2	39
รูปที่ 3.11 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า d_2	39
รูปที่ 3.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio	40
รูปที่ 3.14 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio	42
รูปที่ 3.15 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST	45
รูปที่ 3.16 ค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า L_1	46
รูปที่ 3.17 ค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a	47
รูปที่ 3.18 ค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า g	47
รูปที่ 3.19 ผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	48
รูปที่ 3.20 ค่า S_{11} ของการเปรียบเทียบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	49
รูปที่ 3.21 ค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	49
รูปที่ 3.22 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	51
รูปที่ 3.23 ค่า S_{11} ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	51
รูปที่ 3.24 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h_1	52
รูปที่ 3.25 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST	53
รูปที่ 3.26 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST	54
รูปที่ 3.27 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST	55
รูปที่ 3.28 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ เมื่อเพิ่มผนังสะท้อน	56
รูปที่ 3.29 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h_2	57
รูปที่ 3.30 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST	58
รูปที่ 3.31 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST	59

สารบัญญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.32 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST	60
รูปที่ 3.33 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19]	61
รูปที่ 3.34 ผลจากการจำลองค่า S_{11} ของสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]	61
รูปที่ 3.35 ผลจากการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]	62
รูปที่ 3.36 แบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]	63
รูปที่ 4.1 โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB	64
รูปที่ 4.2 สายอากาศไดโพลพับต้นแบบ	65
รูปที่ 4.3 ผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ	66
รูปที่ 4.4 โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB	67
รูปที่ 4.5 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น	67
รูปที่ 4.6 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบที่สร้างขึ้น	68
รูปที่ 4.7 ผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ	68
รูปที่ 4.8 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ	69
รูปที่ 4.9 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ	70
รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studioและการวัดทดสอบ	70
รูปที่ 4.11 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ	72

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศไดโพลพับ	35
ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพับ	40
ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	44
ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	48
ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	50
ตารางที่ 3.6 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ	53
ตารางที่ 3.7 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลอง	53
ตารางที่ 3.8 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง	56
ตารางที่ 3.9 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง	57
ตารางที่ 3.10 ค่าพารามิเตอร์ของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง	58
ตารางที่ 3.11 ค่าพารามิเตอร์อ้างอิงของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลตาม[19]	61
ตารางที่ 3.12 เปรียบเทียบสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงกับสายอากาศเรโซเนเตอร์ต้นแบบ	63
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ	65
ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ	67
ตารางที่ 4.3 ค่าอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับ	73
ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ	74

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย

ความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารนั้นมีมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันโดยเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้านการศึกษาอุตสาหกรรม การเมือง เป็นต้น โดยสายอากาศจะทำหน้าที่ในการแผ่กระจายคลื่นสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าออกไป ดังนั้นสายอากาศควรมีอัตราขยายและแบนด์วิดท์ที่เพียงพอเพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล นอกจากนี้สายอากาศต้องมีโครงสร้างที่เรียบง่ายและราคาไม่แพง ซึ่งสามารถแบ่งประเภทของสายอากาศตามแบบรูปการแผ่พลังงานได้ 2 แบบ คือ สายอากาศแบบมีทิศทางหรือเจาะจงทิศทาง (directional antenna) จะมีลักษณะการแผ่กระจายคลื่นในทิศทางใดทิศทางหนึ่งมากกว่าทิศทางอื่นๆ เหมาะสำหรับการใช้งานภายนอกอาคารเพื่อใช้เชื่อมโยงแบบจุดต่อจุด (point-to-point) และสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional antenna) ซึ่งมีลักษณะการกระจายของคลื่นรอบๆ สายอากาศในระนาบอะซิมุท (azimuth plane) โดยคลื่นจะถูกแผ่กระจายออกไปทุกทิศทาง เพื่อใช้เชื่อมโยงแบบจุดต่อหลายจุด (point-to-multipoint) แต่สายอากาศดังกล่าวจะมีอัตราขยายต่ำ อย่างไรก็ตาม ในการสื่อสารแบบไร้สายมักออกแบบให้อุปกรณ์ลูกข่ายมีขนาดเล็กเพื่อความสะดวกในการพกพา ทำให้สายอากาศมีขนาดเล็ก และมีอัตราขยายต่ำด้วย ดังนั้นหากต้องการขยายขอบเขตการให้บริการแก่ผู้ใช้บริการได้ต่อเนื่องอย่างไม่มีขีดจำกัดในทุกที่และทุกเวลา สายอากาศที่สำคัญก็คือสายอากาศที่ตั้งอยู่เหนือสถานีฐาน ซึ่งทำหน้าที่เชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสถานีฐานด้วยกัน และเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสถานีฐานกับลูกข่าย ลักษณะและทิศทางการรับส่งสัญญาณของสายอากาศ แบ่งออกได้เป็นแบบรอบทิศทาง (Omnidirection) และแบบแบ่งออกเป็นส่วน (Sectorize Direction) หรือเป็นเซกเตอร์ โดยสายอากาศแบบเซกเตอร์เป็นสายอากาศที่นิยมนำมาใช้งานกับสถานีฐานในการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบัน โดยจะออกแบบให้สายอากาศมีลำคลื่นแคบในระนาบแนวตั้ง และมีลำคลื่นกว้างมากขึ้นในระนาบอะซิมุท

สายอากาศที่นิยมนำมาออกแบบใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบัน ได้แก่ สายอากาศไดโพล (dipole antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศที่มีรูปร่างเรียบง่าย โครงสร้างสามารถเปลี่ยนแปลงได้ง่ายและหลากหลาย แต่สายอากาศไดโพลเป็นสายอากาศที่มีอัตราขยายต่ำและมีแบนด์วิดท์ (bandwidth) แคบ สายอากาศไดโพลพับเป็นสายอากาศไดโพลประเภทหนึ่งที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และมีอัตราขยายสูงกว่าสายอากาศไดโพลธรรมดา แต่ยังไม่เพียงพอต่อการนำไปใช้งานในระบบสถานีฐาน เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว งานวิจัยนี้จึงออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์แบบเซกเตอร์ โดยนำ EBG (Electromagnetic band gap) วางซ้อนบนสายอากาศไดโพลพับที่มีแผ่นสะท้อนรูปตัวยู (U-shaped reflector) โดยศึกษาขนาดกราวด์ที่เหมาะสม เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศ จากนั้นศึกษาโครงสร้างของ EBG และกลไกการเรโซแนนซ์ของสายอากาศ เพื่อหาความสูงที่เหมาะสมในการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ส่งผลให้ได้สายอากาศที่มีอัตราขยายสูง ขนาดเล็ก เหมาะในการนำไปใช้งานสำหรับเป็นสถานีฐาน เพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อออกแบบ และจำลองผลสายอากาศแบบเซกเตอร์ โดยใช้ไดโพลพับร่วมกับผนังสะท้อนรูปตัวยูและ EBG สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 5.8 GHz เพื่อให้บริการในระยะทางที่ไกล

1.2.2 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบ และเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 จำลองแบบสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

ที่ความถี่ 5.8 GHz

1.3.2 จำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ความถี่ 5.8 GHz

1.3.3 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบผลวัดทดสอบ และผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.4 สมมติฐานของการวิจัย

1.4.1 เมื่อปรับขนาดกราว์นของสายอากาศไดโพลพับ จะส่งผลให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น

1.4.2 เมื่อวาง EBG บนไดโพลพับที่มีตัวสะท้อนรูปตัวยู จะส่งผลให้อัตราขยายสูงขึ้น และสามารถลดระดับพูหลัง (back lobe) ได้

1.5 วิธีการดำเนินการวิจัย และสถานที่ทำการทดลอง/เก็บข้อมูล

1.5.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย

1. สืบค้นปริทัศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย
2. วิเคราะห์ และออกแบบสายอากาศไดโพลพับที่ความถี่ 5.8 GHz
3. วิเคราะห์ และออกแบบผนังสะท้อนที่ความถี่ 5.8 GHz
4. จำลองแบบผนังสะท้อนวางบนสายอากาศไดโพลพับ ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

5. สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน วัดการโปลาไรซ์อัตราขยาย และการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ

1.5.2 สถานที่ทำการวิจัย ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สายอาคารเครื่องมือ 11 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต. สุรนารี อ. เมือง จ. นครราชสีมา 30000

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 เป็นองค์ความรู้ในการวิจัยต่อไป

1.6.2 ได้สายอากาศซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสม สำหรับการประยุกต์ใช้งานเป็นสถานีฐาน โดยมีโครงสร้างง่าย น้ำหนักเบา มีแบนด์วิดท์กว้างและอัตราขยายสูง

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

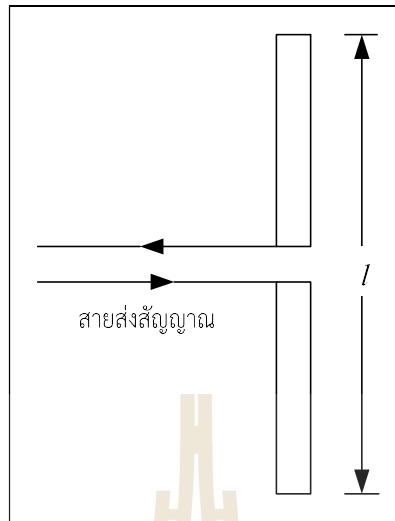
สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณหรือท่อนำคลื่นให้แพร่กระจายออกสู่อากาศและในทางตรงกันข้าม จะทำหน้าที่รับคลื่นที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลางให้เข้ามาอยู่ในท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ การศึกษารูปแบบการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความสำคัญ ในบทนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติที่เหมาะสมของสายอากาศที่จะเป็นสายอากาศสำหรับสถานีฐาน นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศไดโพล สายอากาศไดโพลพับ รวมถึงทฤษฎีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ และทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอีกด้วย

ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทั้งนี้เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยที่เกี่ยวข้อง ระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินการวิจัย ตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่างๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่ได้ตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้นงานวิจัยนั้นเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่น ฐานข้อมูล IEEE นอกจากนี้ยังได้ทำการสืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่น ๆ เช่น จากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยต่าง ๆ ทั้งในและต่างประเทศ ผลการสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

2.2 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล

2.2.1 สายอากาศไดโพลและไดโพลอุดมคติ

สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่ง่ายที่สุดมีส่วนประกอบเป็นเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว l วางเป็นแนวเส้นตรงดังรูปที่ 2.1 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต่อเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อ เครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศ กระแสของสัญญาณนี้จะไหลไปยังขั้วหนึ่งของสายอากาศไดโพล และไหลกลับมายังอีกขั้วหนึ่งของสายอากาศไดโพล ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของสายอากาศไดโพล การแจกแจงรูปของกระแส (Current Distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (Magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่นๆ บนตัวไดโพล ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของสายอากาศไดโพลและความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 2.1 สายอากาศไดโพล

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

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_0 e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right) \quad (2.1)$$

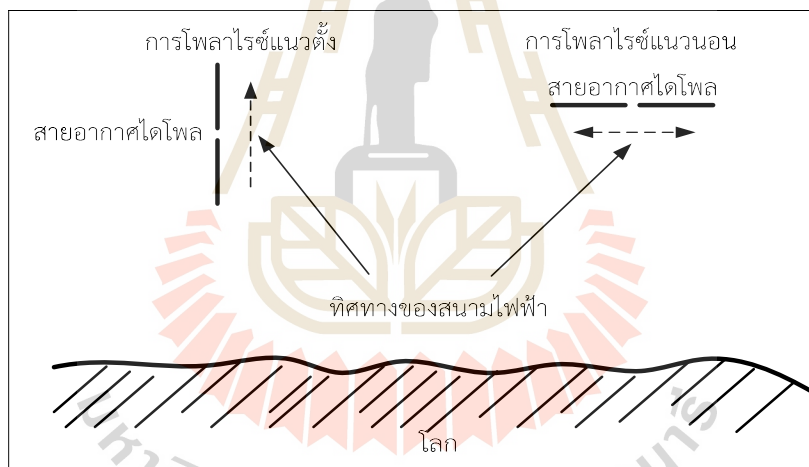
$$H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta} \quad (2.2)$$

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

2.2.2 การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (Dipole Antenna Polarization)

การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะใช้ในการอธิบายทิศทางของสนามไฟฟ้าของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศซึ่งถูกส่งออกไปโดยตัวสายอากาศในทิศทางซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดและวัดได้ในสนามระยะไกล สายอากาศจำนวนมากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) นั่นคือ ในหนึ่งรอบ (Cycle) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงและยังถูกแบ่งออกเป็นการโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) ดังรูป

ที่ 2.2 นอกจากนี้ยังมีการโพลาริซ์แบบวงกลม (Circular) และแบบรูปวงรี (Elliptical) ในงานวิจัยนี้ได้ ออกแบบสายอากาศโดยให้มีการโพลาริซ์แนวตั้งที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz บ่อยครั้งที่การโพลาริซ์ของ สายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศเช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งอาจจะมี ส่วนประกอบเพียงตัวเดียวหรือหลายตัววางขนานกันเช่น สายอากาศไดโพล และสายอากาศยาก็เรา สามารถที่จะสมมติให้สนามไฟฟ้าซึ่งมีการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศ แต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกันแต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้าง มาทำนายการโพลาริซ์ได้เช่น สายอากาศปากแตร (Horn) สายอากาศแบบบ่วง(Loop) และสายอากาศ แบบร่อง (Slit) เป็นต้น เพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้สิ่งสำคัญก็คือ สายอากาศที่ทำ หน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาริซ์เป็นแบบเดียวกันกับการโพลาริซ์ของสัญญาณที่ส่งมา หากเกิดการ สูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดวางการโพลาริซ์ไม่ถูกต้องเช่น สัญญาณที่รับได้เป็นการโพลาริซ์ ทางแนวตั้ง แต่สายอากาศที่ใช้รับมีการจัดการโพลาริซ์ทางแนวนอน เรียกว่า เกิดการแยกการโพลาริซ์ ไขว้ (Cross Polarization Isolation)

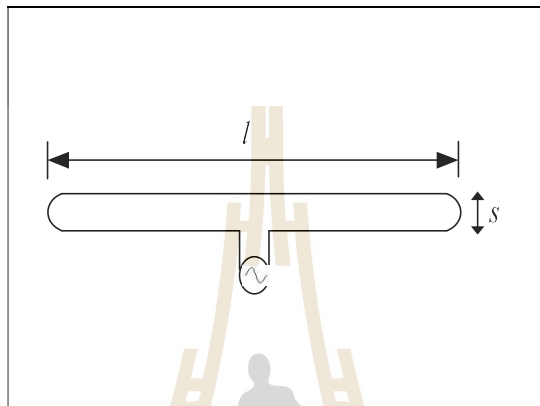


รูปที่ 2.2 ลักษณะการโพลาริซ์ของสายอากาศไดโพล

2.2.3 สายอากาศไดโพลพับ

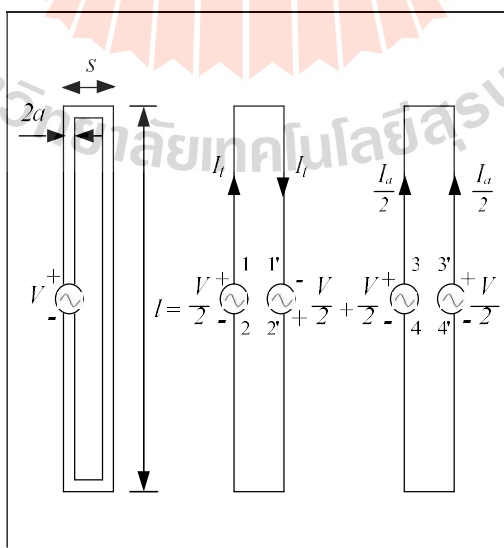
สายอากาศไดโพลพับซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.3 เป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานกันมากตั้งแต่อดีตจนถึง ปัจจุบัน โดยเฉพาะในระบบวิทยุสื่อสารและระบบการรับสัญญาณโทรทัศน์ สายอากาศชนิดนี้จะให้แบบ รูปการแผ่พลังงานเหมือนกับสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงที่มีความยาว l เท่ากัน แต่จะมีอิมพีแดนซ์ด้าน เข้ามากกว่าสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงถึงสี่เท่า เมื่อสายอากาศมีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความ ยาวคลื่น $l = \lambda/2$ ซึ่งโดยทั่วไปสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงจะมีความยาว $\lambda/2 \leq l \leq \lambda$ เนื่องจากจะให้ สภาพเจาะจงทิศทางที่ดีที่สุดและไม่เกิดพูข้าง แต่ที่นิยมใช้กันมากก็คือ ที่ความยาว $l = \lambda/2$ ซึ่งมีความ ต้านทานด้านเข้าเท่ากับ $R_{in} = 73\Omega$ ประเด็นสำคัญก็คือ สายอากาศแบบ ไดโพลเส้นลวดนี้ไม่สามารถ ต่อใช้งานเข้ากับสายส่งแกนร่วม(Coaxial Transmission Line) โดยตรงได้เนื่องจากโครงสร้างของสนามที่

เกิดขึ้นภายในสายแตกต่างกัน แต่สามารถนำไปต่อใช้งานกับสายส่งแบบสองสาย (Two-Wire Line/Twin Lead) ได้เพราะอิมพีแดนซ์คุณลักษณะมีค่าประมาณ 300Ω ซึ่งใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศแบบไดโพลซึ่งมีค่าประมาณ 300Ω ($4 \times 73 = 292 \Omega$) เช่นเดียวกัน อย่างไรก็ตาม การที่จะให้อิมพีแดนซ์มีค่าใกล้เคียงค่าดังกล่าวนั้นจะต้องจัดระยะห่าง (s) ระหว่างเส้นลวดไม่ให้เกิน 0.05λ



รูปที่ 2.3 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลพับ

การวิเคราะห์สายอากาศแบบไดโพลพับนั้น สามารถทำได้โดยการแยกกระแสที่เกิดขึ้นออกเป็นสองโหมดคือ โหมดของสายส่งและโหมดของสายอากาศ ซึ่ง (G.A.Thiele, 1980) ได้แสดงวิธีการวิเคราะห์ในรูปแบบของการแปลงอิมพีแดนซ์แบบพับสี่ (Four-Folded Impedance Transformation) ซึ่งแสดงเป็นรูปจำลองสำหรับการวิเคราะห์ที่ได้ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 รูปจำลองสายอากาศแบบไดโพลพับสำหรับวิเคราะห์หาอิมพีแดนซ์

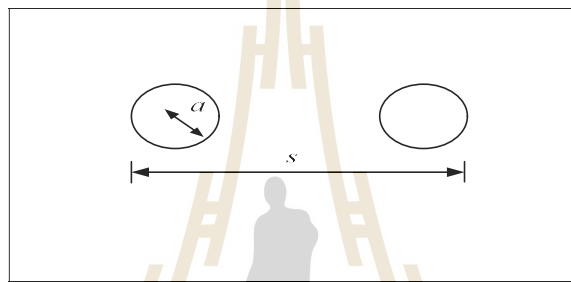
อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของไดโพลับ Z_L ที่ข้อ 1-1' และ 2-2' สามารถหาค่าได้เสมือนกับอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายส่งที่มีการลัดวงจรที่ความยาว $l/2$ ซึ่งแสดงได้ด้วยสมการ

$$Z_t = \left[Z_0 \left(\frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l / 2)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l / 2)} \right) \right]_{Z_L=0} \quad (2.3)$$

หรือเท่ากับ

$$Z_t = jZ_0 \tan(\beta l / 2) \quad (2.4)$$

ในที่นี้กำหนดให้ Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งแบบสองสาย ซึ่งมีรัศมีของเส้นลวดเท่ากับ a และถูกวางให้อยู่ห่างกันเท่ากับระยะ s ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ภาพตัดขวางของสายส่งแบบสองสาย

ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$Z_0 = \frac{\eta}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{s}{2a} \right) = \frac{\eta}{\pi} \ln \left[\frac{(s/2) + \sqrt{(s/2)^2 - a^2}}{a} \right] \quad (2.5)$$

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

$$Z_t(\lambda/2) = jZ_0 \tan(\pi/2) \rightarrow \infty \quad (2.6)$$

ถ้าเป็นกรณีที่ $l \neq \lambda/2$ สมการ (4) จะถูกนำมาใช้แทนโดยกระแสที่เกิดขึ้นในโหนดของสายส่งจะมีค่าเท่ากับ

$$I_t = \frac{V}{2Z_t} \quad (2.7)$$

ต่อไปจะเป็นการพิจารณาในโหนดของสายอากาศ โดยที่ข้อ 3-3 และ 4-4 มีศักย์ไฟฟ้าที่เหมือนกัน ดังนั้นเมื่อถูกต่อเข้าด้วยกันจึงไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้นและสมมุติฐานต่อไปนี้ได้ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้ในการคำนวณหาอิมพีแดนซ์ด้านเข้า โดยที่ขนาดของรัศมีประสิทธิผลของไดโพลสมมูลมีค่าเท่ากับ

$$a_e = \sqrt{as} \quad (2.8)$$

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

$$I_a = \frac{V}{2Z_a} \quad (2.9)$$

กระแสที่เกิดขึ้นบนแต่ละแขนของไดโพลสมมูลจึงมีค่าเท่ากับ

$$\frac{I_a}{2} = \frac{V}{4Z_a} \quad (2.10)$$

ดังนั้นกระแสรวมของสายอากาศแบบไดโพลพับที่ได้จากการรวมกันของทั้งสองโหมด ซึ่งปรากฏที่ขั้วด้านเข้าของไดโพลจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{in} = I_t + \frac{I_a}{2} = V \left(\frac{1}{2Z_t} + \frac{1}{4Z_a} \right) \quad (2.11)$$

หรือ

$$Z_{in} = \frac{4Z_t Z_a}{2Z_a + Z_t} \quad (2.12)$$

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

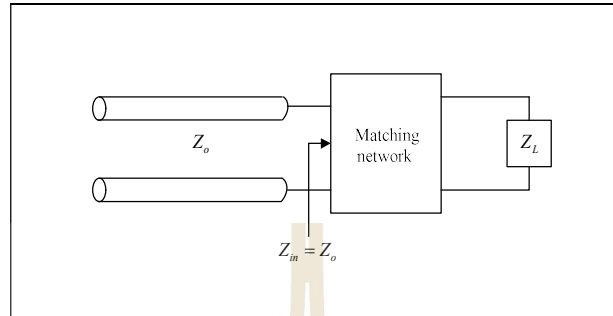
$$Z_{in} = 4Z_a = 292 \Omega \quad (2.13)$$

จากการที่สายอากาศแบบไดโพลพับมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าประมาณ 300Ω จึงเหมาะที่จะต่อเข้ากับสายนำสัญญาณแบบสองสายโดยตรง แต่สายนำสัญญาณที่จะต่อเข้ากับเครื่องมือวัดและทดสอบสายอากาศนั้นส่วนใหญ่จะมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50Ω ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศให้มีค่าเท่ากับสายนำสัญญาณ ซึ่งในงานวิจัยฉบับนี้ใช้เทคนิคการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบการแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$ (quarter-wave transformers) โดยการป้อนกำลังด้วยเส้นไมโครสตริป เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายในการออกแบบและเหมาะกับการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่มีเฉพาะค่าจริงเท่านั้น

2.3 การแปลงอิมพีแดนซ์หรือการแมตซ์วงจร

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงการแปลงอิมพีแดนซ์หรือการแมตซ์วงจร ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปยังโหลดได้มากที่สุดหรือเพื่อลดการเกิดการสะท้อนที่โหลด ซึ่งการแมตซ์วงจรคือ การทำให้อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายมีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งใน

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



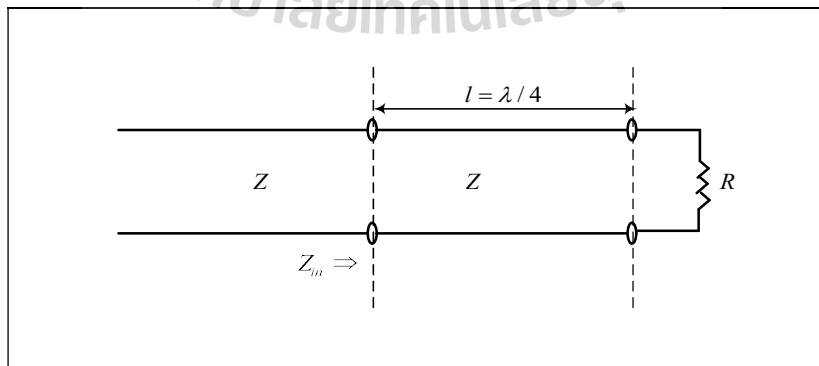
รูปที่ 2.6 การแมตซ์อิมพีแดนซ์

การแมตซ์โดยการแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$ (quarter-wave transformers) มักนิยมใช้กับการแมตซ์สายส่งเมื่ออิมพีแดนซ์ของโหลดที่นำมาต่อกับสายส่งมีค่าเฉพาะส่วนจริงเท่านั้น สำหรับวงจรการแมตซ์แสดงดังรูปที่ 2.7 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ของส่วนที่นำเข้าไปแมตซ์คือ

$$Z_L = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (2.14)$$

โดยความถี่ที่ใช้ในการออกแบบคือ f_0 ซึ่งจะได้ความยาวของส่วนที่นำเข้าไปแมตซ์เท่ากับ $\lambda_0/4$ ดังนั้นเมื่อทราบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนจะสามารถหาความกว้างแถบได้คือ

