

สายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อน
พื้นผิวเลือกความถี่

MICROSTRIP ANTENNA WITH HIGH IMPEDANCE SURFACE
AND FREQUENCY SELECTIVE SURFACE SUPERSTRATE



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2561
KMITL-2018-EN-D-018-010

สายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อน
พื้นผิวเลือกความถี่

MICROSTRIP ANTENNA WITH HIGH IMPEDANCE SURFACE
AND FREQUENCY SELECTIVE SURFACE SUPERSTRATE



ประพัทธ์ อานมณี
PRAPHAT ARNMANEE

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-D-018-010

MICROSTRIP ANTENNA WITH HIGH IMPEDANCE SURFACE
AND FREQUENCY SELECTIVE SURFACE SUPERSTRATE



PRAPHAT ARNMANEE

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018

KMITL-2018-EN-D-018-010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

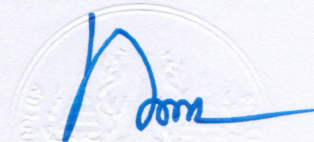
หัวข้อวิทยานิพนธ์ สายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่
Thesis Title Microstrip Antenna with High Impedance Surface and Frequency Selective Surface Superstrate
นักศึกษา นายประพัทธ์ อานมณี
รหัสประจำตัว 57601003
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-010

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ผศ.ดร.ทับทิม	อ่างแก้ว	
ศ.ดร.โมไนย	ไกรฤกษ์	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	
ผศ.ดร.ชินวัชร	สุรัสวดี	
รศ.ดร.ชวรงค์	พงศ์เจริญพาณิชย์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันพุธที่ 21 มีนาคม พ.ศ. 2561 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 3 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นใบใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องยังงอิงถึงชื่อของเอกสารชุดนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 21 มีนาคม พ.ศ. 2561

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่
นักศึกษา	นายประพัทธ์ อานมณี
รหัสประจำตัว	57061003
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพานิชย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance Surface, HIS) และชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency Selective Surface, FSS) สำหรับประยุกต์ใช้งานแถบความถี่ 2.4 GHz การออกแบบ HIS และ FSS อยู่บนพื้นฐานโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap, EBG) สายอากาศถูกออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด FR-4 ขนาด 120x120 ตารางมิลลิเมตร หนา 0.8 มิลลิเมตรและมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 ในการพัฒนาสายอากาศแพทช์การแพร่กระจายคลื่นจะถูกล้อมรอบด้วย HIS เพื่อกำจัดการแพร่กระจายคลื่นพื้นผิวและชั้นวางซ้อน FSS แบบตัดแปลงถูกวางเหนือแพทช์ด้วยระยะ 20 มิลลิเมตร สำหรับเพิ่มค่าสภาวะจางทิศทางของสายอากาศ ทำการเปรียบเทียบผลการทดลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น อัตราขยายและประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS กับสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิม โดยผลการทดสอบสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS มีอัตราขยายเท่ากับ 10.14 dBi ที่ความถี่ 2.45 GHz และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ต่ำกว่า -10 dB ตั้งแต่ 2.39-2.51 GHz

Thesis	Microstrip Antenna High Impedance Surface and Frequency Selective Surface Superstrate
Student	Mr. Praphat Arnmanee
Student ID.	57061003
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chuwong Phongcharoenpanich

ABSTRACT

This thesis presents a microstrip antenna integrated with a high impedance surface (HIS) elements and the modified frequency selective surface (FSS) superstrate for 2.4 GHz band applications. The electromagnetic band gap (EBG) structure was utilized in the fabrication of both the HIS and FSS structures. An FR-4 substrate with 120x120x0.8mm in dimension (WxLxT) and a dielectric constant of 4.3 was used in the antenna design. In the antenna development, the HIS elemental structure was mounted onto the antenna substrate around the radiation patch to suppress the surface wave, and the modified FSS superstrate was suspended 20mm above the radiating patch to improve the directivity. The experimental results revealed that the proposed integrated antenna (i.e. the microstrip antenna with the HIS and FSS structures) outperformed the conventional microstrip antenna with regard to reflection coefficient, the radiation pattern, gain and radiation efficiency. Specifically, the proposed antenna could achieve the measured antenna gain of 10.14dBi at 2.45GHz and the reflection coefficient of less than -10dB and was operable in the 2.39 - 2.51GHz frequency range.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์จะสำเร็จขึ้นไม่ได้ถ้าปราศจากการสนับสนุนจาก คุณพ่อ (ในช่วงเวลาที่ยังมีชีวิตอยู่) คุณแม่ และครอบครัว ที่คอยให้กำลังใจ และให้การสนับสนุนในเรื่องทุนทรัพย์สำหรับการศึกษาอีกทั้ง เข้าใจถึงปัญหาของข้าพเจ้าในการศึกษาเป็นเวลาต่อเนื่องตลอดมา