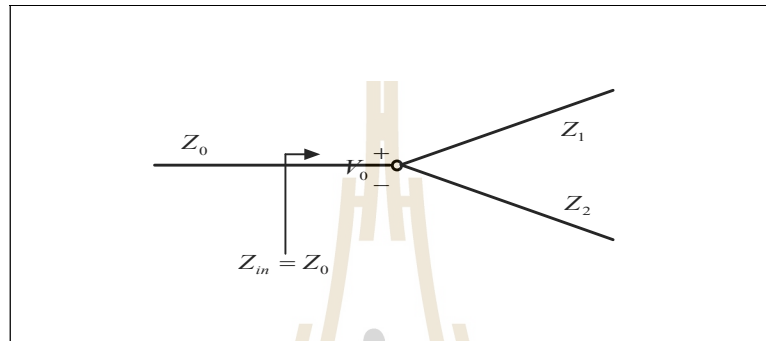
$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1 - (\Gamma_m)^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|} \right) \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.7 การแมตซ์โดยการแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$

2.4 ตัวแบ่งกำลังงาน (Power Divider)

ตัวแบ่งกำลังงาน (power divider) เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการแบ่งกำลังจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (อุปกรณ์ภาคส่ง) จากหนึ่งพอร์ทด้านเข้าให้เป็นสองพอร์ทด้านเข้าตามจำนวนของสายอากาศ ไดโพลพบ ในงานวิจัยนี้ได้ใช้หลักการของตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ของตัวแบ่งกำลังงานคือ Z_0



รูปที่ 2.8 ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction

อิมพีแดนซ์ของตัวแบ่งกำลังงานคือ

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (2.16)$$

กำลังงานด้านเข้าคือ

$$P_{in} = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_0} \quad (2.17)$$

กำลังงานด้านออกคือ

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_1} \quad (2.18)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_2} \quad (2.19)$$

2.5 ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap)

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

อภิวัดถูกนิยามว่าเป็นวัสดุประดิษฐ์เชิงวิศวกรรม ซึ่งมีคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยคุณสมบัติของวัสดุเหล่านั้นปกติเกิดจากโครงสร้างมากกว่าการจัดเรียง (composition) จากการผนวกกัน

ของวัสดุขนาดเล็ก (ปกติจะมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมาก) เพื่อทำให้เกิดคุณสมบัติประสิทธิผลในระดับมาโคร (macroscopic) อย่างที่ทราบกันเป็นอย่างดี ตัวกลางที่มีผลต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เกิดจากการผนวกตัวของ การเหนี่ยวนำของโมเมนต์ทางไฟฟ้า และแม่เหล็ก (electric and magnetic moments) ซึ่งผลกระทบในระดับมาโครจะอยู่ในรูปของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า และค่าความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล (effective permittivity : ϵ_{eff} and permeability : μ_{eff}) ของตัวกลางขนาดใหญ่ ดังนั้น วัสดุที่สามารถที่จะประกอบขึ้นจากการฝังของวัสดุประดิษฐ์หลายชนิดรวมตัวกันเข้าไปยังในตัวกลางหรือผิวของตัวกลางที่กำหนดซึ่งผู้ออกแบบสามารถเลือกพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างอิสระ ตัวอย่างเช่น คุณสมบัติต่าง ๆ ของตัวกลาง ขนาด รูปร่าง และส่วนประกอบที่จะใส่เข้าไปไม่ว่าจะเป็นความหนาแน่นหรือการจัดวางตำแหน่งเพื่อให้ได้ผลตอบสนองพิเศษทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ไม่สามารถเกิดขึ้นจากวัสดุตามธรรมชาติทั่วไป

จากรูปที่ 2.9 เมื่อคลื่นระนาบเดินทางตกกระทบบนวัสดุที่มีความหนา d คลื่นส่วนหนึ่งจะเกิดการสะท้อน และคลื่นอีกส่วนหนึ่งสามารถผ่านไปได้ โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่น $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ มีค่า s_{11} และ s_{21} หาได้จาก [1] ดังนั้นสามารถหาค่า ϵ_r และ μ_r ได้ตาม [2]

$$\text{reflection} = s_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (2.20)$$

$$\text{transmission} = s_{21} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (2.21)$$

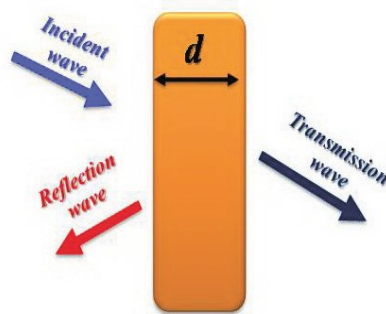
$$\epsilon_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - v_1}{1 + v_1} \quad (2.22)$$

$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - v_2}{1 + v_2} \quad (2.23)$$

เมื่อ $v_1 = s_{21} + s_{11}$

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

$$k_0 = \omega / c$$



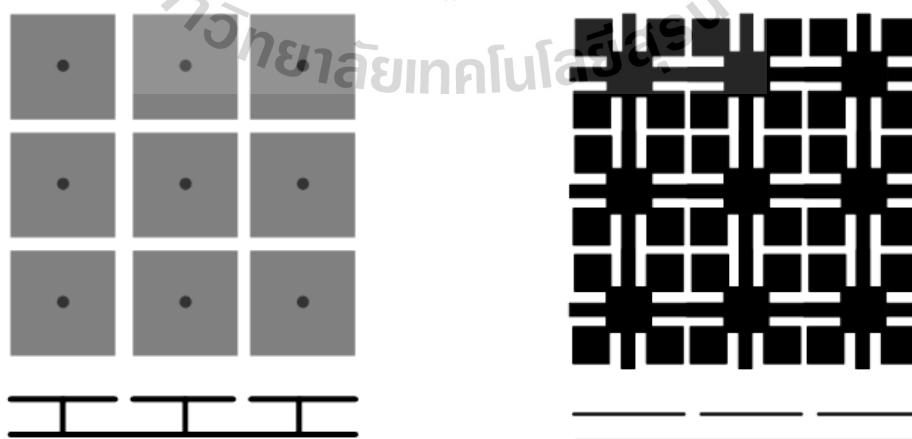
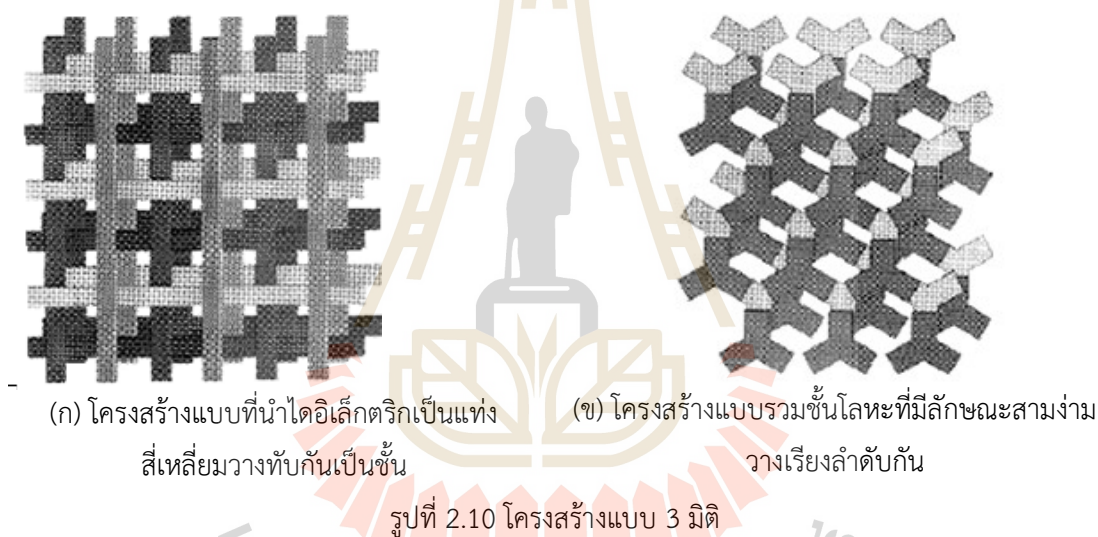
รูปที่ 2.9 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา d

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap : EBG) เป็นหนึ่งใน อภิวัดดู ในปัจจุบันโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งเป็นกลุ่มตามลักษณะทางเรขาคณิตได้ ดังนี้

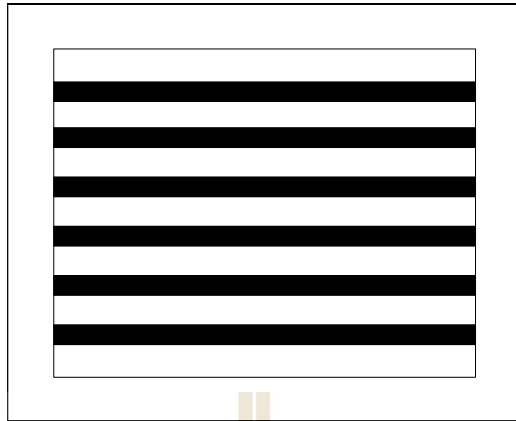
1) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ มีลักษณะเป็นปริมาตรเช่นเป็น โครงสร้างแบบที่นำไดโอดีทริกเป็นแท่งสี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้นและรวมชั้นโลหะที่มีลักษณะสามง่ามวาง เรียงลำดับกันแสดงดังรูปที่ 2.10

2) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ มีลักษณะเป็นพื้นผิวระนาบ เช่น โครงสร้างพื้นผิวแบบคล้ายดอกเห็ดและโครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว แสดงดังรูปที่ 2.11

3) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ เช่น โครงสร้างแบบไมโครสตริป ร่วมกับหลุมที่วางเป็นคาบบนระนาบกราวด์แสดงดังรูปที่ 2.12



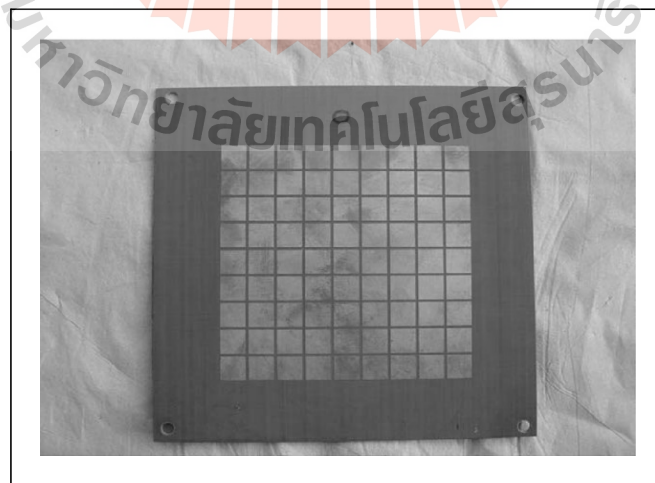
รูปที่ 2.11 โครงสร้างแบบ 2 มิติ



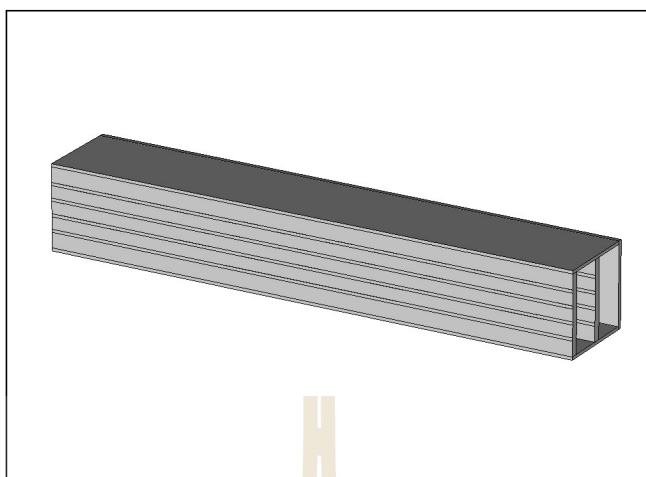
รูปที่ 2.12 โครงสร้างแบบ 1 มิติ

2.6 สายอากาศเรโซเนเตอร์สภาพเจาะจงทิศทางสูง (High Directive Resonator Antenna)

สายอากาศเรโซเนเตอร์ถูกออกแบบด้วยพื้นฐานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 1 มิติ ที่มีโครงสร้างเป็นแบบระบายและมีลักษณะเหมือนกัน ข้อบกพร่องที่นำไปสู่การสร้างความถี่เฉพาะในช่องว่างแถบของโครงสร้าง ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแผ่กระจายได้ในโหมดที่โพรงช่องว่างทำงานคล้ายกับที่ว่างและตัวกรองความถี่ที่มีค่า Q factor สูง ถ้าแหล่งกำเนิดเริ่มต้นถูกยึดติดไว้กับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า มีความเป็นไปได้ว่ารูปแบบการแผ่พลังงานในช่วงแถบความถี่ที่เราต้องการมีโครงสร้างของโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอย่างหลากหลายรูปแบบ ซึ่งสามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง เช่น แผ่นโลหะไดอิเล็กตริกแบบชั้นเดียว [3-9] แสดงดังรูปที่ 2.13 แผ่นโลหะแบบสองชั้นสร้างจากไดอิเล็กตริกหรือแท่งโลหะ [10-13] แสดงดังรูปที่ 2.14 และพื้นผิวเลือกความถี่แบบหลายชั้น [14-17] แสดงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.13 แผ่นโลหะไดอิเล็กตริกแบบชั้นเดียว

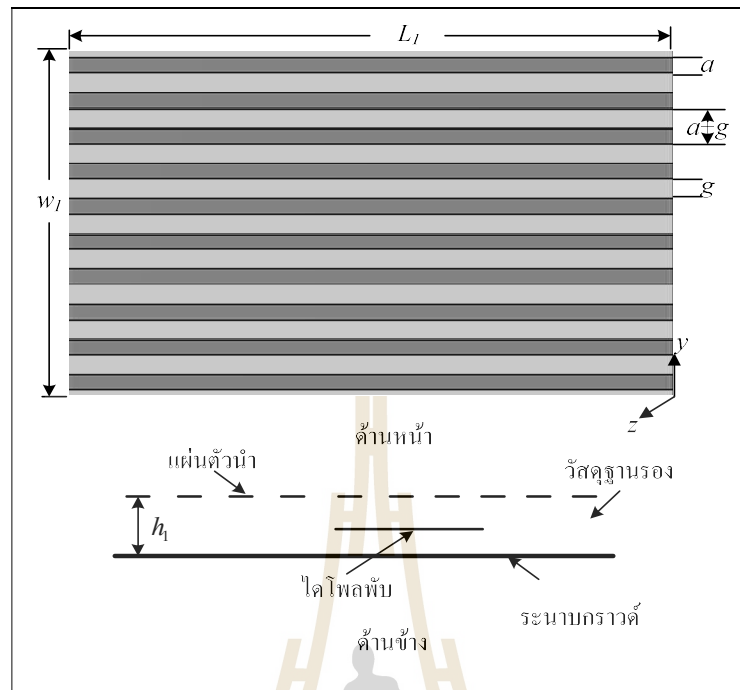


รูปที่ 2.14 แผ่นโลหะแบบสองชั้นสร้างจากไดอิเล็กตริกหรือแท่งโลหะ



รูปที่ 2.15 พื้นผิวเลือกความถี่แบบหลายชั้น

เนื่องจากโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีโครงสร้างไม่ยุ่งยาก ซับซ้อน และง่ายต่อการนำไปสร้างและใช้งาน ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงออกแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์ ดังแสดง ในรูปที่ 2.16 โดยโครงสร้างประกอบด้วยแท่งโลหะที่เป็นรอยคาบวางบนชั้นรองไดอิเล็ก- ตริก (Dielectric Substrate) และไม่เชื่อมต่อกับระนาบแผ่นตัวนำ



รูปที่ 2.16 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและสายอากาศที่คาดว่าจะออกแบบ

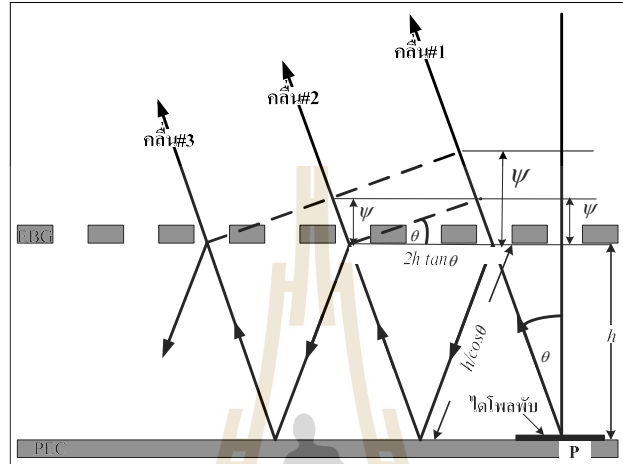
เมื่อ พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า มีดังนี้

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

2.7 การสะท้อนและการส่งผ่านของคลื่น

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงลักษณะการทำงานของสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่ประกอบไปด้วย 3 องค์ประกอบคือ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศไดโพลพัชซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวป้อน และระนาบกราวด์ ซึ่งก็คือแผ่นตัวนำสมบูรณ์ (perfect electric conductor หรือ PEC) นั่นเองถ้าสายอากาศถูกวางไว้ระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากรูปที่ 2.17 การแผ่พลังงานของสายอากาศตัวป้อนมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่จุด P โดยใช้สายอากาศไดโพลพัชทำหน้าที่เป็นตัวป้อน เมื่อนำสายอากาศไดโพลพัชมาใช้ร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสายอากาศไดโพลพัชจะวางขวางกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีลักษณะการโพลาไรซ์เป็นแบบ TE ดังนั้นเมื่อพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังงานของตัวป้อนในมุม ϕ จะถูกคิดที่ $\phi = 90$ องศา และแบบรูปการแผ่กำลังงานของ

ตัวป้อนจะมีผลต่อเรโซเนเตอร์ในมุม θ เท่านั้น เราจึงพิจารณาเฉพาะมุม θ โดยที่แบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศไดโพลพับมีค่าเท่ากับ $f(\theta)$ กำหนดให้ระยะห่างระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ h และสัมประสิทธิ์การสะท้อน (reflection coefficient) ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ $re^{j\varphi_{EBG}}$



รูปที่ 2.17 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

$$E = \sum_{n=0}^{\infty} f(\theta) E_0 r^n \sqrt{1-r^2} e^{j\Delta\varphi_n} \quad (2.25)$$

เมื่อ $\Delta\varphi_n$ คือความต่างเฟสที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงระหว่างเฟสการสะท้อนจากแผ่นตัวนำ (φ_{PEC}) เฟสการสะท้อนจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (φ_{EBG}) และเฟสของคลื่นส่งผ่าน (ψ)

เมื่อ ψ_1 คือค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 และ 2 โดยที่เราสามารถหาค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 และ 2 หาได้จาก

$$\sin \theta = \frac{\psi_1}{2h \tan \theta} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) จะได้

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta \quad (2.27)$$

เมื่อ ψ_2 คือค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 2 และ 3 โดยที่เราสามารถหาค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 2 และ 3 หาได้จาก

$$\sin \theta = \frac{\psi_2}{2h \tan \theta} \quad (2.28)$$

$$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta \quad (2.29)$$

และ ψ_3 คือค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 และ 3 ซึ่งหาได้จากผลรวมระหว่างค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 1 กับ 2 และค่าความต่างเฟสระหว่างคลื่นส่งผ่านตัวที่ 2 กับ 3 ดังนี้

$$\psi_3 = \psi_1 + \psi_2 \quad (2.30)$$

แทนสมการที่ (2.27) และ (2.29) ในสมการที่ (2.30) จะได้

$$\psi_3 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta + \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta \quad (2.31)$$

$$\psi_3 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \tan \theta \sin \theta \quad (2.32)$$

ดังนั้นสามารถหาค่า $\Delta\phi_1$ ได้ดังนี้

$$\Delta\phi_1 = \psi_1 - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2h}{\cos \theta} - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (2.33)$$

เมื่อแทนสมการที่ (2.27) ในสมการที่ (2.33) จะได้

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \tan \theta \sin \theta - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{2h}{\cos \theta} - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (2.34)$$

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[\tan \theta \sin \theta - \frac{1}{\cos \theta} \right] - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (2.35)$$

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[\frac{\sin \theta \sin \theta}{\cos \theta} - \frac{1}{\cos \theta} \right] - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (2.36)$$

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[\frac{1}{\cos \theta} (\sin^2 \theta - 1) \right] - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (2.37)$$

จาก $\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$ จะได้ $\sin^2 \theta - 1 = -\cos^2 \theta$ แทนในสมการที่ (2.37) จะได้

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h \left[\frac{1}{\cos \theta} (-\cos^2 \theta) \right] - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (2.38)$$

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} 2h [(-\cos \theta)] - \phi_{PEC} + \phi_{EBG} \quad (2.39)$$

และเราสามารถหาค่า $\Delta\phi_2$ ได้ดังนี้

$$\Delta\phi_2 = \psi_3 - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{4h}{\cos \theta} - 2\phi_{PEC} + 2\phi_{EBG} \quad (2.40)$$

เมื่อแทนสมการที่ (2.32) ในสมการที่ (2.40) จะได้

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \tan \theta \sin \theta - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{4h}{\cos \theta} - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (2.41)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[\tan \theta \sin \theta - \frac{1}{\cos \theta} \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (2.42)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[\frac{\sin \theta \sin \theta}{\cos \theta} - \frac{1}{\cos \theta} \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (2.43)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[\frac{1}{\cos \theta} (\sin^2 \theta - 1) \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (2.44)$$

จาก $\sin^2 \theta + \cos^2 \theta = 1$ จะได้ $\sin^2 \theta - 1 = -\cos^2 \theta$ แทนในสมการที่ (2.37) จะได้

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h \left[\frac{1}{\cos \theta} (-\cos^2 \theta) \right] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (2.45)$$

$$\Delta\varphi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} 4h [(-\cos \theta)] - 2\varphi_{PEC} + 2\varphi_{EBG} \quad (2.46)$$

ดังนั้นถ้ามีจำนวนคลื่นเท่ากับ n จะได้

$$\Delta\varphi_n = \frac{2\pi}{\lambda} 2nh (-\cos \theta) - n\varphi_{PEC} + n\varphi_{EBG} \quad (2.47)$$

$$\Delta\varphi_n = n \left[-\frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \right] \quad (2.48)$$

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

$$\Delta\varphi_n = n \left[-\frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta - \varphi_{PEC} + \varphi_{EBG} \right] = n\Phi \quad (2.49)$$

เมื่อ $r < 1$

$$\sum_{n=0}^{\infty} (re^{j\Phi})^n = \frac{1}{1 - re^{j\Phi}} \quad (2.50)$$

เมื่อแทนสมการที่ (2.50) ในสมการที่ (2.25) จะได้

$$|E| = |E_0| f(\theta) \sqrt{\frac{1-r^2}{1+r^2-2r \cos \Phi}} \quad (2.51)$$

สามารถหาแบบรูปการแผ่กำลังงานได้ดังนี้

$$S = \frac{1-r^2}{1+r^2-2r \cos(\Phi)} f^2(\theta) \quad (2.52)$$

หรือ

$$S = \frac{1-r^2}{1+r^2-2r \cos\left(\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos \theta\right)} f^2(\theta) \quad (2.53)$$

อย่างไรก็ตามแอมพลิจูด (r) และเฟส (φ_{EBG}) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอยู่ในฟังก์ชันของมุม θ กำลังงานสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ $\theta = 0$ องศา จะได้

$$\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos 0 = 0 \quad (2.54)$$

$$\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC} - \frac{4\pi}{\lambda} h = 0 \quad (2.55)$$

ดังนั้นระยะห่างระหว่างระนาบกราวด์และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

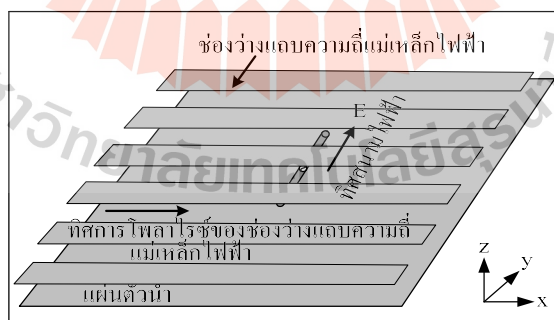
$$h \cong \left(\frac{c}{2f} \right) \left(\frac{\varphi_{EBG} - \varphi_{PEC}}{360} \right) \quad (2.56)$$

โดยสายอากาศเรโซเนเตอร์จะถูกแบ่งออกเป็น 2 กรณี ดังต่อไปนี้

2.7.1 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง

(Transverse Electric Polarization Mode)

จากรูปที่ 2.18 แสดงให้เห็นว่าเมื่อวางสายอากาศไดโพลในแนวขวางกับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะอยู่ในทิศทาง x และมีทิศทางการโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าอยู่ในทิศทาง y ในแนวขวางกับทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นจึงไม่มีสนามไฟฟ้าในทิศทางการโพลาไรซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จึงเกิดแบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวางขึ้น หรือเรียกว่า “TE polarization mode”

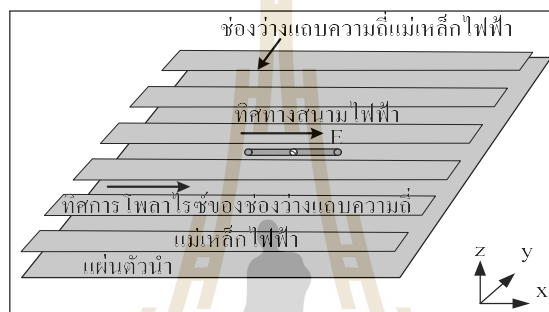


รูปที่ 2.18 แบบแผนการโพลาไรซ์สนามไฟฟ้าตามขวาง

จากทฤษฎีข้างต้นถ้าทิศทางสนามไฟฟ้าอยู่แนวขวางกับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบแท่ง จะพบว่าคลื่นส่วนน้อยจะสามารถผ่านไปได้ แต่คลื่นส่วนใหญ่จะสะท้อนกลับไปมาจนสามารถเรโซแนนซ์ (resonant) ที่ความถี่ใช้งานได้ ด้วยเหตุนี้หลักการนี้จะสามารถเพิ่มอัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศได้สูงขึ้นมาก

2.7.2 แบบแผนการโพลาริซชันตามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse Magnetic Polarization Mode)

จากรูปที่ 2.19 แสดงให้เห็นว่าเมื่อวางสายอากาศไดโพลในแนวขนานกับโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งทิศทางการโพลาริซชันของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะอยู่ในทิศทาง x และมีทิศทางการโพลาริซชันของสนามไฟฟ้าอยู่ในทิศทางเดียวกับทิศทางการโพลาริซชันของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นจึงมีสนามไฟฟ้าในทิศทางการโพลาริซชันของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จึงเกิดแบบแผนการโพลาริซชันตามแม่เหล็กตามขวางขึ้น หรือเรียกว่า “TM polarization mode”



รูปที่ 2.19 แบบแผนการโพลาริซชันตามแม่เหล็กตามขวาง

2.8 โพลาริซชันของคลื่นระนาบ

คลื่นระนาบโดยทั่วไปไม่จำเป็นต้องมีสนามไฟฟ้าในทิศ E_x หรือ E_y เพียงอย่างเดียว นอกจากนั้นเฟสของ E_x และ E_y ก็ไม่จำเป็นต้องเท่ากันด้วย ดังนั้นในกรณีทั่ว ๆ ไปนั้นทิศทางและขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้ารวมจะเปลี่ยนไปตามเวลา ในการให้นิยามของโพลาริซชันนี้เราจะถือเอาโลกัสนของปลายของ E บนระนาบที่ตั้งฉากกับการเคลื่อนที่เป็นหลัก ในกรณีที่สนามไฟฟ้ามีเฉพาะทิศ x หรือทิศ y เท่านั้น ก็จะได้ชัดว่าโลกัสนของ E จะเป็นเส้นตรง ซึ่งจะเรียกว่า โพลาริซชันแบบเส้นตรง (linear polarization) กรณีสนามไฟฟ้ามีทั้งทิศ x และ y นั้น ถ้าเฟสของสนามไฟฟ้านั้นไม่เท่ากัน โพลาริซชันที่ได้จะเป็นแบบวงรีเป็นส่วนใหญ่ และอาจจะเป็นแบบวงกลมภายใต้เงื่อนไขเฉพาะอันหนึ่งซึ่งจะเห็นได้จากรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไปนี้

เนื่องจากสนามไฟฟ้า E_x , E_y ของคลื่นระนาบจะไม่เป็นฟังก์ชันของ x , y ดังนั้นในกรณีที่ไม่มีการสูญเสียในตัวกลางเราจะสามารถเขียนค่าชั่วขณะของ E_x และ E_y ได้ในรูปต่อไปนี้

$$E_x(z, t) = \sqrt{2} E_{x0} \cos(\omega t - kz) \quad (2.57)$$

$$E_y(z, t) = \sqrt{2} E_{y0} \cos(\omega t - kz) \quad (2.58)$$

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

$$\frac{E_x^2}{E_{x0}^2 \sin^2 \theta} - \frac{2 \cos \theta E_x E_y}{E_{x0} E_{y0} \sin^2 \theta} + \frac{E_y^2}{E_{y0}^2 \sin^2 \theta} = 1 \quad (2.59)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.59) จะเป็นสมการของวงรีที่มีแกนหลักทั้งสองไม่ตรงกันกับแกน x และ y นั่นคือในกรณีทั่วไปที่เฟสของ E_x และ E_y ไม่เท่ากัน ($\sin \theta \neq 0$) จะเป็นโพลาริเซชันแบบวงรี ถ้าเป็นกรณีพิเศษที่ $\theta = \pi/2$ สมการ (2.59) จะเขียนได้เป็น

$$\frac{E_x^2}{E_{x0}^2} + \frac{E_y^2}{E_{y0}^2} = 1 \quad (2.60)$$

สมการนี้เป็นสมการของวงรีที่มีแกนหลักอยู่บนแกน x และ y และถ้าเป็นกรณีพิเศษที่ $E_{x0} = E_{y0}$ และ $\theta = \pi/2$ สมการ (2.60) ก็จะเปลี่ยนเป็นสมการของวงกลมดังนี้

$$E_x^2 + E_y^2 = E_{x0}^2 \quad (2.61)$$

จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะสามารถสรุปรูปแบบของโพลาริเซชันที่เป็นไปได้ออกเป็น 3 แบบดังนี้คือ

2.8.1 โพลาริเซชันแบบเส้นตรง (Linear Polarization)

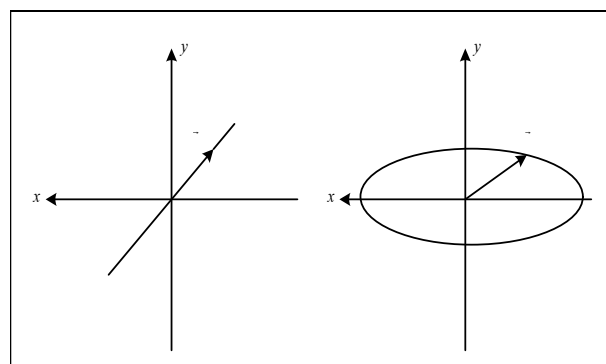
จะเกิดขึ้นเมื่อเฟสของ E_x เท่ากับ E_y หรือ $\theta = 0$ รูปร่างของโพลาริเซชันจะเป็นไปตามรูปที่ 2.20 (ก)

2.8.2 โพลาริเซชันแบบวงรี (Elliptical Polarization)

เมื่อเฟสของ E_x และ E_y ไม่เท่ากัน และ $\theta \neq \pi/2$ จะได้โพลาริเซชันแบบวงรีโดยที่มีแกนหลักไม่ตรงกับแกน x และ y ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.20 (ข) และเมื่อเฟสของ E_x และ E_y ต่างกันเท่ากับ $\pi/2$ หรือ $\theta = \pi/2$ จะได้โพลาริเซชันแบบวงรีที่มีแกนหลักตรงกับแกน x และ y ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.20 (ค)

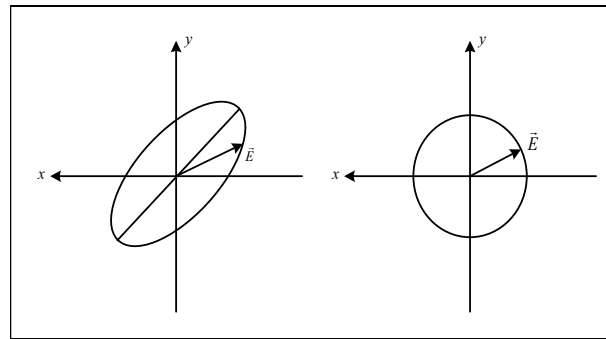
2.8.3 โพลาริเซชันแบบวงกลม (Circularly Polarization)

เมื่อ $|E_x| = |E_y|$ ด้วยโพลาริเซชันที่ได้จะเป็นวงกลมดังที่แสดงในรูปที่ 2.20 (ง)



(ก)

(ข)



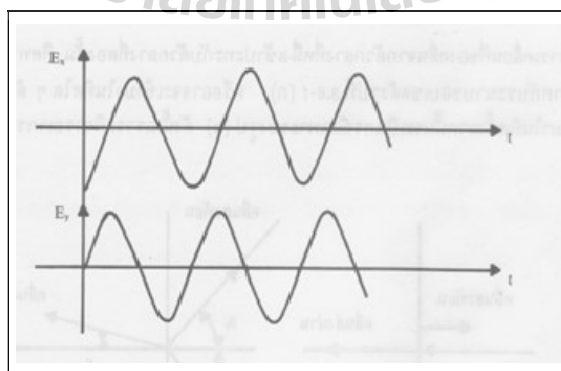
(ค)

(ง)

รูปที่ 2.20 การโพลาไรเซชันแบบต่าง ๆ

โพลาไรเซชันแบบวงรีและแบบวงกลมนั้นการหมุนของ \vec{E} อาจจะเป็นแบบตามเข็มนาฬิกาหรือทวนเข็มนาฬิกาก็ได้ ในการนิยามทิศทางการหมุนนี้จะถือหลักดังนี้คือ เมื่อเรากำหนดระนาบ x-y คงที่ระนาบหนึ่ง และเมื่อมองจากทิศทางของแหล่งกำเนิดคลื่น (เช่นสายอากาศส่ง) ถ้าสนามไฟฟ้า \vec{E} ที่ปรากฏบนระนาบนี้หมุนตามเข็มนาฬิกา เรากำหนดว่าเป็นโพลาไรเซชันแบบตามเข็มนาฬิกาหรือแบบหมุนขวา และถ้า \vec{E} หมุนทวนเข็มนาฬิกา ก็จะเป็นโพลาไรเซชันแบบทวนเข็มนาฬิกาหรือแบบหมุนซ้าย

การพิจารณาว่าถ้าเฟสของ E_y เร็วหรือช้ากว่า E_x อยู่ $\pi/2$ คือ $\theta = \pi/2$ หรือ $-\pi/2$ แล้วทิศทางการหมุนจะเป็นแบบไหนนั้นจะทำได้ดังนี้คือ ตามสมการ (2.67) และสมการ (2.68) ถ้าเฟสของ E_y เร็วกว่าของ E_x อยู่ $\pi/2$ หรือ $\theta = \pi/2$ เมื่อเขียนรูปของ E_x และ E_y ตามเวลาโดยให้ z มีค่าคงที่ จะได้ตามรูปที่ 2.21 ในสภาพเช่นนี้การหมุนของ E ก็จะเป็นการหมุนจากแกน y ไปหาแกน x ซึ่งเป็นการหมุนแบบทวนเข็มนาฬิกา เมื่อพิจารณาในทำนองเดียวกันสำหรับกรณี $\theta = -\pi/2$ คือเฟสของ E_y ช้ากว่า E_x อยู่ $\pi/2$ ก็จะพบว่าการหมุนของ \vec{E} เป็นแบบตามเข็มนาฬิกา ดังนั้นอาจจะสรุปเป็นกฎให้จำได้ง่าย ๆ ว่า “ถ้าเฟสของส่วนประกอบไหนเร็วกว่าอีกส่วนประกอบหนึ่งอยู่ $\pi/2$ จะมีการหมุนจากส่วนนั้นไปหาส่วนประกอบที่มีเฟสช้ากว่า”



รูปที่ 2.21 การเปลี่ยนแปลงตามเวลาของ E_x และ E_y บนระนาบคงที่
เมื่อ $\angle E_y$ เร็วกว่า $\angle E_x$ อยู่ $\pi/2$

เนื่องจากในเชิงของเฟสเซอร์การที่เฟสของเฟสเซอร์หนึ่งเร็วกว่าหรือช้าของอีกเฟสเซอร์หนึ่ง อยู่ $\pi/2$ 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

2.9 ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Superstrate)

ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ ก็คือ วัสดุฐานรองอย่างหนึ่งที่ถูกนำมาวางไว้บนหรือครอบสายอากาศ ซึ่งชั้นวางซ้อนประกอบด้วยสองส่วนที่สำคัญ คือ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) และระนาบกราวด์ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะทำหน้าที่เสมือนเป็นกระจกเงาสะท้อนคลื่นด้วยค่าสัมประสิทธิ์เฟสการสะท้อนค่าหนึ่ง โดยที่ค่าสัมประสิทธิ์เฟสการสะท้อนจะขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของควาวิตีหรือถ้าวิเคราะห์ในมุมมองเรโซเนเตอร์พบว่าการจัดวางสายอากาศไดโพลพับซึ่งมีระนาบการสะท้อนด้านล่างและการวางชั้นวางซ้อนไว้ด้านบนเปรียบเสมือนการมีแผ่นกระจกสะท้อนที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สูงมากสองแผ่นขนานกันในระยะที่เหมาะสม (โดยปกติมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น) ทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศพุ่งเข้าและพุ่งออกกลายเป็นคลื่นนิ่งและมีพลังงานถูกเหนี่ยวนำออกจากร่องของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลดีคือ คลื่นนั้นไปเสริมกับคลื่น #1 ทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานสูงขึ้นดังรูปที่ 2.22

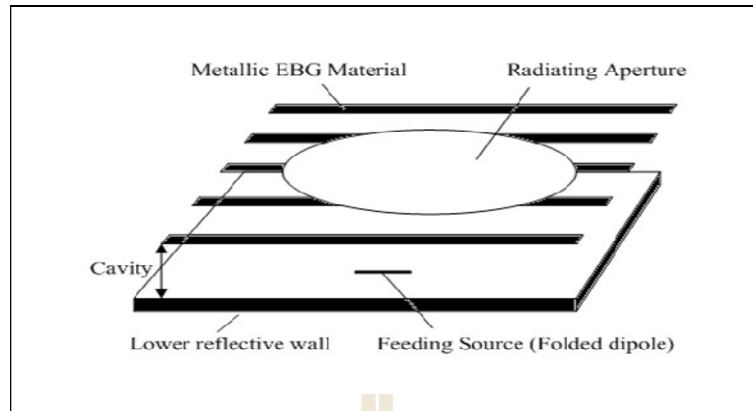
เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.22 (ก) และ (ข) พบว่า เมื่อคลื่นเดินทางออกจากสายอากาศไดโพลพับไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จะเป็นการกระตุ้นให้แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน โดยคลื่น #1 จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ ส่วนคลื่น #2 จะสะท้อนไปตกกระทบกับระนาบตัวนำและเกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาหลายครั้งจนเกิดการเรโซแนนซ์ ซึ่งเงื่อนไขการเรโซแนนซ์จะสอดคล้องตามสมการ (2.62) พลังงานที่ถูกกักเก็บไว้ในควาวิตีจะถูกเหนี่ยวนำออกจากร่องของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลดีคือ คลื่น #2 จะไปเสริมกับคลื่น #1 ทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานสูงขึ้น ส่งผลให้ได้สายอากาศมีสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงมาก เพราะมีค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality Factor : Q) ที่สูง ดังสมการ (2.63)

จากสมการที่ (2.56) จะได้

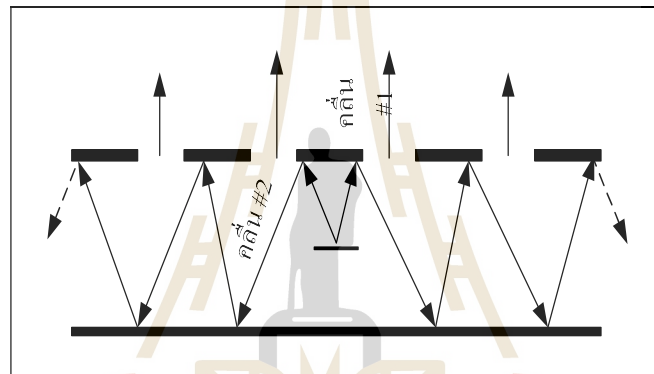
$$h_1 = \frac{c}{2f} \left(\frac{\angle EBG + \angle PEC}{2\pi} \right) \quad (2.62)$$

$$\text{โดยที่ } Q = \frac{2\pi h_1}{\lambda} \left(\frac{\sqrt{R_{EBG}(f_0)}}{1 - R_{EBG}(f_0)} \right) \quad (2.63)$$

เมื่อ R คือ ขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
 h_1 คือ ความสูงของควาวิตี เมื่อไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง



(ก) สายอากาศเรโซเนเตอร์



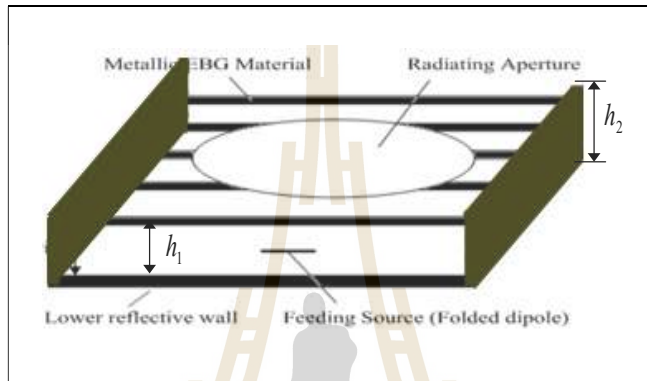
(ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเรโซเนเตอร์

รูปที่ 2.22 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง

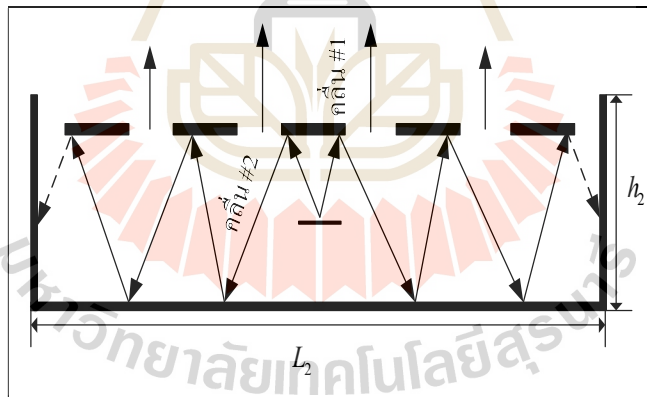
จากการนำทฤษฎีควาวิวัฒนาการมาประยุกต์มาใช้ร่วมกับสายอากาศพบว่า สายอากาศมีสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงขึ้น แต่สายอากาศยังมีข้อเสีย คือ เมื่อสายอากาศถูกวางบนแผ่นตัวนำ จะส่งผลให้เกิดคลื่นผิวที่บริเวณขอบจนไปถึงบริเวณด้านหลังของแผ่นตัวนำ เป็นสาเหตุของการเกิดพูลหลัง(back lobe) ดังนั้นเมื่อมีการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง (side walls) ดังรูปที่ 2.23 พบว่า เมื่อคลื่นเดินทางออกจากสายอากาศ ไดโพลพบไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จะเป็นการกระตุ้นให้แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน โดยคลื่น #1 จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ ส่วนคลื่น #2 จะสะท้อนไปตกกระทบกับบรรณานำตัวนำด้านล่างและด้านข้าง ซึ่งพฤติกรรมการสะท้อนจะแตกต่างจากกรณีที่ไม่มีผนังสะท้อนด้านข้าง ทำให้เงื่อนไขการเกิดการเรโซแนนซ์ต่างกัน ซึ่งเงื่อนไขการเรโซแนนซ์จะสอดคล้องตามสมการ (3.49) พลังงานที่ถูกกักเก็บไว้ภายใน ควาวิจะถูกเหนี่ยวนำออกจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลดีคือ คลื่น #2 จะไปเสริมกับคลื่น #1 ทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานสูงขึ้น อีกทั้งยังสามารถลดคลื่นผิวได้อีกด้วย

ดังนั้น
$$h_2 = \frac{1}{2} \frac{c \left(\frac{1}{2} + \frac{\angle EBG}{2\pi} \right)}{\sqrt{f^2 - \frac{c^2}{4(L_2)^2} \left(\frac{\angle walls}{\pi} \right)^2}} \quad (2.64)$$

เมื่อ h_2 คือ ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง
 L_2 คือ ความยาวของผนังสะท้อนด้านล่าง



(ก) สายอากาศเรโซเนเตอร์



(ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเรโซเนเตอร์
 รูปที่ 2.23 พฤติกรรมของคลื่น เมื่อมีผนังสะท้อนด้านข้าง

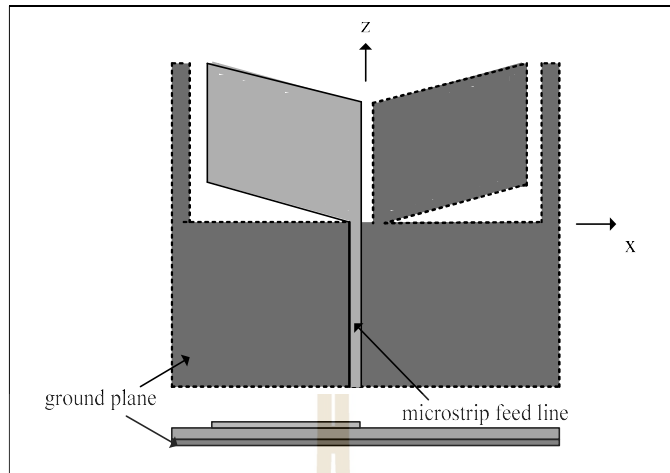
2.10 การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (information) ที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับ และส่งสัญญาณที่ถูกเลือกมาใช้เพื่อให้เกิดความเหมาะสม และตอบสนองต่อความต้องการของระบบอย่างลงตัวที่สุดซึ่งได้มีการพัฒนา และปรับปรุงมาโดยตลอด เพื่อให้สายอากาศเกิดประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อมากที่สุด สายอากาศทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศ และในทางกลับกันยังทำหน้าที่ในการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไปการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ

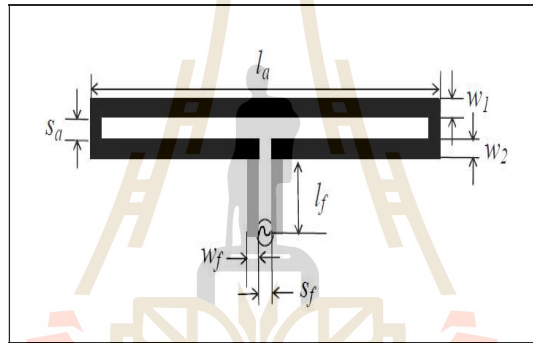
จะต้องคำนึงถึงการใช้งานเป็นสำคัญ เนื่องจากการใช้งานที่ต่างกันย่อมมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันตามไปด้วย สำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานคือ สายอากาศไมโครสตริป (microstrip antenna) ซึ่งเป็นสายอากาศแบบสัญญาณต่ำ (low-profile antenna) โดยแบ่งโครงสร้างออกเป็นสามส่วน คือ ส่วนบนที่เป็นส่วนของการกระจายคลื่น โดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก วงกลมหรืออื่น ๆ แล้วแต่การออกแบบเพื่อนำไปใช้งาน โดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำ ส่วนสุดท้ายเป็นระนาบกราวด์ แต่สายอากาศดังกล่าวจะมีแบนด์วิดท์แคบ [18-20] สายอากาศอีกประเภทหนึ่งที่นิยมใช้งานคือ สายอากาศไดโพล (dipole antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน สามารถนำมาปรับเปลี่ยนรูปร่างตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ต่อมาจึงเกิดแนวความคิดในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งลัดวงจรบนระนาบตัวสะท้อน [3] ซึ่งมีการป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศ ข้อดีของสายอากาศ คือ ปีมวิดท์กว้าง แต่มีข้อเสียคือ อัตราขยายต่ำ สำหรับสายอากาศไดโพลพับ (folded dipole) [4] ถูกออกแบบบนแผ่นซับสเตรท ซึ่งประกอบด้วยส่วนบนเป็นตัวนำทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่น ด้านหลังจะเป็นระนาบกราวด์โครงสร้างสายอากาศด้านบนและด้านหลังที่เป็นส่วนของกราวด์จะถูกคั่นด้วยไดอิเล็กตริก และยังพบว่า เมื่อระนาบกราวด์มีขนาดเล็ก ๆ จะส่งผลให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์กว้าง และมีอัตราขยายสูง แต่มีโครงสร้างขนาดใหญ่ ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบระนาบกราวด์คั่นกลางระหว่างสายอากาศไดโพลพับ [5] ทำให้สายอากาศมีโครงสร้างขนาดเล็ก กรณีที่ต้องการใช้สายอากาศตัวเดียวในการแผ่กระจายพลังงานให้บริการได้ระยะไกล สายอากาศไดโพลพับจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาปรับเปลี่ยนรูปร่างเพื่อลดข้อเสียดังกล่าว และส่งผลต่ออัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูงขึ้น มีโครงสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน แข็งแรง และราคาถูก ผู้วิจัยจึงเกิดแนวความคิดในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ

2.10.1 สายอากาศไดโพลพับ

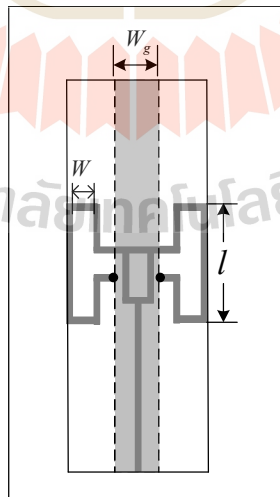
สายอากาศไดโพลพับได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งาน เนื่องจากมีโครงสร้างเรียบง่าย และไม่ซับซ้อน สายอากาศไดโพลพับเป็นส่วนหนึ่งของสายอากาศไดโพลมักออกแบบให้มีความยาวเท่ากับ $\lambda/2$ ในปัจจุบันสายอากาศไดโพลพับได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลายได้แก่ เทคนิคการปรับรูปร่างของสายอากาศไดโพลพับให้เป็นรูปร่างต่าง ๆ เช่น สายอากาศแบบสองแขน [6] ดังรูปที่ 2.24 เทคนิคต่อมาเป็นการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสายอากาศด้วยการป้อนสัญญาณแบบเส้น (feed line) [7] ดังรูปที่ 2.25 นอกจากนี้ [8] ได้กล่าวถึงการเพิ่มระนาบกราวด์ที่ด้านหลังของสายอากาศ ในการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ดังรูปที่ 2.26 เป็นต้น



รูปที่ 2.24 สายอากาศแบบสองแขน



รูปที่ 2.25 สายอากาศที่มีการป้อนสัญญาณแบบเส้น



รูปที่ 2.26 การเพิ่มระนาบกรวดที่ด้านหลังของสายอากาศ

จากงานปริทัศน์วรรณกรรมที่ได้กล่าวมาข้างต้น สายอากาศไดโพลพับยังคงเป็นที่สนใจ และถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายจากอดีตจนถึงปัจจุบัน

2.10.2 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศ

จากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ส่งผลให้ความต้องการในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศมีมากขึ้นตามไปด้วย ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า [9] จึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก และถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเป็นตัวสะท้อนเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ ดังปริทัศน์วรรณกรรมที่จะกล่าวถึงคือ การจัดวางช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพล [21] ช่วยเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะ ช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้น การจัดวางช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไมโครสตริป [4] สายอากาศไมโครสตริป จะทำหน้าที่เป็นตัวกระตุ้นให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน เมื่อคลื่นเดินทางไปตกกระทบกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการกลับเฟส ซึ่งเกิดจากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปทำให้ประสิทธิภาพลดลง จะสังเกตเห็นว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ายังคงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก เนื่องจากมีข้อดี คือ มีสภาพเจาะจงทิศทางสูง มีระดับพูข้าง (side lobe) ต่ำและมีโครงสร้างเรียบง่าย [22-26]

จึงวิเคราะห์ได้ว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ โดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้น

ตามเนื้อหาที่ได้กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศไดโพลพับยังคงเป็นที่นิยมนำมาดัดแปลงโครงสร้างเพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพที่สูงขึ้น อีกทั้งยังสามารถนำมาเพิ่มอัตราขยายด้วยการวางช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศ ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น

2.11 สรุป

ตามเนื้อหาที่ได้กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศไดโพลพับยังคงเป็นที่นิยมนำมาดัดแปลงโครงสร้างเพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพที่สูงขึ้น อีกทั้งยังสามารถนำมาเพิ่มอัตราขยายด้วยการวางช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศ ทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น สำหรับงานวิจัยนี้เสนอการประยุกต์ใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz โดยใช้สายอากาศไดโพลพับเป็นตัวป้อนสัญญาณให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยนำทั้งข้อดีของสายอากาศไดโพลพับและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีความสามารถสูงขึ้น สามารถนำสายอากาศไปประยุกต์สำหรับติดตั้งเป็นสถานีฐานไวแมกซ์ตามมาตรฐาน IEEE 802.16j ที่ช่วงแถบความถี่ 5.725-5.825 GHz

บทที่ 3

การออกแบบสายอากาศเซกเตอร์โดยใช้ไดโพลพับริ่วมกับผนังสะท้อนรูปตัวยูและช่องว่าง แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ 5.8 GHz

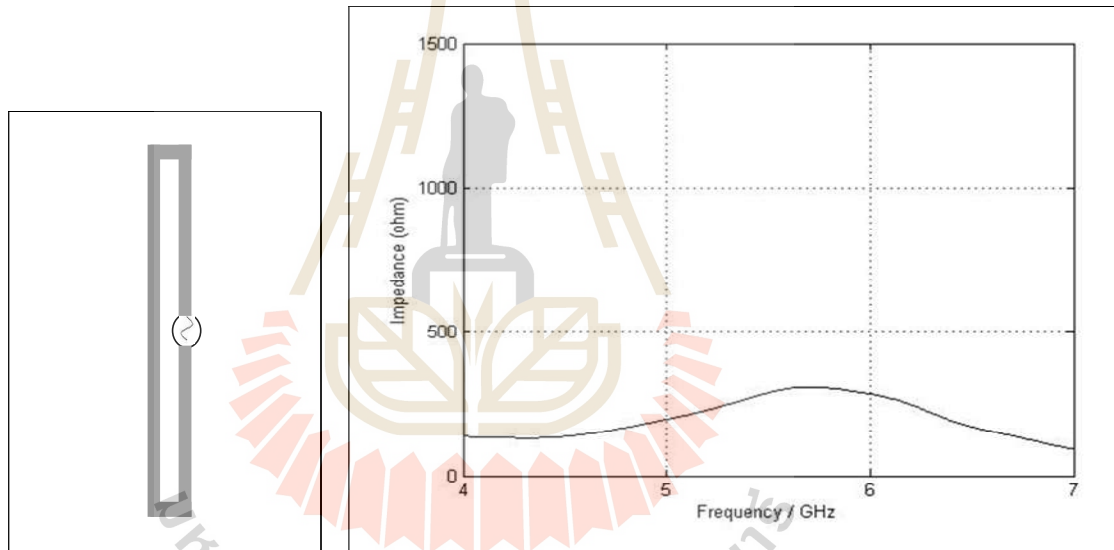
3.1 บทนำ

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์และการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับริ่วม และจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศสำหรับการประยุกต์ใช้งานย่านความถี่ 5.8 GHz ในขั้นตอนแรกได้ทำการออกแบบและจำลองผลสายอากาศไดโพลพับริ่วม เพื่อให้ได้สายอากาศไดโพลพับริ่วมทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz จากนั้นทำการออกแบบและจำลองผลช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเพียงหนึ่งอิลีเมนต์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมและนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาทำการจัดแถวลำดับในการหาขนาดที่เหมาะสม ขั้นตอนสุดท้ายทำการออกแบบและจำลองผลช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับริ่วม เพื่อให้ได้สายอากาศเรโซเนเตอร์ขนาดเล็กเมื่อเทียบกับสายอากาศเรโซเนเตอร์ดั้งเดิม Long Li, Bin Li, Hai-Xia Liu, and Chang-Hong Liang. (2006) และมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น

3.2 การศึกษาสายอากาศไดโพลพับริ่วม

สายอากาศไดโพลพับริ่วมเป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานกันมากตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันสายอากาศไดโพลพับริ่วมจะมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้ามากกว่าสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงถึงสี่เท่าที่ความยาว $l = \lambda/2$ และระยะห่างระหว่างเส้นลวดของสายอากาศไดโพลพับริ่วมต้องไม่เกิน 0.05λ ซึ่งสายอากาศแบบไดโพลเส้นตรงจะมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าประมาณ 73 โอห์ม ทำให้สายอากาศไดโพลพับริ่วมมีอิมพีแดนซ์ด้านเข้าประมาณ 300 โอห์ม ดังรูปที่ 3.1 (ก) แสดงโครงสร้างสายอากาศไดโพลพับริ่วมและ (ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลพับริ่วม และสายอากาศไดโพลพับริ่วมเป็นสายอากาศแบบสมดุล (balun) เนื่องจากสายนำสัญญาณที่ถูกลำมาใช้เป็นสายนำสัญญาณแบบโคแอกเซียล (coaxial transmission line) ซึ่งมีอิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50 โอห์ม และเป็นสายนำสัญญาณแบบไม่สมดุล (unbalun) การนำสายแบบสมดุลต่อเข้าโดยตรงกับสายแบบไม่สมดุล(การต่อสายอากาศไดโพลพับริ่วมเข้ากับสายโคแอกเซียลโดยตรง) จะมีผลทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานที่แพร่ออกมาหรือเกิดการแทรกจากสัญญาณภายนอกได้ ดังนั้นจึงต้องนำบาลันมาใช้เพื่อเชื่อมต่อสายแบบสมดุลกับสายแบบไม่สมดุล เพื่อลดการสูญเสียพลังงานหรือลดสัญญาณรบกวนจากภายนอก แต่เนื่องจากการนำบาลันมาใช้เพื่อเชื่อมต่อสายจะมีความยุ่งยากและซับซ้อน ดังนั้นจึงหลีกเลี่ยงการนำบาลันโดยใช้วิธีแบบไมโครสตริปแทนและเป็นวิธีที่ง่ายไม่ยุ่งยาก แสดงโครงสร้างของสายอากาศโดยใช้วิธีแบบไมโครสตริปดังรูปที่ 3.2 (ก) และ (ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งมีอิมพีแดนซ์เท่ากับ 26 โอห์ม และจะพบว่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลพับริ่วมมีค่าไม่เท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปยังโหลดได้มากที่สุดหรือลด

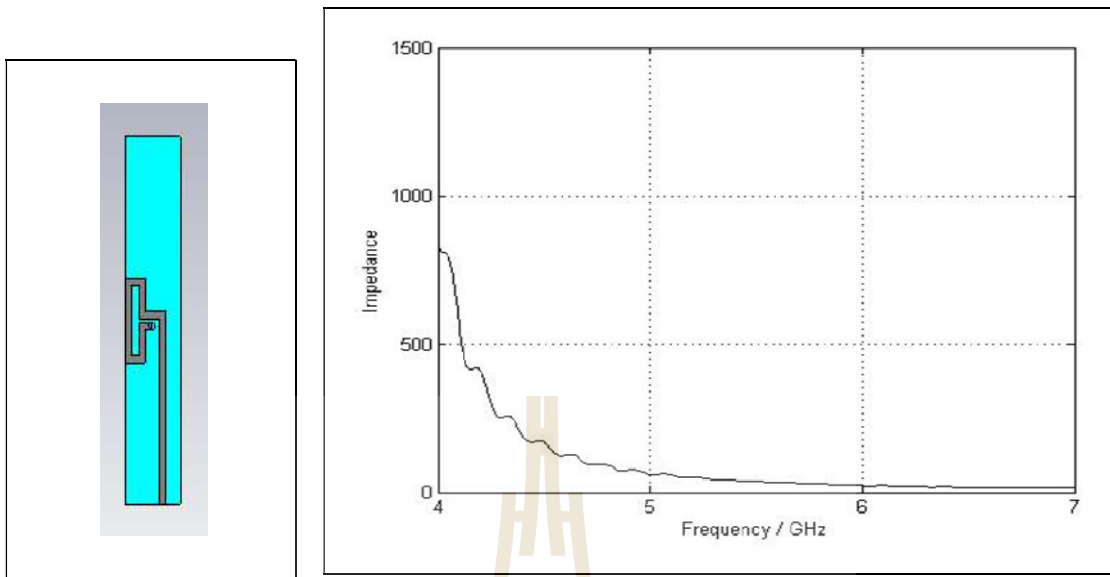
การเกิดการสะท้อนที่โหลด จากรูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศประกอบไปด้วยไดโพลพับสองอิลิเมนต์ที่นำมาจัดแถวลำดับ เพื่อเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศและจะถูกป้อนกำลังงานด้วยสายส่งไมโครสตริป โดยมีความกว้างเท่ากับ w_1 ซึ่งกำลังงานจะถูกส่งต่อไปยังสายอากาศ (โหลด) ทั้งสองอิลิเมนต์ด้วยกำลังงานที่เท่ากัน โดยใช้หลักการของตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-junction (T-junction power divider) และจะทำหน้าที่ในการแบ่งกำลังงานให้กับสายอากาศไดโพลพับทั้งสองอิลิเมนต์ด้วยกำลังงานที่เท่ากัน การแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศให้มีค่าเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายส่งแบบไมโครสตริป จะใช้วิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์แบบการแปลงคลื่นความยาว $\lambda/4$ (quarter-wave transformers) โดยมีความกว้างเท่ากับ w_2 ในการเลือกป้อนกำลังงานด้วยเส้นไมโครสตริป เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายต่อการออกแบบและสามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ได้จากการปรับความกว้างของไมโครสตริป (R. Hsiao, K. Wong, 2004)



(ก) โครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ

(ข) ค่าอิมพีแดนซ์

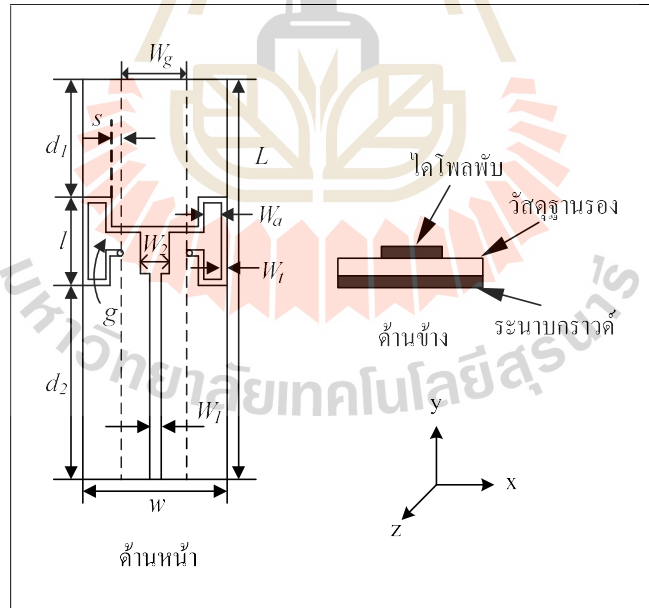
รูปที่ 3.1 สายอากาศไดโพลพับ



(ก) โครงสร้างสายอากาศ

(ข) ค่าอิมพีแดนซ์

รูปที่ 3.2 สายอากาศไดโพลพับ โดยใช้วิธีแบบไมโครสตริป



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศไดโพลพับ

จากบทที่ 2 ทฤษฎีสายอากาศไดโพลพับสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสายอากาศไดโพลพับ เมื่อกำหนดให้มีความถี่ปฏิบัติการคือ 5.8 GHz และป้อนกำลังงานด้วยสายส่งไมโครสตริป 50 โอห์ม สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นได้ดังนี้

คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ไดโพลพับ

ความยาวของสายอากาศไดโพลพับ (l)

$$l = \lambda_g / 2 \quad (3.1)$$

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 $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$ (3.2)

เมื่อแทนสมการที่ (3.2) ในสมการที่ (3.1)

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

ดังนั้น $l = 12 \text{ mm}$

ความกว้างระหว่างสายอากาศไดโพลพับ (W_a)

$$W_a \leq 0.05 \lambda_g \quad (3.3)$$

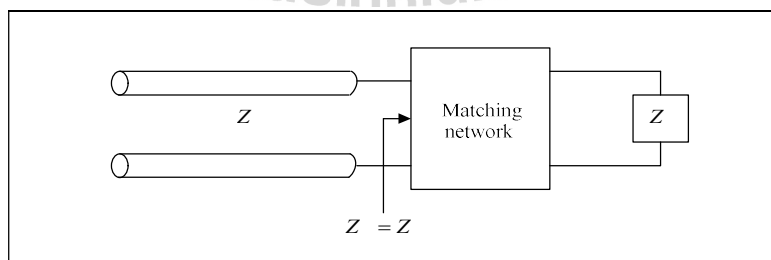
เมื่อแทนสมการที่ (3.2) ในสมการที่ (3.3)

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

ดังนั้น $W_a \leq 1.2 \text{ mm}$

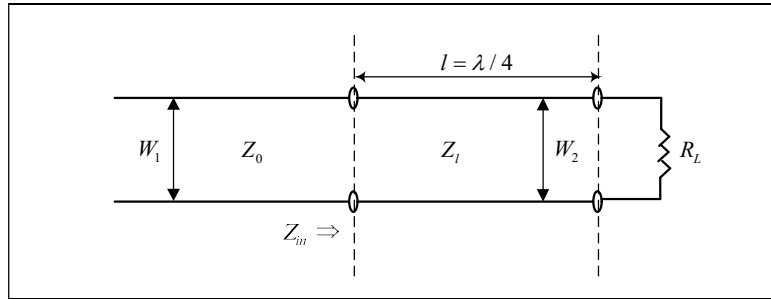
3.3 คำนวณหาค่าพารามิเตอร์ของการแมตช์อิมพีแดนซ์

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



(ก) การแมตช์วงจรร

รูปที่ 3.4 การแมตช์อิมพีแดนซ์



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

รูปที่ 3.4 การแมตช์อิมพีแดนซ์ (ต่อ)

ความยาวของตัวแปลงคลื่นความยาว (l)

$$l = \lambda_g / 4 \quad (3.4)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.2) ในสมการที่ (3.4)

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

$$\text{ดังนั้น } l = 6 \text{ mm}$$

อิมพีแดนซ์ของตัวแปลงคลื่นความยาว (Z_1)

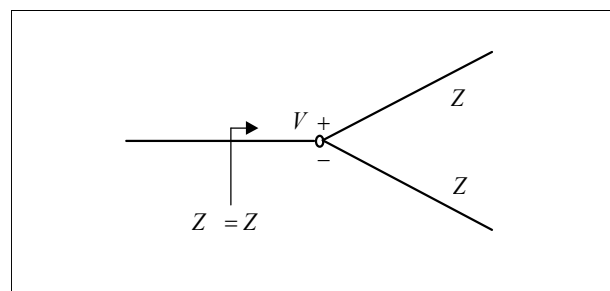
$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (3.5)$$

เมื่อ Z_1 คือ อิมพีแดนซ์ของตัวแปลงคลื่นความยาว

เมื่อ Z_0 คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่ง

เมื่อ Z_L คือ อิมพีแดนซ์ของโหลด (สายอากาศ)

ในส่วนอิมพีแดนซ์ของโหลด Z_L นั้น เราสามารถคำนวณหาได้จากบทที่ 2 ทฤษฎีของตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-junction ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ตัวแบ่งกำลังงานแบบ T-Junction

เมื่อ Z_1 และ Z_2 คือ อิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลพับมีค่าเท่ากับ 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 (3.5)

จะได้ $Z_l = \sqrt{(50)(13)}$

ดังนั้น $Z_l = 25 \Omega$

ความกว้างของสายส่ง (W)

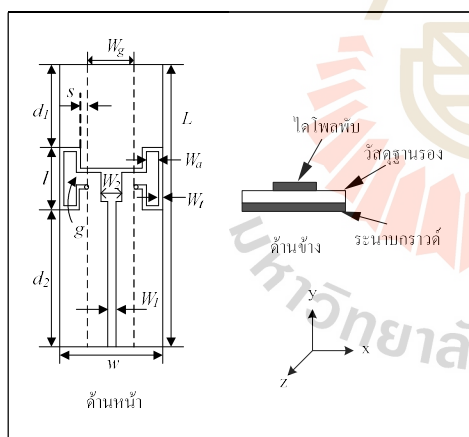
$$\text{จาก } H' = \frac{Z_L \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (3.6)$$

$$\text{จาก } \frac{W}{h} = \left(\frac{(\exp H')}{8} \frac{1}{4(\exp H')} \right)^{-1} \quad (3.7)$$

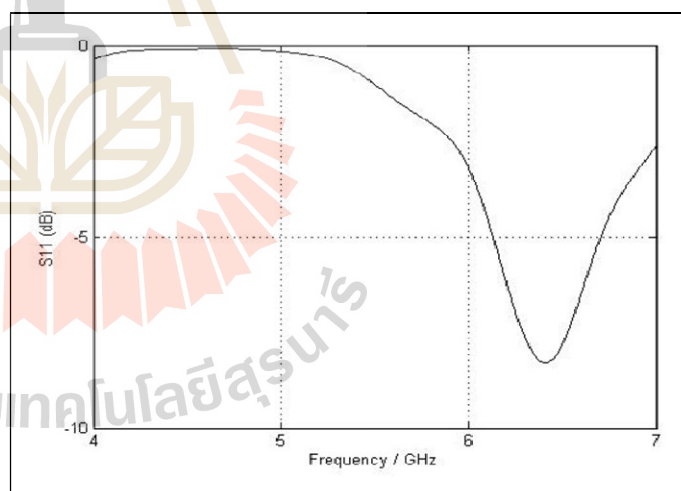
เมื่ออิมพีแดนซ์ของตัวแปลงคลื่นความยาว $Z_l = 25$ โอห์ม จะได้ความกว้างของตัวแปลงคลื่นความยาว $W_2 = 8$ มิลลิเมตร และเมื่อ $Z_0 = 50$ โอห์ม จะได้ความกว้างของเส้นไมโครสตริป $W_1 = 3$ มิลลิเมตร และจากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศไดโพลพับแสดงค่าได้ดังตารางที่ 4.1 ซึ่งใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบสายอากาศไดโพลพับและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เป็นแบบจำลองสายอากาศไดโพลพับ แสดงโครงสร้างดังรูปที่ 3.6 (ก) และรูปที่ 3.6 (ข) แสดงค่า S_{11} ซึ่งจะเห็นว่าค่า S_{11} ไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ (การพิจารณาค่า S_{11} จะนิยมออกแบบให้ ณ ความถี่ใช้งานมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB หมายความว่าพลังงานที่ส่งผ่านไปยังสายอากาศมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ 10%) ดังนั้นจึงได้ทำการปรับหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สายอากาศไดโพลพับทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับค่าที่เหมาะสม ได้แก่ ความยาวของสายอากาศ (l) ความกว้างระหว่างสายอากาศ (W_u) ช่องว่างระหว่างสายอากาศ (g) ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง (d_1) ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง (d_2)

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของสายอากาศไดโพลพับ

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



(ก) โครงสร้างแบบจำลองสายอากาศไดโพลพับ

(ข) ค่า S_{11}

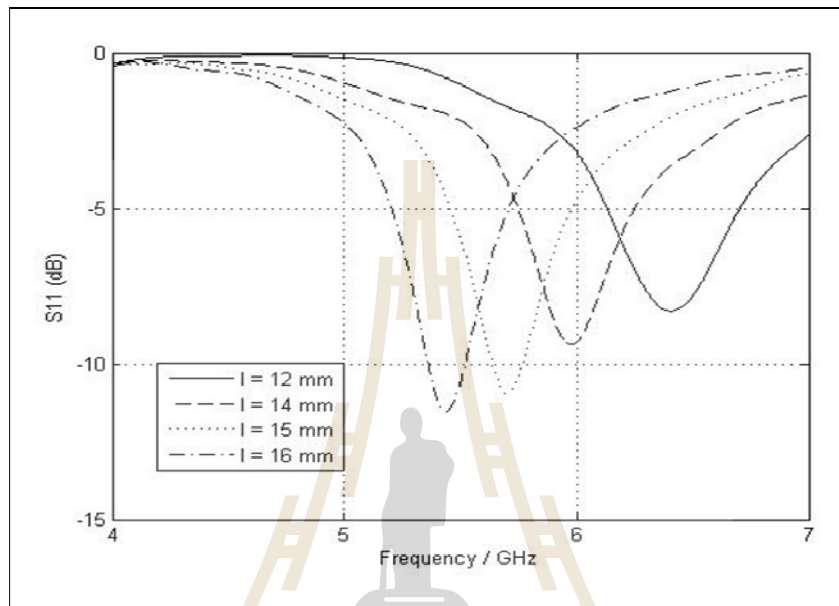
รูปที่ 3.6 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

3.4 การศึกษาผลกระทบของสายอากาศ

3.4.1 ความยาวของสายอากาศ (l)

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของสายอากาศหรือ l คือ ให้ l เท่ากับ 12 มิลลิเมตร 14 มิลลิเมตร 15 มิลลิเมตร และ 16 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า l เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ต่ำและมี

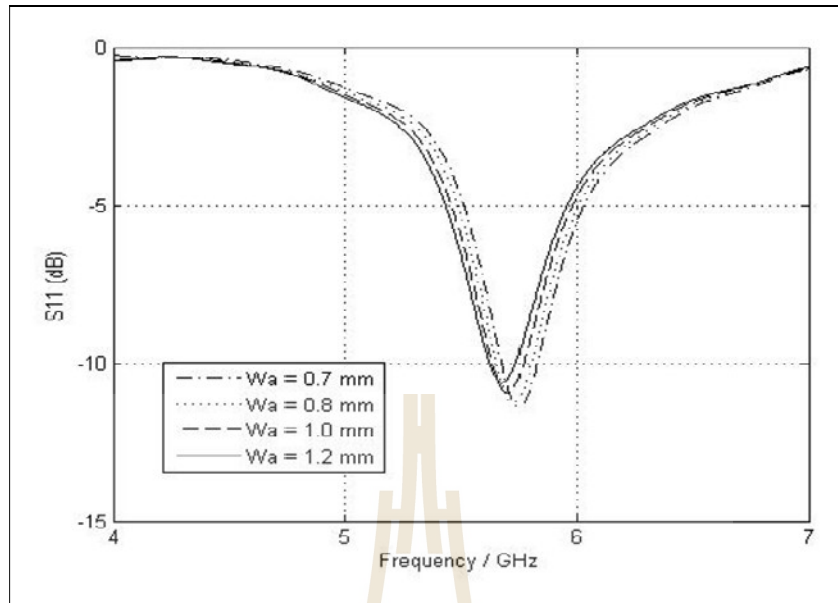
การแมตซ์ดีขึ้น จากรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่า เมื่อ l เท่ากับ 16 มิลลิเมตร จะมีค่า S_{11} ดีที่สุด แต่เนื่องจากค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB ไม่ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz แต่เมื่อ l เท่ากับ 15 มิลลิเมตร พบว่ามีค่า S_{11} ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลางและมีการแมตซ์ที่ดี ดังนั้นเลือกค่า l เท่ากับ 15 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.7 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า l

3.4.2 ระยะห่างระหว่างสายอากาศ (w_d)

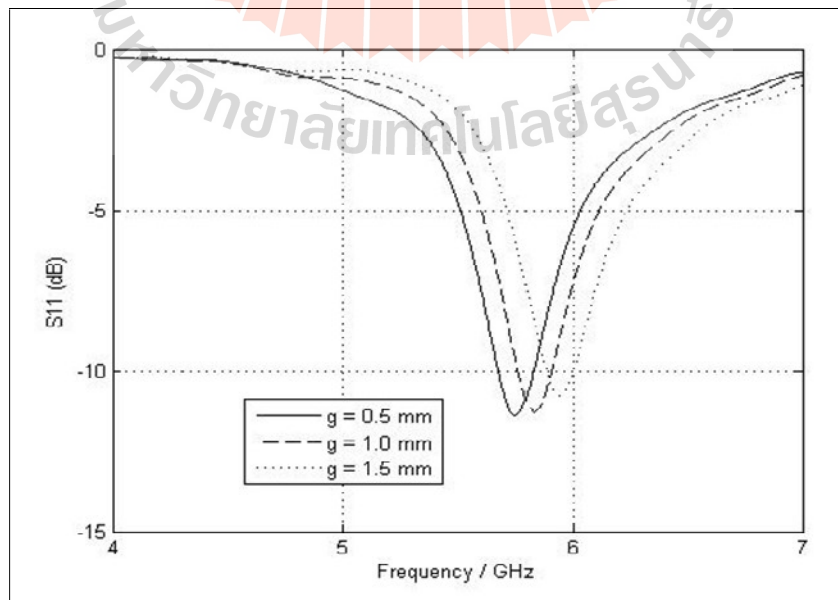
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศหรือ w_d คือ ให้ w_d เท่ากับ 1.2 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร 0.8 มิลลิเมตร และ 0.7 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า w_d ลดลง ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่สูงขึ้นและมีการแมตซ์ดีขึ้น เนื่องจากการลดคาร์แอกแทนซ์ของสายอากาศ ทำให้กำลังงานถูกส่งผ่านให้กับสายอากาศเพิ่มขึ้น แต่เมื่อ w_d น้อยกว่า 0.7 มิลลิเมตร จะส่งผลให้สายอากาศไม่แมตซ์หรือเกิดการสูญเสียกำลังงานภายในสายส่งทำให้อุปกรณ์เสียหายได้ จากรูปที่ 3.8 เมื่อ w_d เท่ากับ 0.7 มิลลิเมตร จะพบว่า มีการแมตซ์ดีที่สุดและมีค่า S_{11} ครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการ ดังนั้นเลือกค่า w_d เท่ากับ 0.7 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.8 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า w_a

3.4.3 ช่องว่างสายอากาศ (g)

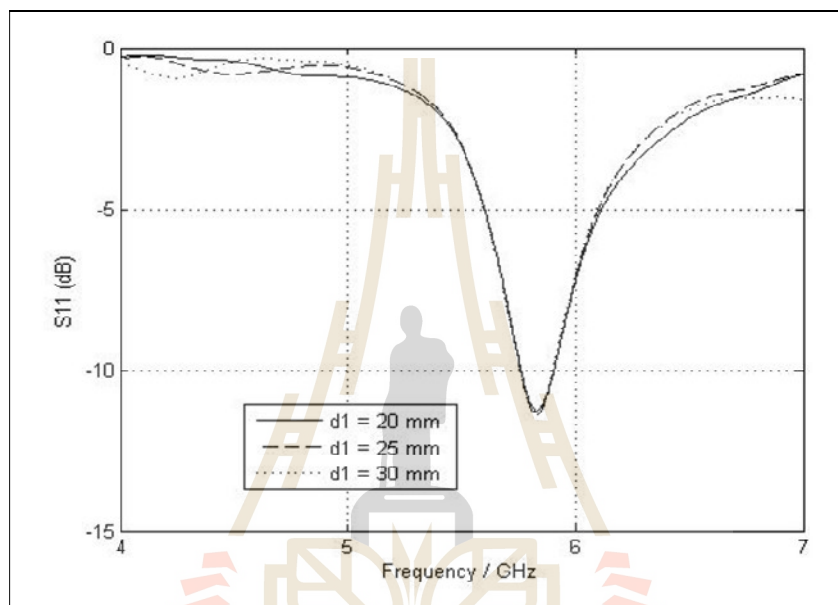
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าช่องว่างสายอากาศหรือ g คือ ให้ g เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร และ 1.5 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า g เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการในช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่สูงขึ้นและมีการแมตซ์ไม่ดี จากรูปที่ 3.9 เมื่อ g เท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการ ดังนั้นเลือกค่า g เท่ากับ 1 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.9 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า g

3.4.4 ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง (d_1)

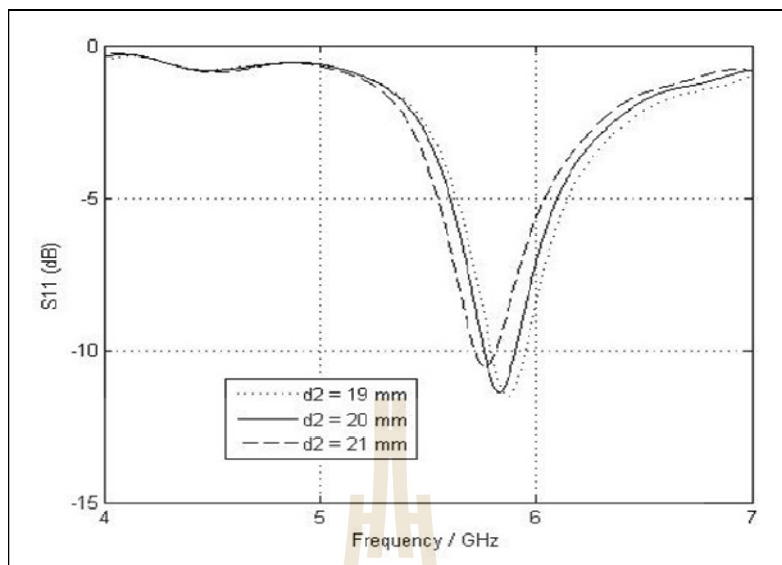
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบบนของวัสดุฐานรอง หรือ d_1 คือ ให้ d_1 เท่ากับ 20 มิลลิเมตร 25 มิลลิเมตร และ 30 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า d_1 เพิ่มขึ้น ทำให้ค่า S_{11} ดีขึ้นเนื่องจากการเพิ่มพื้นที่ในการแผ่กระจายพลังงาน แต่ถ้า d_1 เพิ่มมากขึ้นจะพบว่าความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางจะมีการแมตซ์ที่ไม่ดี แสดงดังรูปที่ 3.10 ดังนั้นเลือกค่า d_1 เท่ากับ 25 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.10 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า d_1

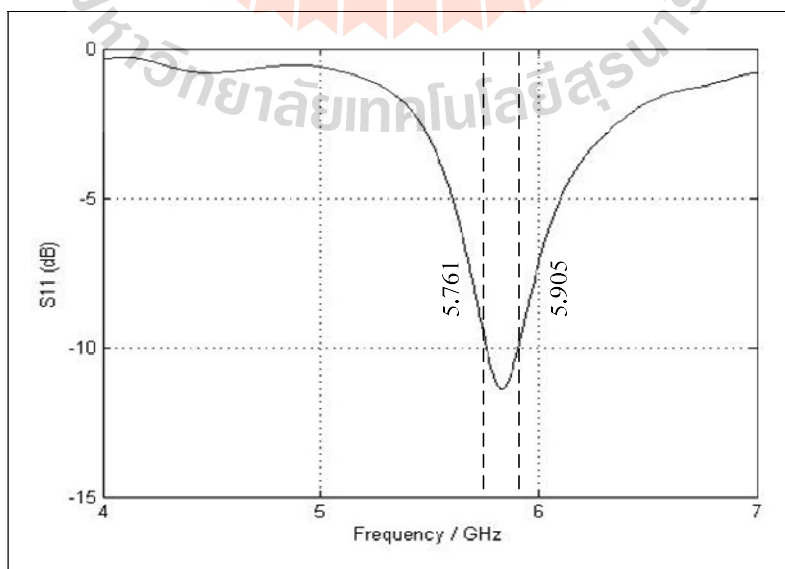
3.4.5 ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง (d_2)

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศกับขอบล่างของวัสดุฐานรอง หรือ d_2 คือ ให้ d_2 เท่ากับ 19 มิลลิเมตร 20 มิลลิเมตร และ 21 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า d_2 เพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ต่ำและมีการแมตซ์ที่ไม่ดี จากรูปที่ 3.11 เมื่อ d_2 น้อยกว่า 20 มิลลิเมตร พบว่า จะให้ค่า S_{11} ดีที่สุด แต่เนื่องจากความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่สูงขึ้น ดังนั้นเลือกค่า d_2 เท่ากับ 20 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.11 ค่า S_{11} ของสายอากาศ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า d_2

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองสายอากาศไดโพลพับ แสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพับดังตารางที่ 3.2 (ปรับครั้งที่ 1) และรูปที่ 3.12 แสดงค่า S_{11} จากผลการจำลองสายอากาศไดโพลพับ จะเห็นว่าค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB จะครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.761 GHz ถึง 5.90 GHz ซึ่งไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ในการนำไปใช้งานในระบบไวแมกซ์ ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.725 GHz ถึง 5.875 GHz ดังนั้นจึงได้ทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สายอากาศไดโพลพับทำงานในย่านความถี่ 5.8 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการปรับค่าที่เหมาะสมแสดงดังตารางที่ 3.2 (ปรับครั้งที่ 2)

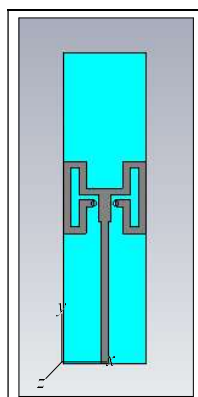


รูปที่ 3.12 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพับ

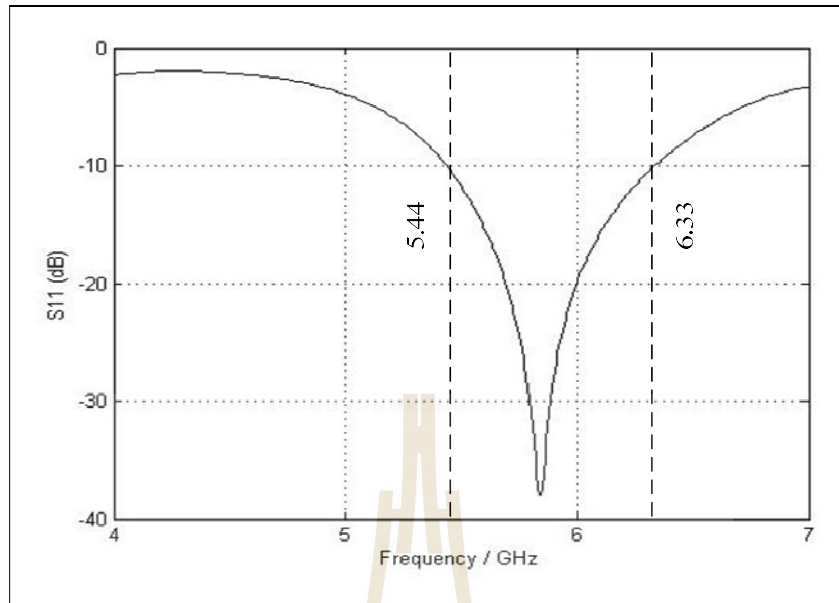
พารามิเตอร์	ปรับขนาดครั้งที่ 1 (mm)	ปรับขนาดครั้งที่ 2 (mm)
L : ความยาวของวัสดุฐานรอง	60	68
W : ความกว้างของวัสดุฐานรอง	19.4	18
l : ความยาวของสายอากาศ	15	15.8
W_f : ความกว้างตัวนำของสายอากาศไดโพลพับ	1	1.5
W_a : ความกว้างระหว่างสายอากาศ	0.7	2
g : ช่องว่างระหว่างสายอากาศ	1	1
W_g : ความกว้างของระนาบกราวด์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

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองสายอากาศไดโพลพับต้นแบบแสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลพับต้นแบบดังตารางที่ 3.2 (ปรับครั้งที่ 2) และรูปที่ 3.13 (ข) แสดงค่า S_{11} จากผลการจำลองสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ จะเห็นว่าค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.44 GHz ถึง 6.33 GHz ที่ความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลาง 5.8 GHz และรูปที่ 3.13 (ค) อัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าต่ำกว่า 2 ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.44 GHz ถึง 6.33 GHz เช่นกัน โดยผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ แสดงดังรูปที่ 3.13 (ง) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 3.14 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งมีความกว้างครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 84 องศา

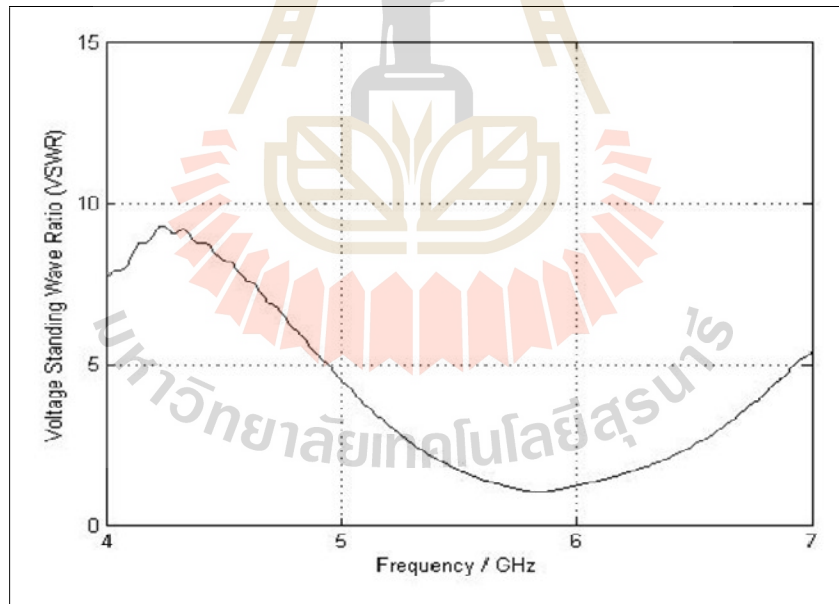


(ก) แบบจำลองสายอากาศ

รูปที่ 3.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลพับด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

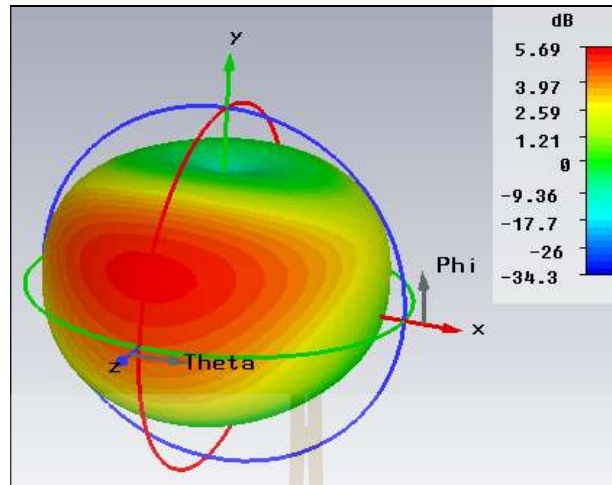


(ข) ค่า S_{11}



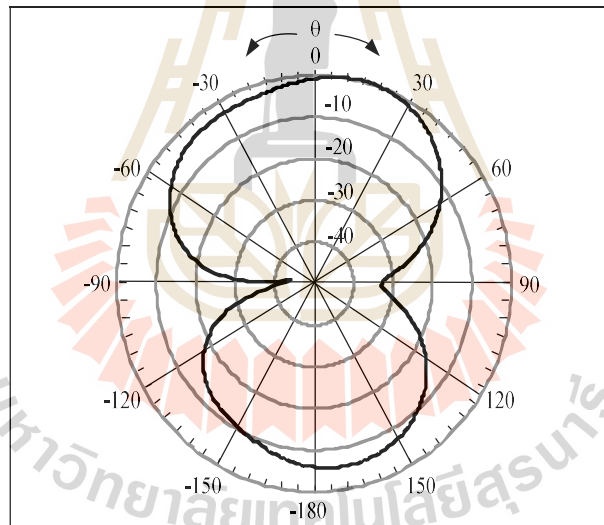
(ค) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 3.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)



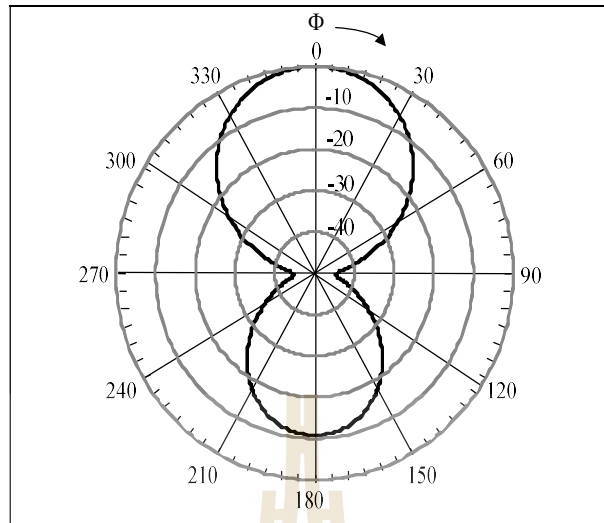
(ง) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ

รูปที่ 3.13 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)



(ก) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 3.14 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio



(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.14 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)

3.5 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

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

ความกว้างของแผ่นตัวนำ (a)

$$a = 0.12\lambda_g \quad (3.8)$$

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

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

$$\text{จะได้ } \lambda_g = 24.65 \text{ mm}$$

เมื่อแทน $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$ ในสมการที่ (3.8)

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

$$\text{ดังนั้น } a = 3 \text{ mm}$$

ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (g)

$$g = 0.02\lambda_g \quad (3.9)$$

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

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

$$\text{จะได้ } \lambda_g = 24.65 \text{ mm}$$

เมื่อแทน $\lambda_g = 24.65 \text{ mm}$ ในสมการที่ (3.9)

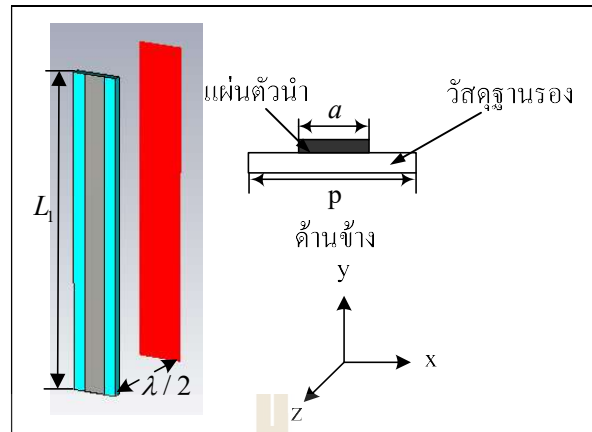
$$\text{จะได้ } g = 0.02 \times 24.65 \text{ mm}$$

$$\text{ดังนั้น } g = 0.5 \text{ mm}$$

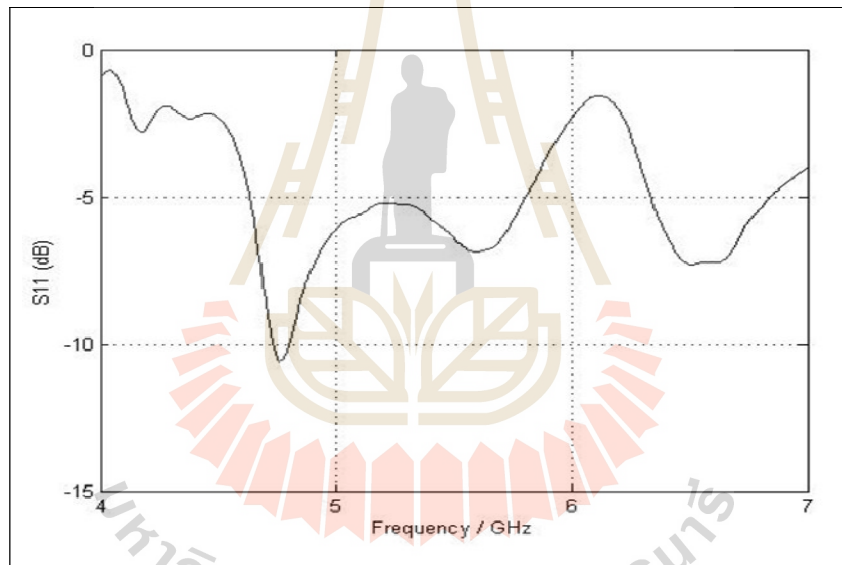
จากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแสดงค่าได้ดังตารางที่ 3.3 ซึ่งใช้เป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและเริ่มต้นด้วยการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ดังรูปที่ 3.16 (ก) เป็นแบบจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและรูปที่ 3.15 (ข) แสดงค่า S_{11} ซึ่งจะเห็นว่าค่า S_{11} ไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ดังนั้นจึงได้ทำการปรับหาค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ได้หนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับหาค่าที่เหมาะสมได้แก่ ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (L_1) ความกว้างของแผ่นตัวนำ (a) ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (g) ซึ่งจะพิจารณาการปรับหาค่าที่เหมาะสมจากค่า S_{11} ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

ตารางที่ 3.3 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

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



(ก) แบบจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

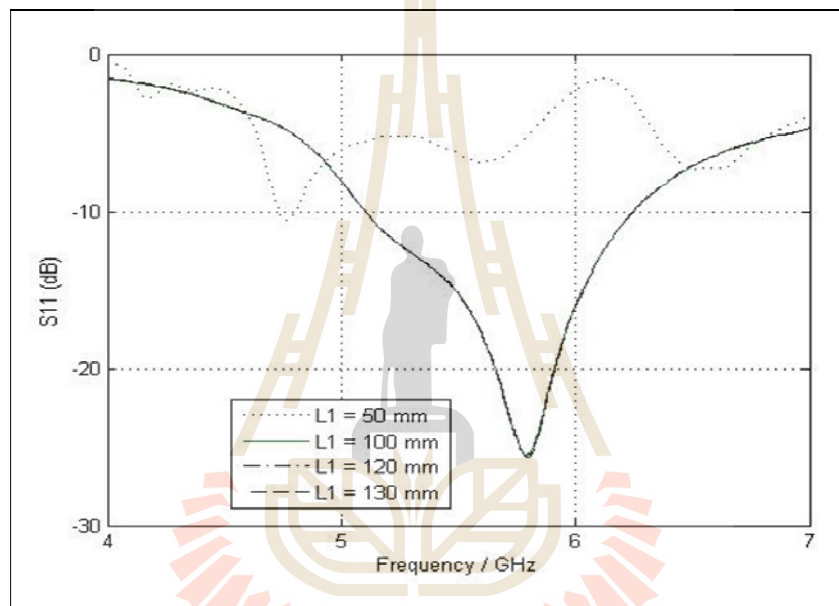


(ข) ค่า S_{11}

รูปที่ 3.15 ผลจากการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST

3.5.1 ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (L_1)

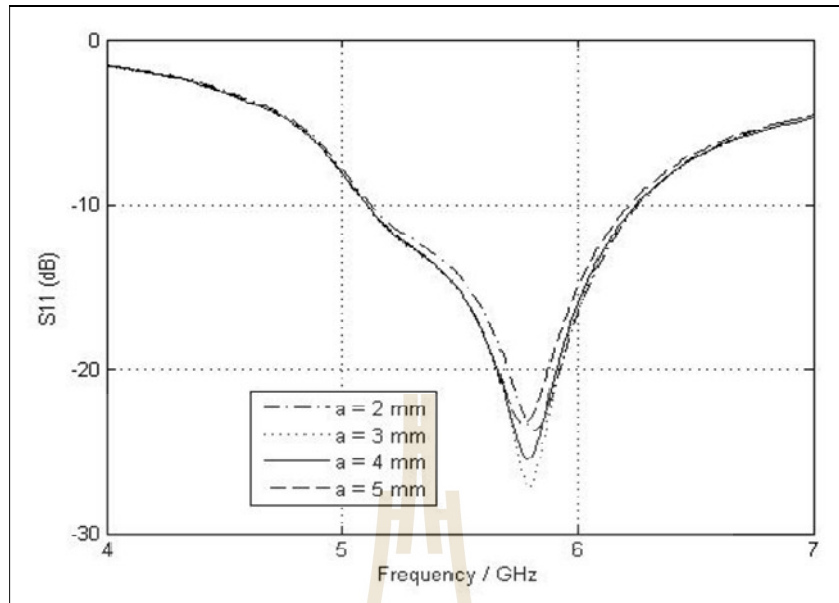
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหรือ L_1 คือ ให้ L_1 เท่ากับ 52 มิลลิเมตร 100 มิลลิเมตร 120 มิลลิเมตร และ 130 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่า L_1 เพิ่มขึ้น ทำให้ค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีขึ้นและความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลางจะเลื่อนไปยังความถี่ที่สูงขึ้น แต่เมื่อ L_1 เท่ากับ 130 มิลลิเมตร พบว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ไม่ดีดังรูปที่ 3.16 ดังนั้นเลือกค่า L_1 เท่ากับ 120 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.16 ค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า L_1

3.5.2 ความกว้างของแผ่นตัวนำ (a)

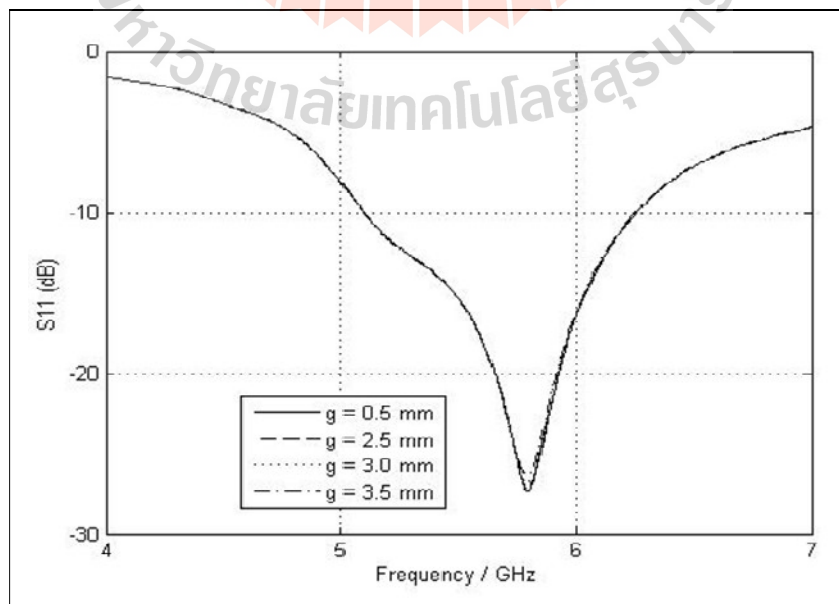
เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความกว้างของแผ่นตัวนำหรือ a คือ ให้ a เท่ากับ 2 มิลลิเมตร 3 มิลลิเมตร 4 มิลลิเมตร และ 5 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อค่าความกว้างของแผ่นตัวนำเพิ่มขึ้น ทำให้ค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีขึ้นและความถี่ปฏิบัติการช่วงความถี่กลางจะเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลง แต่เมื่อ a มากกว่า 3 มิลลิเมตร จะพบว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ไม่ดีแสดงดังรูปที่ 3.17 ดังนั้นเลือกค่า a เท่ากับ 3 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.17 ค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า a

3.5.3 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 ทำให้ความถี่ปฏิบัติการในช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ต่ำ แต่เมื่อ g มากกว่า 2.5 มิลลิเมตร จะพบว่าค่า S_{11} มีการแมตช์ไม่ดี แสดงดังรูปที่ 3.18 ดังนั้นเลือกค่า g เท่ากับ 2.5 มิลลิเมตร

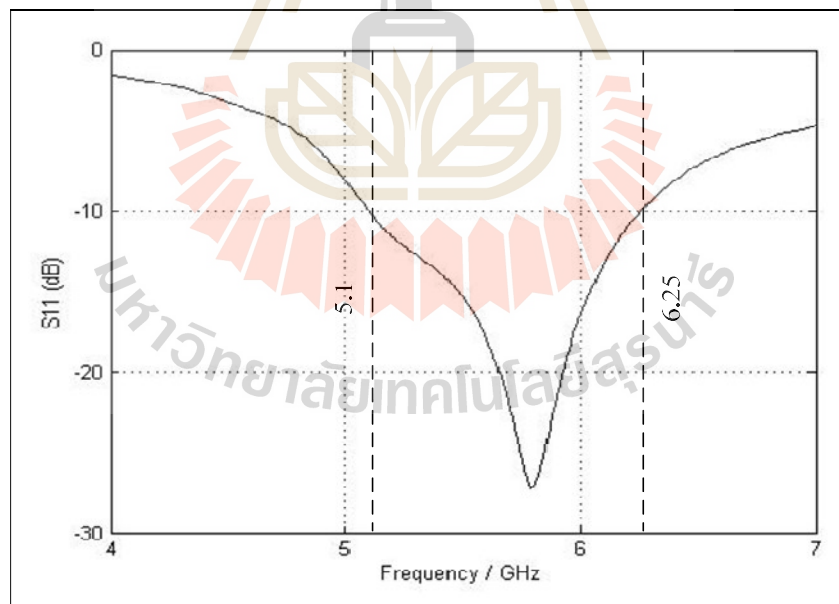


รูปที่ 3.18 ค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า g

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ซึ่งสามารถทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz ค่าพารามิเตอร์ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แสดงดังตารางที่ 3.4 และรูปที่ 3.19 แสดงผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จะเห็นว่าค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.11 GHz ถึง 6.24 GHz ดังนั้นจึงนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาเรียงแถวลำดับ เพื่อหาขนาดที่เหมาะสม

ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ของหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

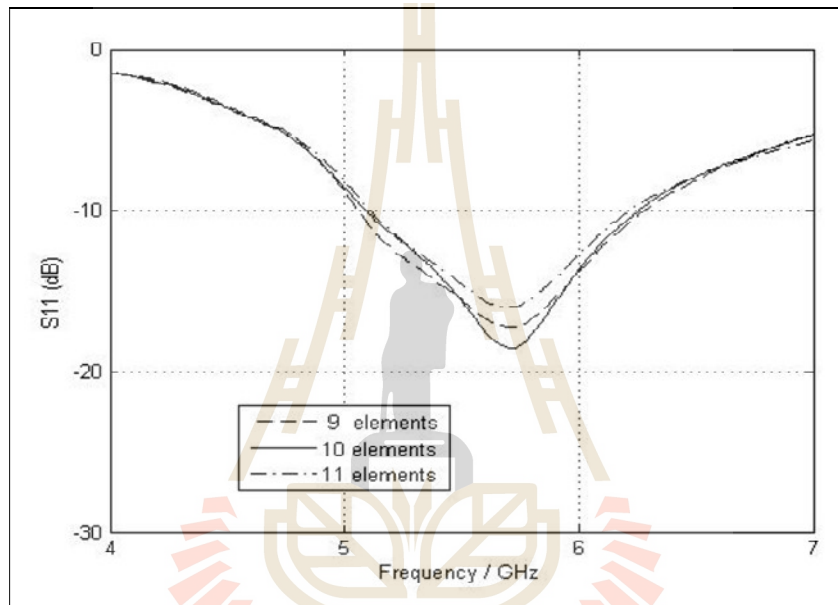
พารามิเตอร์	ขนาด
L_1 : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
a : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
g : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
h : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
ϵ_r : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4



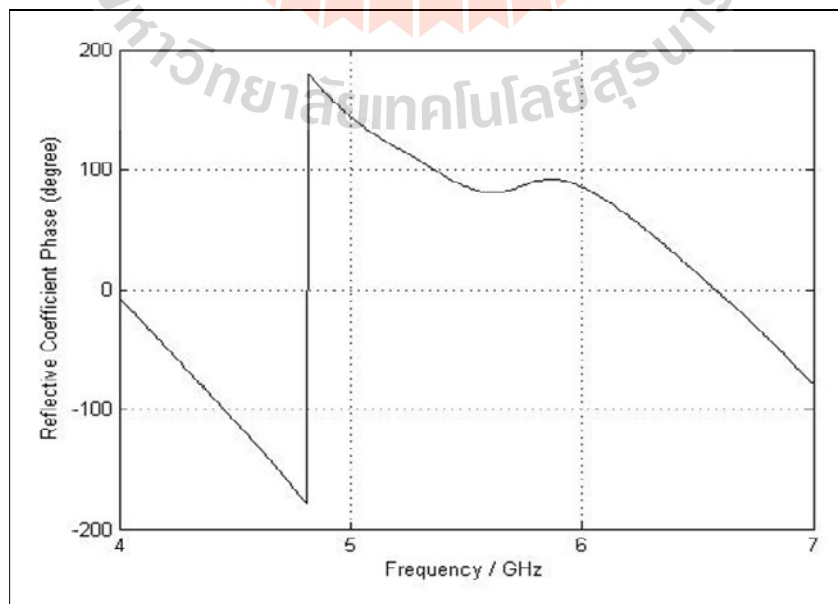
รูปที่ 3.19 ผลการจำลองหนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

3.5.4 ขนาดของแถวลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อเราได้หนึ่งหน่วยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นไปตามวัตถุประสงค์ของการออกแบบแล้ว เราได้นำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาทำการเรียงแถวลำดับกัน เพื่อหาขนาดที่เหมาะสมที่สุดที่ความถี่ 5.8 GHz จากรูปที่ 3.20 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 3.21



รูปที่ 3.20 ค่า S_{11} ของการเปรียบเทียบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



รูปที่ 3.21 ค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

3.6 การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

จากทฤษฎีบทที่ 2 การทำงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับจะอยู่ภายใต้เงื่อนไขการเกิดเรโซแนนซ์ ตามสมการที่ (2.61) เงื่อนไขดังกล่าวจะเกี่ยวข้องกับค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระนาบสะท้อนด้านล่าง ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ในการกำหนดความสูงระหว่างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและระนาบสะท้อนด้านล่างหรือเรียกว่า คาวิตี (cavity height : h_1) เมื่อเราได้ขนาดแถวลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่เหมาะสมและตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ นำค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและค่าเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระนาบสะท้อนด้านล่างที่ได้ แทนในสมการที่ (2.61) เพื่อคำนวณหาความสูงของคาวิตี h_1

$$\text{จากสมการที่ (2.61)} \quad h_1 = \frac{c}{2f} \left(\frac{\angle EBG + \angle PEC}{2\pi} \right)$$

เมื่อแทน $\angle EBG = 90.126^\circ$ และ $\angle PEC = 180^\circ$ ในสมการที่ (2.61)

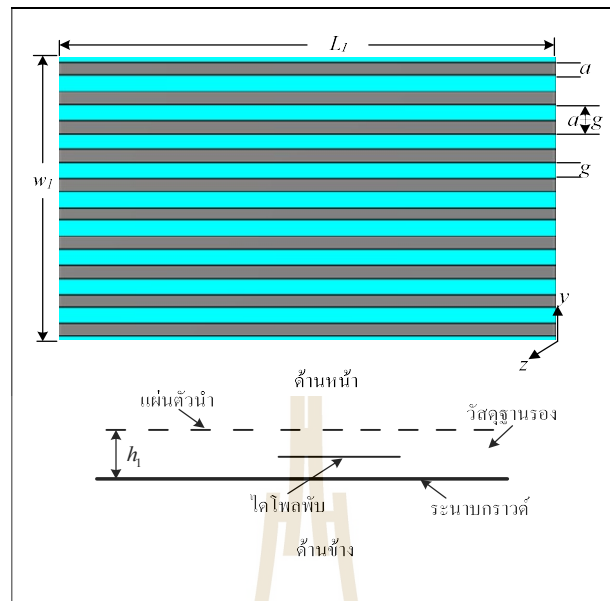
$$\text{จะได้} \quad h_1 = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2 \times 5.8 \times 10^9 \text{ Hz}} \left(\frac{90.126^\circ + 180^\circ}{360^\circ} \right)$$

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

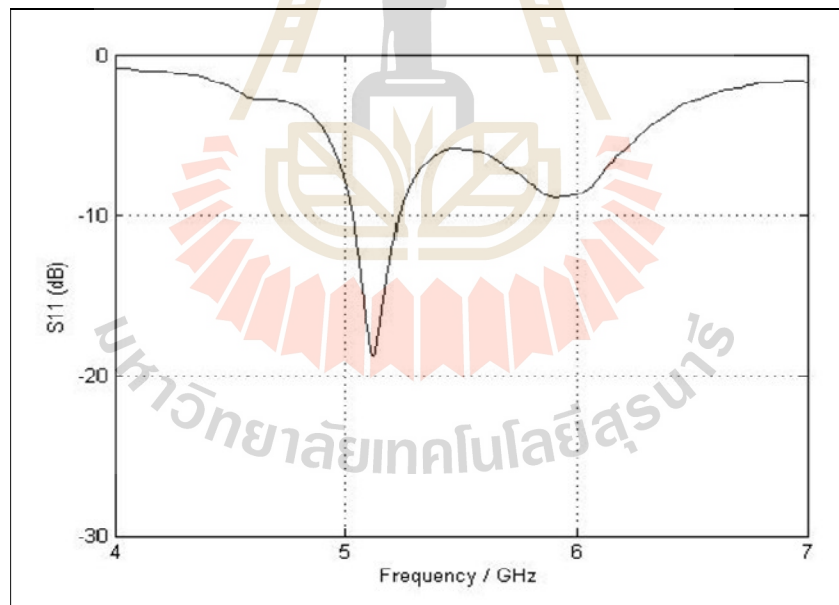
จากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ความสูงของคาวิตี h_1 สามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ได้ดังตารางที่ 3.5 ซึ่งเป็นค่าเริ่มต้นในการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับและเริ่มต้นด้วยการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เป็นแบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับดังรูปที่ 3.22 และค่า S_{11} ดังรูปที่ 3.23 ซึ่งจะเห็นว่าค่า S_{11} ไม่ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ ดังนั้นจึงได้ทำการปรับหาค่าที่เหมาะสม โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับหาค่าที่เหมาะสมได้แก่ ความสูงของคาวิตี (cavity height : h_1)

ตารางที่ 3.5 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 3.22 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลแพบ

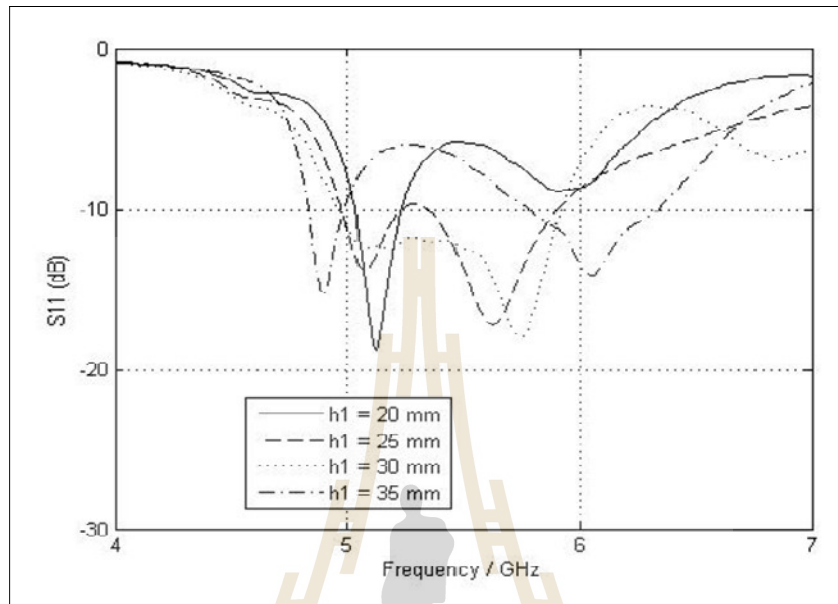


รูปที่ 3.23 ค่า S_{11} ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลแพบ

3.6.1 ความสูงของคาวิตี

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของคาวิตีหรือ h_1 คือให้ h_1 เท่ากับ 20 มิลลิเมตร 25 มิลลิเมตร 30 มิลลิเมตร และ 35 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า เมื่อความสูงของคาวิตีเพิ่มขึ้น ทำให้ความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่

ที่สูงขึ้น แต่เมื่อ h_1 มากกว่า 30 มิลลิเมตร จะพบว่าความถี่ปฏิบัติการที่ช่วงความถี่กลางเลื่อนไปยังความถี่ที่ต่ำลงดังรูปที่ 3.24 ดังนั้นเลือกค่า h_1 เท่ากับ 30 มิลลิเมตร



รูปที่ 3.24 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h_1

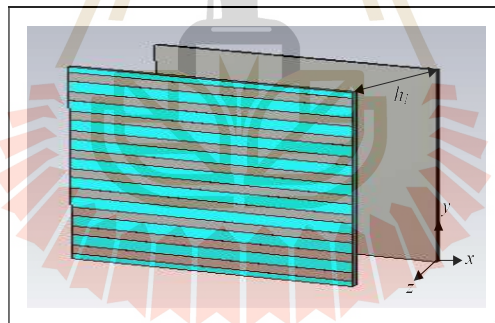
จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ร่วมกับไดโพลพัดต้นแบบ แสดงค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัดต้นแบบดังตารางที่ 3.6 โดยผลการจำลองที่ได้มีอัตราขยายดังตารางที่ 3.7 และรูปที่ 3.25 (ก) แสดงโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัดต้นแบบและรูปที่ 3.25 (ข) จะเห็นว่าค่า S_{11} มีการแมตซ์ที่ดีและครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 4.97 GHz ถึง 5.91 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 3.26 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและจะพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานมีพูหลัง (back lobe) เกิดขึ้นและมีระดับพลังงานอยู่ที่ -15 dB เนื่องจากคลื่นผิวที่เกิดขึ้นบริเวณระนาบแผ่นสะท้อนด้านล่างดังรูปที่ 3.27 ซึ่งพูหลังที่เกิดขึ้นเป็นแบบรูปการแผ่พลังงานของคลื่นในทิศทางที่เราไม่ต้องการและต้องลดระดับลงให้ได้ เพื่อลดการสูญเสียพลังงานในตัวสายอากาศทำให้สายอากาศสามารถแผ่กระจายพลังงานได้สูงสุด เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวงานวิจัยนี้จึงได้ทำการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างขึ้น ในการลดระดับของคลื่นผิวซึ่งจะทำให้ระดับพลังงานของพูหลังลดลง ส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 3.6 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ

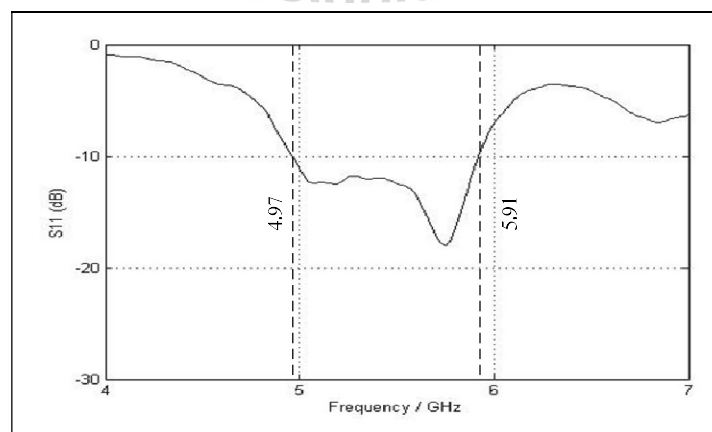
พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	ขนาด
L_1 : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
w_1 : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	90 mm
a : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
g : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
h_1 : ความสูงของควาวิตี้	30 mm
h : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
ϵ_r : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4

ตารางที่ 3.7 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลอง

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

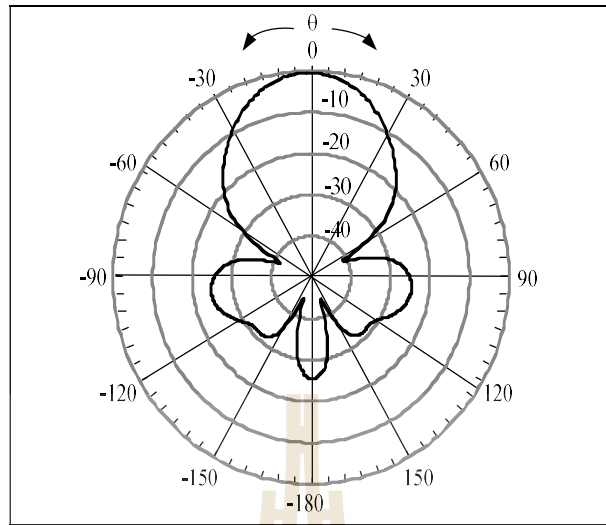


(ก) แบบจำลองสายอากาศต้นแบบ

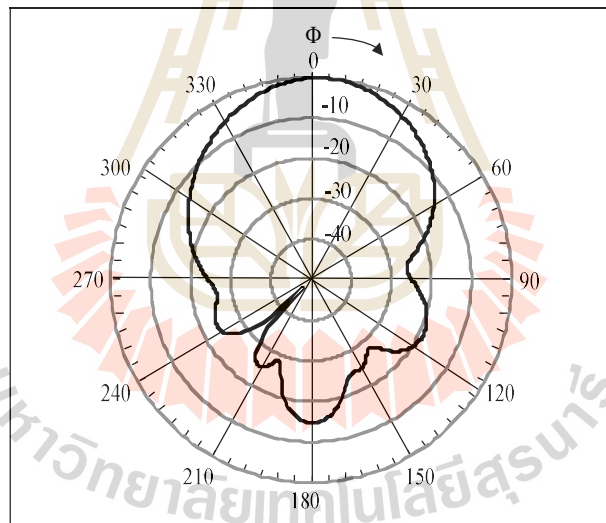


(ข) ค่า S_{11}

รูปที่ 3.25 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

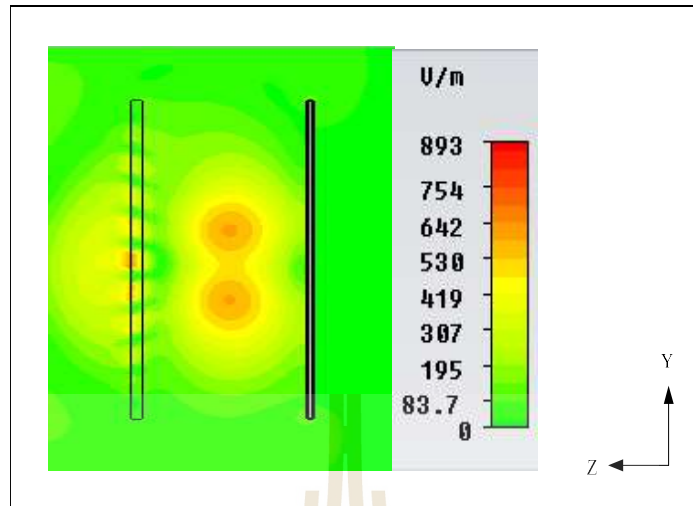


(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

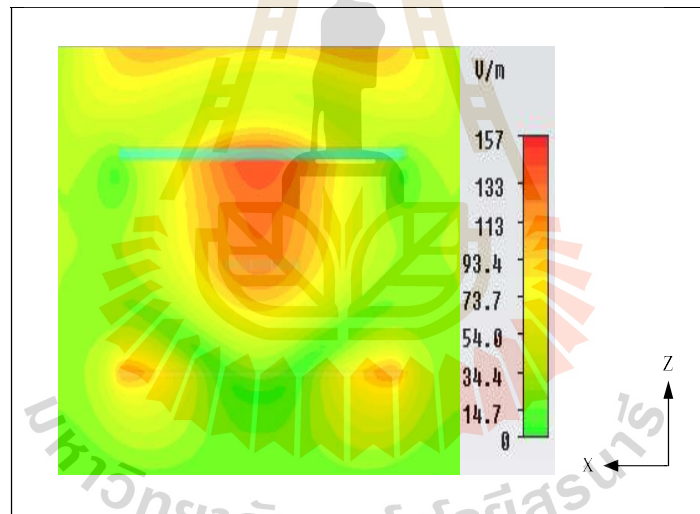


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.26 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST



(ก) สนามไฟฟ้าระยะใกล้

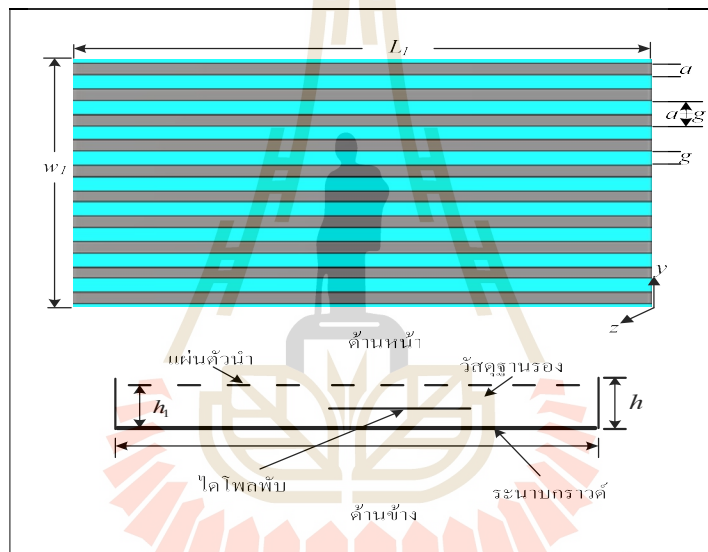


(ข) สนามแม่เหล็กระยะใกล้

รูปที่ 3.27 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

3.7 การศึกษาการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับในหัวข้อ 3.6 พบว่ามีระดับพลังงานของพูหลัง (back lobe) ที่สูง งานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษาและออกแบบการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวแสดงโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 3.28 จำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ในการศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศ โดยมีค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นต่างๆ แสดงดังตารางที่ 3.8 และพารามิเตอร์ที่ใช้ในการศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศได้แก่ ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง (reflective sidewalls height : h_2) ซึ่งจะพิจารณาการปรับค่าที่เหมาะสมจากค่า S_{11} ของสายอากาศ



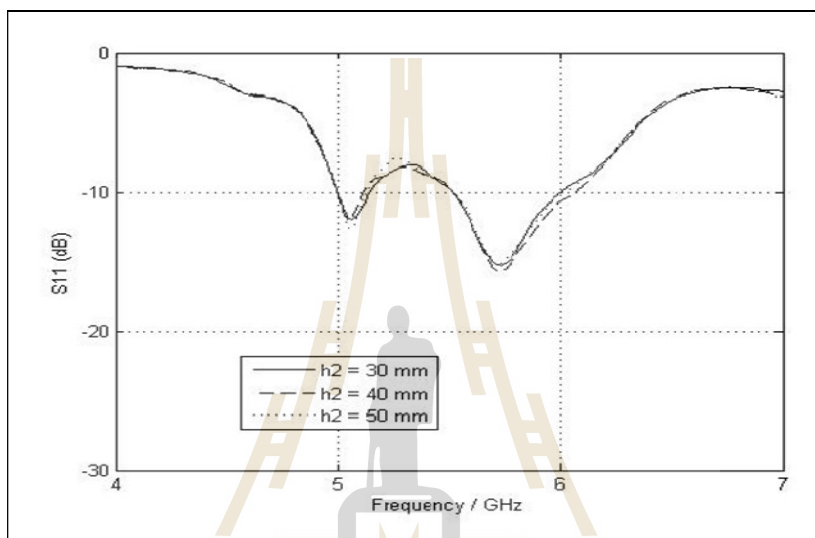
รูปที่ 3.28 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ เมื่อเพิ่มผนังสะท้อน

ตารางที่ 3.8 ค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง

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

3.7.1 ความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของผนังสะท้อนด้านข้าง หรือ h_2 คือให้ h_2 เท่ากับ 30 มิลลิเมตร 40 มิลลิเมตร และ 50 มิลลิเมตร โดยให้ค่าพารามิเตอร์อื่นๆ มีค่าคงที่ จากการจำลองผลพบว่า 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 3.9



รูปที่ 3.29 ค่า S_{11} เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า h_2

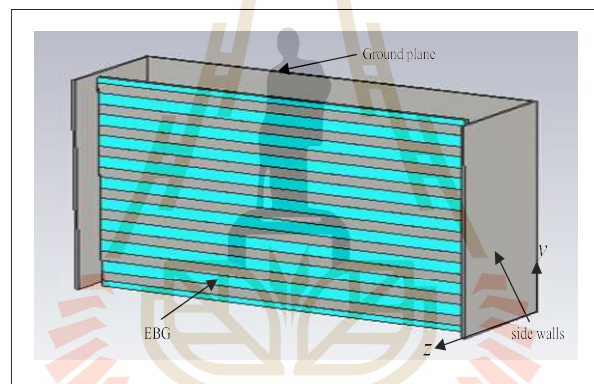
ตารางที่ 3.9 ค่าอัตราขยายจากผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง

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

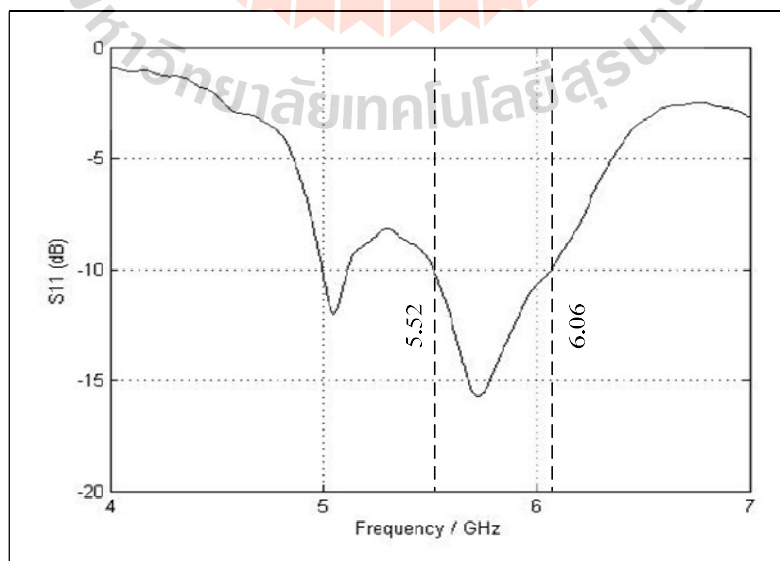
จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จะได้ผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างแสดงค่าพารามิเตอร์ของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างต้นแบบดังตารางที่ 3.10 และรูปที่ 3.30 (ข)แสดงผลการจำลองการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างต้นแบบ จะเห็นว่าค่า S_{11} มีค่าน้อยกว่า -10 dBครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.52 GHz ถึง 6.06 GHz สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 3.31 (ก)และ (ข) ตามลำดับ จะสังเกตเห็นว่าพูลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 3.31 (ก)และ (ข) ตามลำดับ จะสังเกตเห็นว่าพูลังงาน (back lobe) ลดลง เนื่องจากการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้างจะทำให้คลื่นผิวที่เกิดบนตัวสะท้อนไม่สามารถเลี้ยวเบนกลับไปยังด้านหลังของตัวสะท้อนได้และจะเคลื่อนที่กลับไปกลับมาจนเกิดการหักล้างกันดังรูปที่ 3.32 ซึ่งทำให้พลังงานที่เก็บกักภายในควาวิตีมีพลังงานเพิ่มขึ้นและทำให้มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นเท่ากับ 15.1 dB ตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ

ตารางที่ 3.10 ค่าพารามิเตอร์ของการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง

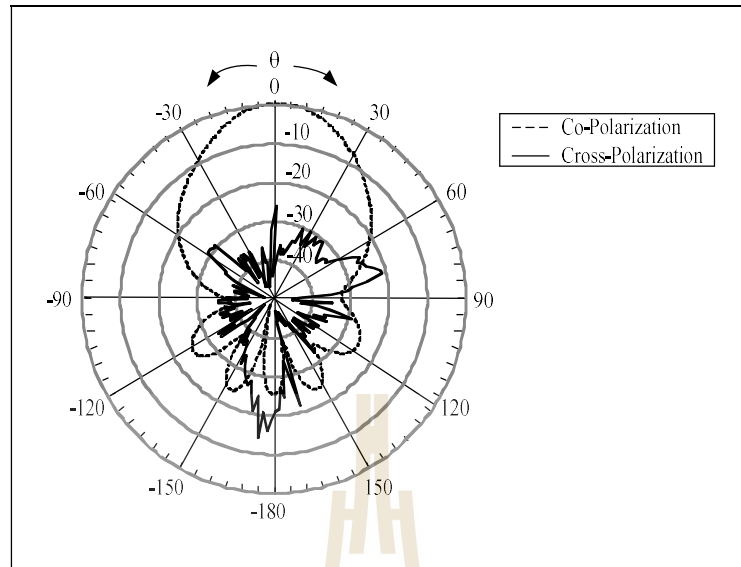
พารามิเตอร์	ขนาด
L_1 : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	120 mm
L_2 : ความยาวของผนังสะท้อนด้านล่าง	126 mm
w : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	90 mm
a : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	4 mm
g : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	2.5 mm
h_1 : ความสูงของคาวิตี	30 mm
h_2 : ความสูงของผนังด้านข้าง	40 mm
h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



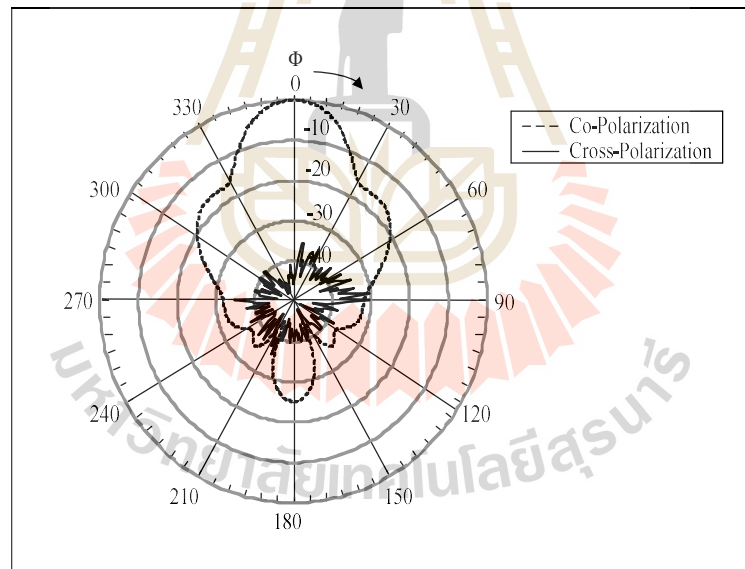
(ก) แบบจำลองสายอากาศต้นแบบ

(ข) ค่า S_{11}

รูปที่ 3.30 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

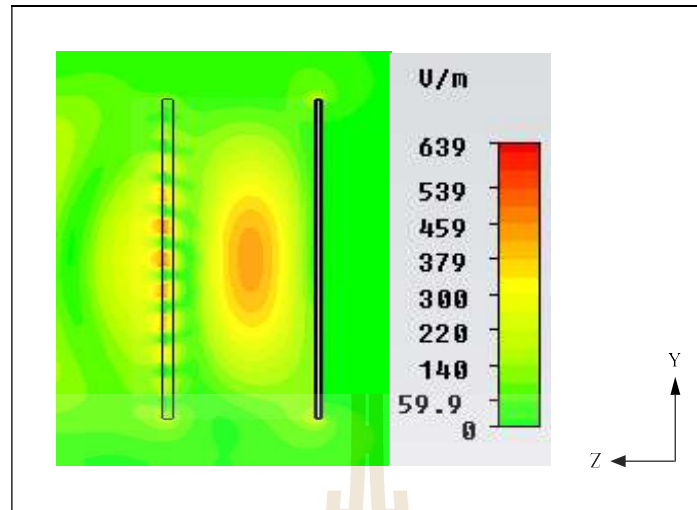


(ก) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

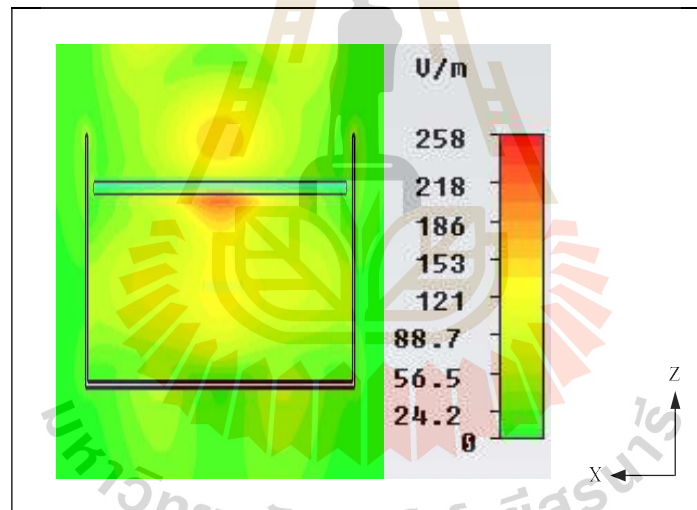


(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.31 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST



(ก) สนามไฟฟ้าระยะใกล้



(ข) สนามแม่เหล็กระยะใกล้

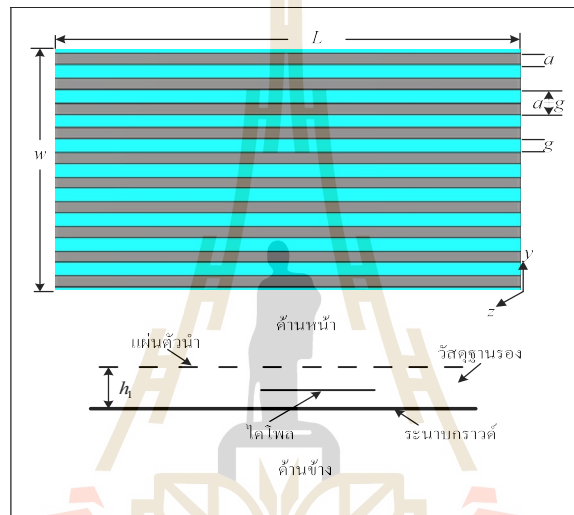
รูปที่ 3.32 ผลจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จ CST

3.8 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19]

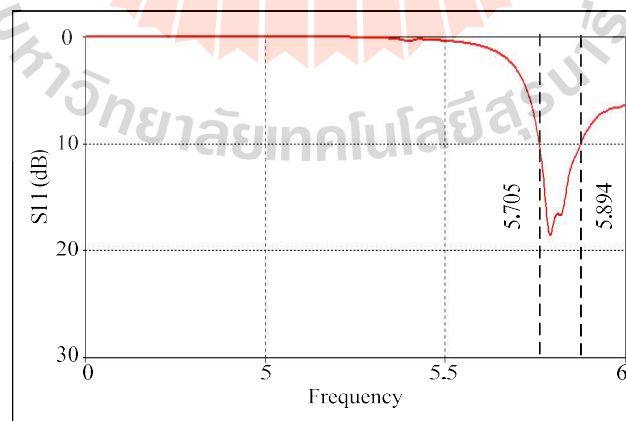
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพล เพื่อศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศเรโซเนเตอร์จาก [19] ด้วยการใช้สายอากาศไดโพลสองอิลีเมนต์ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกำลังงานให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ในการศึกษาพฤติกรรมของสายอากาศเรโซเนเตอร์ โดยใช้ค่าพารามิเตอร์จาก [19] เป็นค่าอ้างอิงแสดงดังตารางที่ 3.11 และโครงสร้างแสดงดังรูปที่ 3.33

ตารางที่ 3.11 ค่าพารามิเตอร์อ้างอิงของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลตาม [19]

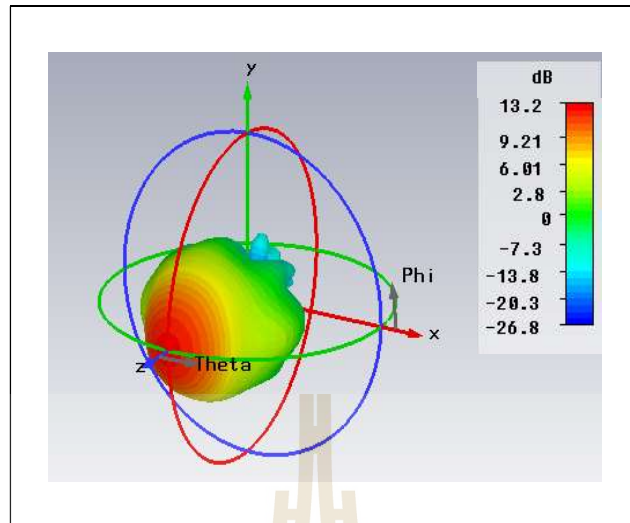
พารามิเตอร์	ขนาด
L : ความยาวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	375 mm
w : ความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	277.75 mm
a : ความกว้างของแผ่นตัวนำ	10 mm
g : ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ	25.25 mm
h_1 : ความสูงของควาวิตี้	70 mm



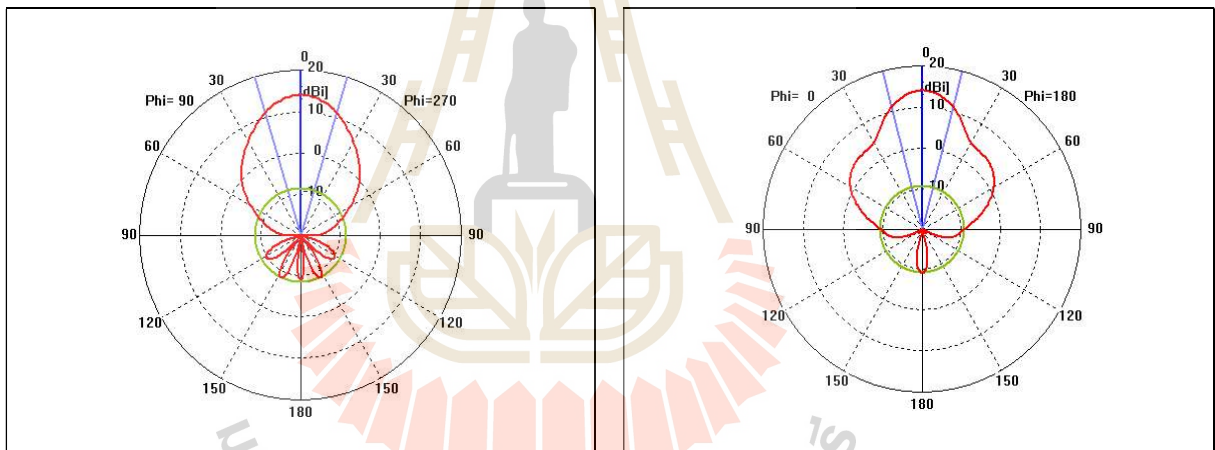
รูปที่ 3.33 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลอ้างอิงตาม [19]



รูปที่ 3.34 ผลจากการจำลองค่า S_{11} ของสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]



(ก) ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ



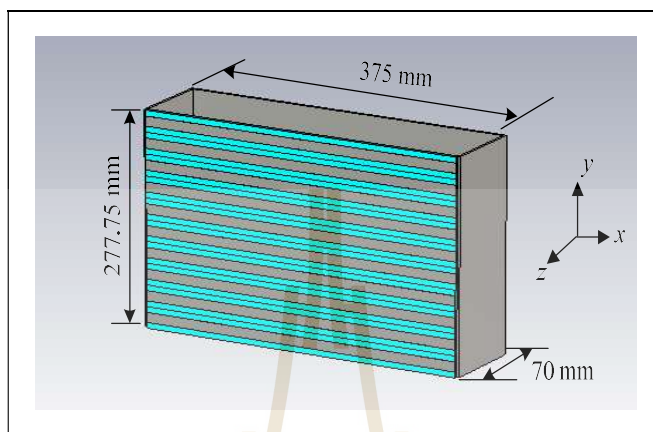
(ข) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3.35 ผลจากการจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]

จากการจำลองแบบสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] โดยใช้สายอากาศไดโพลสองอิมิตเมนต์ ทำหน้าที่เป็นตัวป้อนกำลังงานให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio จากรูปที่ 3.34 พบว่า มีค่า S_{11} น้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.705 GHz ถึง 5.894 GHz ซึ่งแคบมาก โดยผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงาน 3 มิติ แสดงดังรูปที่ 3.35 (ก) และมีอัตราขยายเท่ากับ 13.2 dB แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 4.35 (ข) และ (ค) ตามลำดับ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางและจะพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานมีพูลหลัง (back lobe) เกิดขึ้นและมีระดับพลังงานอยู่ที่ -12 dB ซึ่งโครงสร้างแบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] แสดงดังรูปที่ 3.36 และมีขนาดของโครงสร้างเท่ากับ $375 \times 277.75 \times$

70 mm ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากตารางที่ 3.12 จะสังเกตเห็นว่า แบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์ที่ผู้วิจัย ออกแบบมีอัตราขยายสูงกว่าสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19] และมีขนาดเล็กกว่า ประมาณ 50 % เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]



รูปที่ 3.36 แบบจำลองสายอากาศเรโซเนเตอร์อ้างอิงตาม [19]

ตารางที่ 3.12 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

3.9 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศไดโพลพับ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ จำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio พบว่าสายอากาศไดโพลพับมีข้อดีคือ แบนด์วิดท์กว้าง แต่มีข้อเสียคืออัตราขยายต่ำ งานวิจัยนี้จึงได้ทำการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและได้นำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าวางบนไดโพลพับและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio พบว่าสายอากาศมีข้อดีคือ สายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น แต่มีข้อเสียคือ มีคลื่นผิวกว้างขึ้นทำให้มีระดับพลังงานของพูหลัง (back lobe) ที่สูง งานวิจัยนี้จึงได้ทำการเพิ่มผนังสะท้อนด้านข้าง พิจารณาทั้งข้อดีและข้อเสียของสายอากาศ พบว่าสายอากาศมีข้อดีคือ มีแบบรูปการแผ่พลังงานเป็นแบบเจาะจงทิศทางที่มีพูหลัง (back lobe) ต่ำ ทำให้สายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นเท่ากับ 15.1 dB และครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.52 GHz ถึง 6.06 GHz อีกทั้งสายอากาศยังมีขนาดเล็กกว่าประมาณ 50 % เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิงในหัวข้อ 4.7 ดังตารางที่ 4.12เหมาะในการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเป็นสถานีฐานไวแมกซ์ ตามมาตรฐาน IEEE 802.16j

บทที่ 4

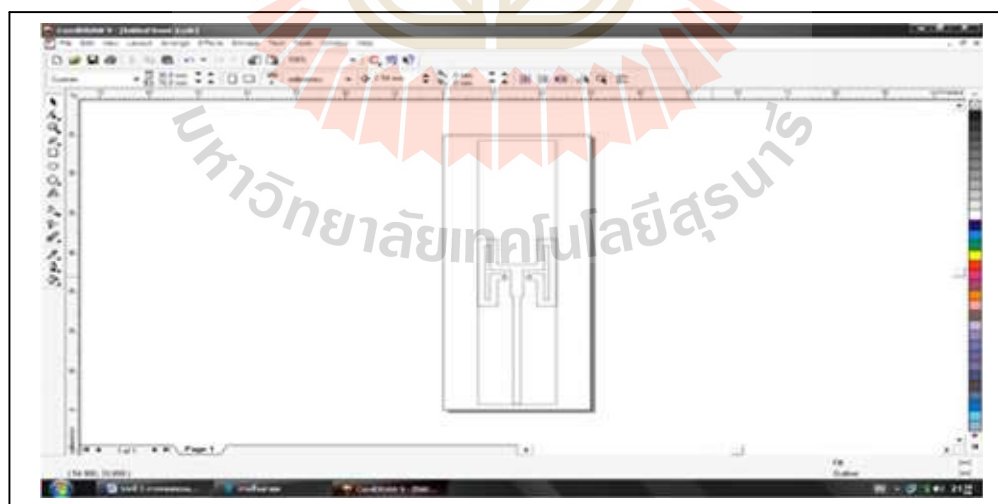
การทดสอบและวิเคราะห์ผล

4.1 บทนำ

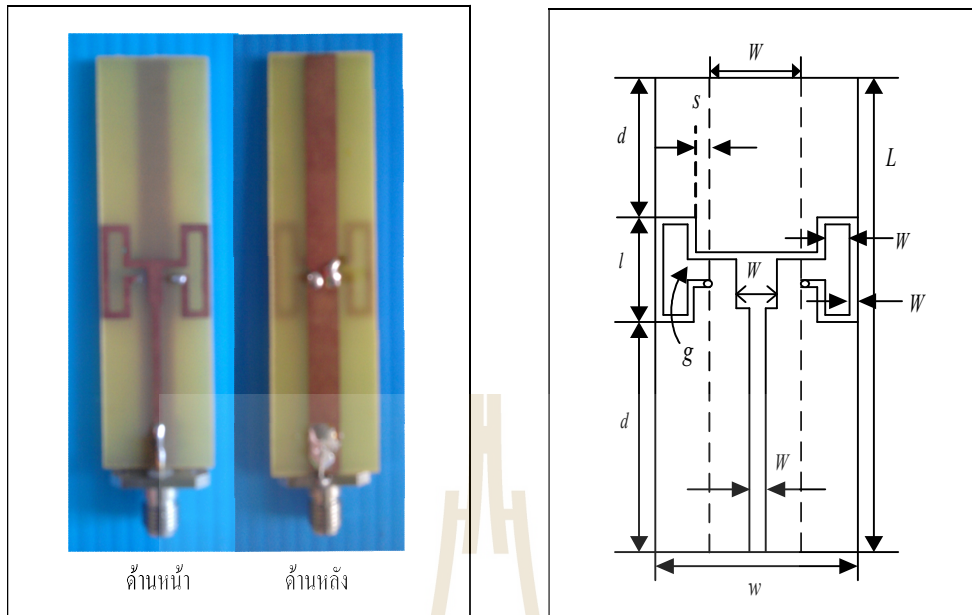
จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดตลอดจนการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัสดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 และ 4 ดังนั้นในบทที่ 5 นี้ จะกล่าวถึงการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพัสดั้งเดิมจากนั้นทำการวัดทดสอบ คุณลักษณะต่างๆ ได้แก่ พารามิเตอร์อิมพีแดนซ์ แบบรูปการแผ่พลังงาน และอัตราขยาย โดยในการวัด ทดสอบคุณลักษณะข้างต้นจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย(network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำ การวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบ และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

4.2 วิธีการสร้างและวัดทดสอบสายอากาศไดโพลพัสดั้งเดิม

สายอากาศไดโพลพัสดั้งเดิมสร้างจากการนำโครงสร้างสายอากาศไดโพลพัสดั้งเดิม จากผลการจำลองด้วย โปรแกรม CST Microwave Studio จนได้ขนาดของสายอากาศตามที่ต้องการสามารถแสดงได้ดังตาราง ที่ 4.1 ไปวาดและตัดสติ๊กเกอร์โดยใช้โปรแกรม CorelDRAW 9 ดังรูปที่ 4.1 เพื่อนำไปใช้ในการสร้าง สายอากาศไดโพลพัสดั้งเดิม โดยสายอากาศไดโพลพัสดั้งเดิมสร้างจากแผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 จากนั้นนำสายอากาศ ไดโพลพัสดั้งเดิมต่อเข้ากับหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์ม แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB



รูปที่ 4.2 สายอากาศไดโพลพัชตันแบบ

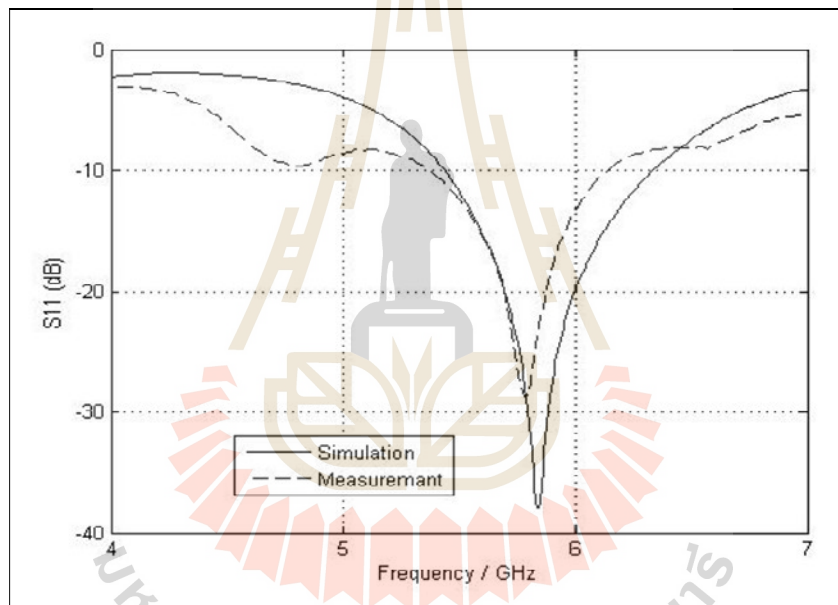
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไดโพลพัชตันแบบ

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

4.3 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลพับ

สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือ ค่าพารามิเตอร์ S_{11} ในการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ S_{11} จะนิยามออกแบบให้ ๓ ความถี่ใช้งานมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB หมายความว่า พลังงานที่ส่งผ่านไปยังสายอากาศมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ 10 % ในงานประยุกต์ต่างๆ ค่าของ S_{11} จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่าสายอากาศมีการแมตซ์ที่ดี

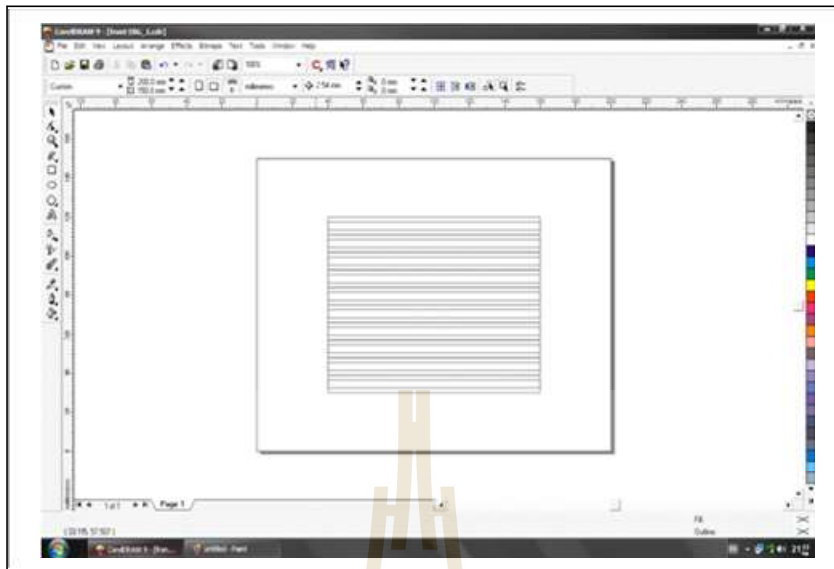
จากรูปที่ 4.3 แสดงผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลพับต้นแบบในรูปแบบของพารามิเตอร์ S_{11} จะสังเกตได้ว่า สายอากาศไดโพลพับบนต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้น มีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.38 GHz ถึง 6.13 GHz



รูปที่ 4.3 ผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลพับต้นแบบ

4.4 วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสร้างจากการนำโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าวาดและตัดสติ๊กเกอร์ โดยใช้โปรแกรม CorelDRAW 9 แสดงดังรูปที่ 4.4 ด้วยขนาดที่แสดงในตารางที่ 4.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้ใช้แผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 ดังรูปที่ 4.5 แสดงแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างเสร็จแล้ว



รูปที่ 4.4 โปรแกรม CorelDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB



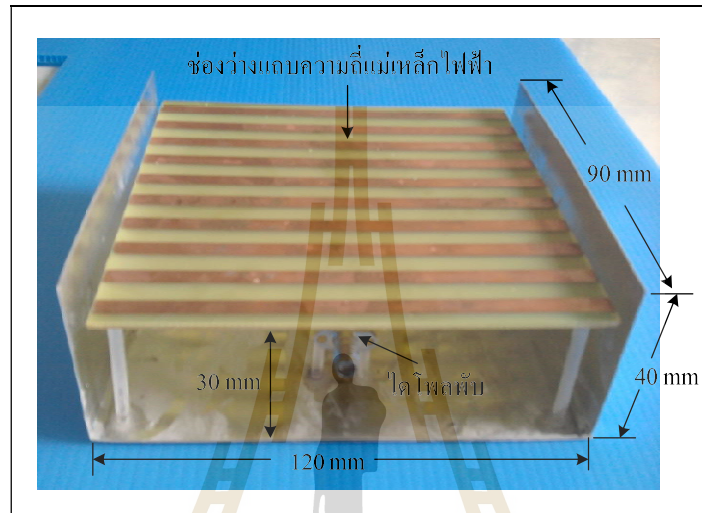
รูปที่ 4.5 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น

ตารางที่ 4.2 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 : ความสูงของควาวิตี้	30 mm
h_2 : ความสูงของผนังด้านข้าง	40 mm
h : ความสูงของวัสดุฐานรอง	1.6 mm
ϵ_r : ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก	4.4

4.5 วิธีการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ

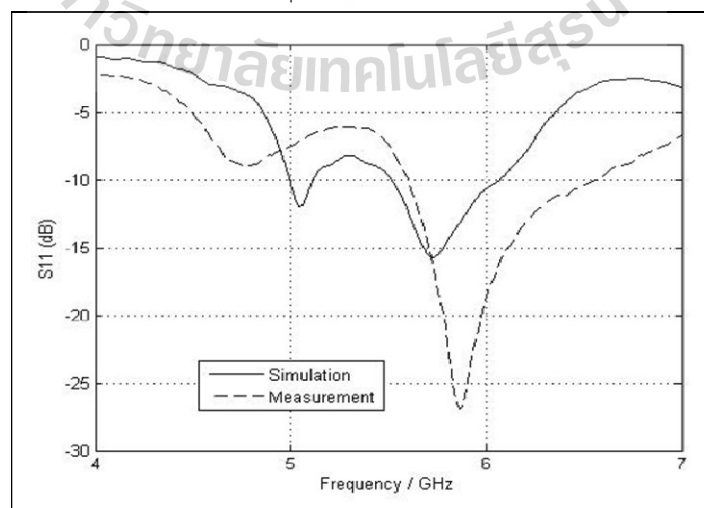
เมื่อสายอากาศไดโพลพับและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่ต้องการคือ 5.8 GHz แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกนำมาวางบนสายอากาศไดโพลพับด้วยระยะห่างระหว่าง h_1 เท่ากับ 30 มิลลิเมตร แสดงดังรูปที่ 4.6 ซึ่งเป็นสายอากาศที่สามารถสะท้อนคลื่นให้ไปยังทิศทางที่ให้บริการซึ่งจะมีผลทำให้อัตราขยาย (Gain) เพิ่มสูงขึ้น



รูปที่ 4.6 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบที่สร้างขึ้น

4.6 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับสายอากาศเรโซเนเตอร์

จากรูปที่ 4.7 แสดงกราฟค่า S_{11} ของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ จากรูปสังเกตได้ว่าแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้น มีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.60 GHz ถึง 6.55 GHz



รูปที่ 4.7 ผลการวัดทดสอบค่า S_{11} ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ

4.7 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

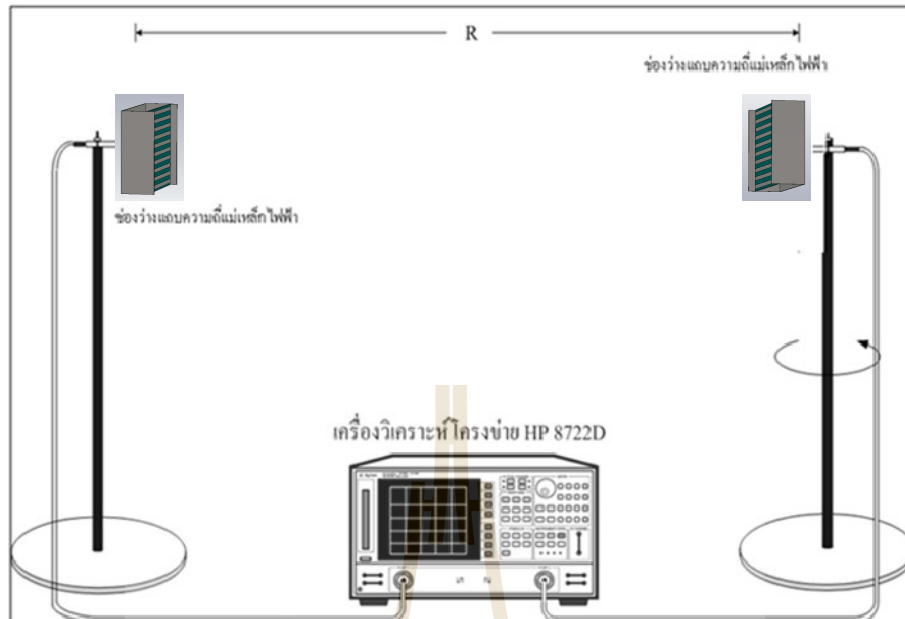
จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ ดังรูปที่ 4.8 แสดงผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบด้วยเครื่องโคจรข่าย โดยที่ความถี่ 5.8 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $5.3.034 + j1.37$ โอห์ม



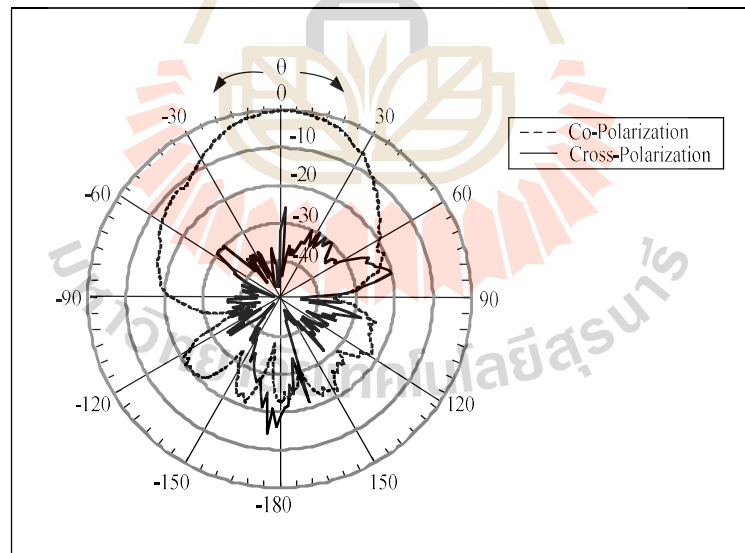
รูปที่ 4.8 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ

4.8 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2 / \lambda$ ซึ่ง R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิง โดยการทดสอบนี้ กำหนดให้ ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่ 5.8 GHz ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 40 เซนติเมตร และ D คือ ขนาดความกว้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีค่าเท่ากับ 99 มิลลิเมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 5.725 GHz ถึง 5.825 GHz มาเป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งโดยที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับนำมาทดสอบทำหน้าที่ เป็นสายอากาศภาครับ และสายอากาศภาคส่งแสดงดังรูปที่ 4.9 ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจากมุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา

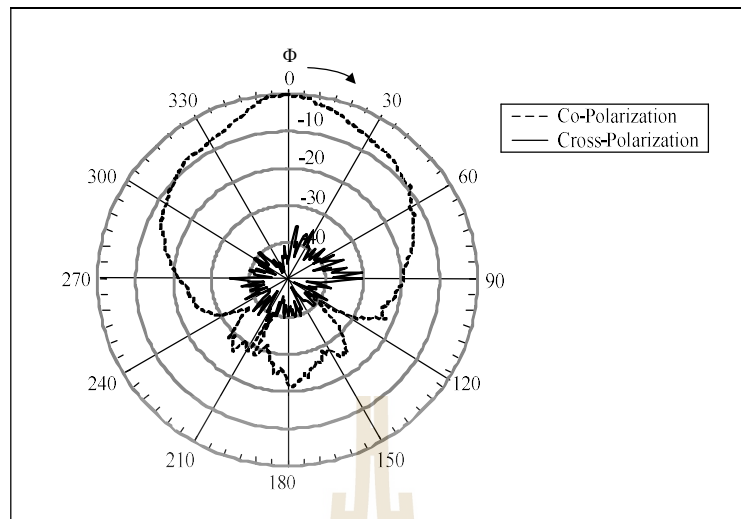


รูปที่ 4.9 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
ร่วมกับสายอากาศไดโพลพับ



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม
CST Microwave Studioและการวัดทดสอบ



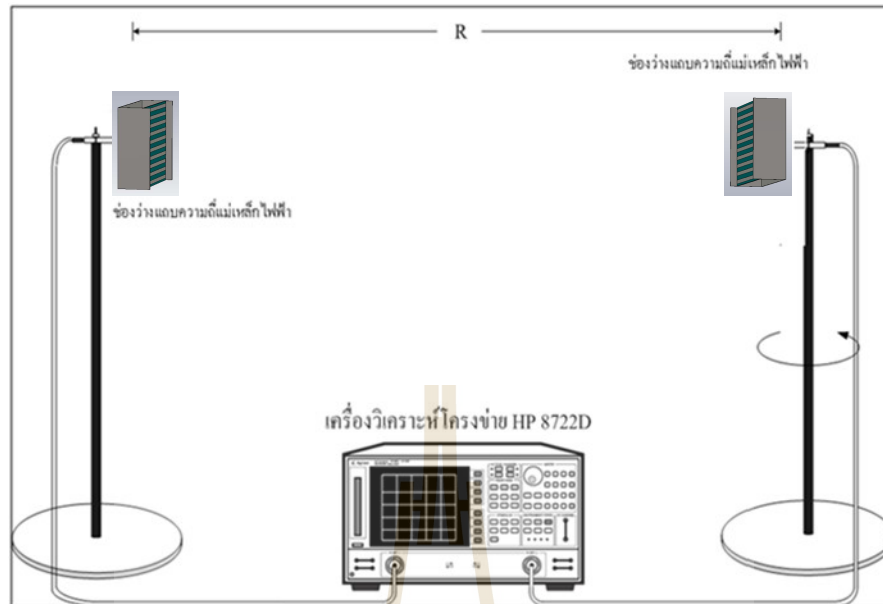
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และการวัดทดสอบ (ต่อ)

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 10 มิลลิเมตรร่วมกับไดโพลแพบ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 4.10 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และผลจากการวัดทดสอบสายอากาศ

4.9 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย (Gain)

สำหรับการวัดอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลแพบ ได้ทำการวัดอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลแพบ แสดงดังรูปที่ 4.11 โดยกำหนดให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลแพบเป็นทั้งสายอากาศภาคส่ง และสายอากาศภาครับ ซึ่งได้กำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่ง และสายอากาศภาครับที่ใช้ในการทดสอบเท่ากับ 40 เซนติเมตร



รูปที่ 4.11 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 (4.2) เราสามารถคำนวณหาอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับได้ โดยอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับนี้มีค่าเท่ากับ 14 dB

จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าอัตราขยายของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับ

สายอากาศ	อัตราขยาย (dB)	
	การจำลองผล	การวัดทดสอบ
ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ	15.1	14.0

4.10 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studioว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า ระนาบสนามแม่เหล็กและอัตราขยาย พบว่าค่า S_{11} และแบบรูปการแผ่พลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบในสนามระยะไกล รวมถึงอัตราขยาย ผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และผลการวัดทดสอบมีค่าใกล้เคียงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้จำลองผลตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง

บทที่ 5

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 บทสรุป

งานวิจัยนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าถูกนำมาวางในแนวระนาบบนสายอากาศไดโพลพับ โดยให้สายอากาศไดโพลพับเป็นตัวบ่อนสัญญาณให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกแบบ เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศจะมีอัตราขยายที่เพิ่มสูงขึ้น สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าบนสายอากาศไดโพลพับ ในงานวิจัยนี้ได้ศึกษาขนาด และโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการประยุกต์ใช้งานเพื่อเป็นตัวเพิ่มอัตราขยายสำหรับสายอากาศไดโพลพับ โดยที่ทั้งสององค์ประกอบมีความถี่ปฏิบัติการที่ตรงกันคือ 5.8 GHz

สำหรับการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ ในงานวิจัยนี้ในเบื้องต้นได้ออกแบบหาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ โดยการปรับเปลี่ยนหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.725 GHz ถึง 5.825 GHz จากนั้นนำสายอากาศไดโพลพับที่ทำงานที่ความถี่ 5.8 GHz โดยนำแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาวางในแนวระนาบบนไดโพลพับ เพื่อให้สายอากาศมีอัตราขยายที่เพิ่มขึ้น โดยได้เลือกใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการออกแบบเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับก่อน สำหรับรายละเอียดในการออกแบบ และการวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จากตารางที่ 5.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะสมบัติของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ ซึ่งเมื่อพิจารณาอัตราขยายที่ได้จากความต้องการที่จะนำไปใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายของเครือข่ายไวแมกซ์ที่ตั้งเป้าหมายไว้ และของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกันพบว่า มีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับต้นแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	การจำลองผล	วัดทดสอบ
อัตราขยาย (dB)	15.1	14.0

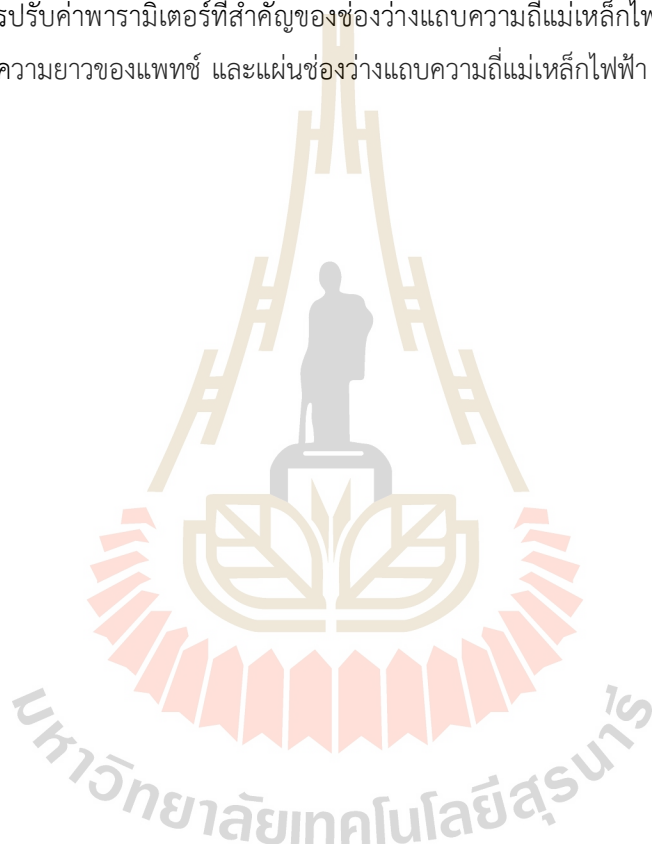
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

จากบทที่ 4 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับจะใช้หลอดในการยึดไม่สามารถปรับระดับความสูงได้ และหักงาย แนวทางการแก้ไขคือ นำสกรูพลาสติกมาใช้ในการประกอบยึดกับ

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อเพิ่มความแข็งแรงให้กับสายอากาศ และยังสามารถปรับระดับความสูงได้อีกด้วย

5.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ สามารถเพิ่มอัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศได้ โดยการจัดแถวลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับไดโพลพับ สามารถปรับนำไปใช้งานที่ความถี่ที่ต้องการได้ ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ ช่องว่างระหว่างแพทช์ ความกว้าง ความยาวของแพทช์ และแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

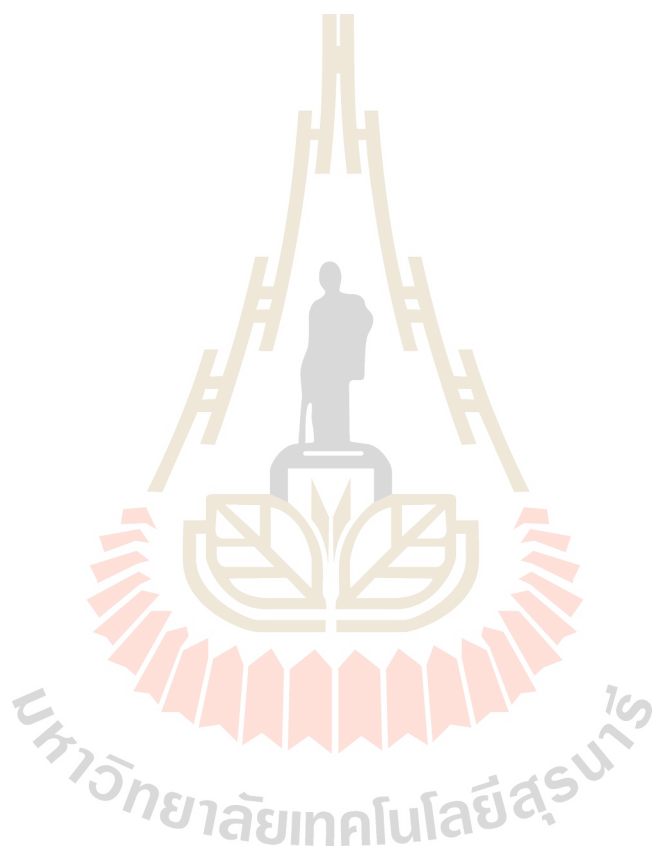


บรรณานุกรม

- [1] รังสรรค์ วงศ์สรรค์ และ ชวงค์ พงเจริญพานิชย์. (ม.ป.ป.). คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- [2] รังสรรค์ วงศ์สรรค์. (2552). วิศวกรรมสายอากาศ. สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] Hajj M., Thevenot M. and Jecko B. (2009) A Novel Dual-Band Sectoral Metallic Electromagnetic Band Gap (M-EBG) Antennas for Hiperlans Application. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 2009.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] Kansa 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.
- [11] 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.
- [12] 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.

- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] Hsiao F. and Wong K. (2004) Omnidirectional Planar Folded Dipole Antenna. *IEEE Transaction on Antenna and Propagation*, Vol. 52, No. 7, July 2004.
- [17] 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.
- [18] Kawase, D., Sakakibara, K., Seo, K., Kikuma, N. and Hirayama, H. (2012) Design of Microstrip Antennas Fed by Four-Microstrip-port Waveguide Transition with Slot Radiators. *Loughborough Antennas and Propagation Conference*, pp. 54-57, November 2012.
- [19] 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.
- [20] Serhal D., Rodes E. and Jecko. (2008) EBG Antenna Conformation For Beamforming. *Loughborough Antennas and Propagation Conference*, pp. 121-124, March 2008.
- [21] 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.
- [22] 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.
- [23] 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.
- [24] M.S. Toubet, M. Hajj, R. Chantalat, and B. Jecko, Generation of circular polarization with Low-Profile EBG Antennas and Propagation (EUCAP), *Proceedings of the 5th European Conference.*, pp. 1177 - 1180, 2011.

- [25] Hongchan, K., Chul, S., Kyubong Y., Wonjong K. (2014) A High Performance EBG Antenna Design for WAVE Communication Systems. The 18th IEEE International Symposium on Consumer Electronics., pp. 1 - 2, 2014.
- [26] Zheng, G., Huiping, T., Xudong, W., Qun, L. and Yuefeng, J. (2013) Bandwidth Enhancement of Monopole UWB Antenna With New Slots and EBG Structures. IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, Vol. 12, November 2013.



ประวัติผู้เขียน

รศ.ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ เกิดเมื่อ 9 กันยายน 2517 สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปี 2540 และต่อมาได้ศึกษาระดับปริญญาโทต่อดำเนินทุนส่งเสริมผู้มีความสามารถพิเศษเป็นอาจารย์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี โดยสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้าสื่อสาร) จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และเมื่อปี 2550 ได้สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี งานวิจัยที่สนใจได้แก่ เทคโนโลยีสายอากาศ