ขอขอบคุณคณาจารย์ทุกท่านจากโรงเรียนศิริมงคลศึกษา โรงเรียนวัดราชบพิท วิทยาลัยสารพัดช่างนครหลวง สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตศาลายา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ และสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่อบรมสั่งสอน และให้ความรู้แก่ข้าพเจ้าตลอดมา

ขอขอบคุณอาจารย์ รศ.ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ และ รศ.ดร. สมพล โกศลวิตร ที่ได้ช่วยเหลือให้คำแนะนำชี้แนวทางในการแก้ปัญหา ตลอดจนความรู้ความเข้าใจในด้านต่างๆ

ขอขอบคุณพี่ๆ น้องๆ ทุกท่านในห้องปฏิบัติการสื่อสารไร้สายที่ให้คำแนะนำ ช่วยเหลือในการทดสอบ และให้คำปรึกษา รวมถึงเทคนิคต่างๆที่สามารถนำมาใช้ในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณเพื่อนร่วมงานทุกท่านในคณะวิศวกรรมศาสตร์และหน่วยงานอื่นๆในมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลรัตนโกสินทร์ ศาลายา ที่คอยเป็นกำลังใจและให้คำแนะนำในการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ วิทยาลัยสารพัดช่างนครหลวง สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตศาลายา สาขาวิชาเครื่องมือวัดและควบคุม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ และภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่คอยเป็นกำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงด้วยดี

และสุดท้ายนี้ขอขอบคุณภรรยาคู่ชีวิตที่คอยเป็นกำลังใจในเวลาที่ย่ำแย่และรอยยิ้มของลูกสาวที่ทำให้รู้ว่าชีวิตนี้ต้องดำเนินต่อไปเพื่อใคร

ประพัทธ์ อานมณี

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูปภาพ.....	VIII

บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตงานวิจัย.....	4
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	5
บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 สายอากาศไมโครสตริป.....	6
2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยม.....	9
2.3 คลื่นพื้นผิว.....	11
2.3.1 รอยต่อไดอิเล็กตริก.....	11
2.3.2 พื้นผิวอิมพีแดนซ์.....	13
2.4 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง.....	16
2.5 อภิวัด.....	18
2.6 การวิเคราะห์โครงสร้างรายคาบ.....	20
2.6.1 คลื่นตกกระทบตั้งฉากบนตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสีย.....	21
2.6.2 คลื่นตกกระทบตั้งฉากบนรอยต่อที่มีโครงสร้างแบบรายคาบ.....	23
2.7 โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า.....	25
2.7.1 นิยามของโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า.....	25
2.7.2 การวิเคราะห์โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า.....	27
2.8 ชั้นวางซ้อน.....	29
2.8.1 คุณสมบัติชั้นวางซ้อน.....	29
2.8.2 พฤติกรรมของชั้นวางซ้อน.....	30
2.9 พื้นผิวเลือกความถี่.....	31
2.10 การออกแบบพารามิเตอร์ FSS.....	34
2.10.1 ระยะห่างของอาร์เรย์รายคาบ.....	34
2.10.2 ตัวนำและความหนาของเลเยอร์ FSS.....	34
2.10.3 วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก.....	35
2.10.4 ความเสถียรเชิงมุม.....	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางวิชาการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.11 สายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้าง HIS และชั้นวางซ้อน.....	38
2.12 สรุป.....	40
บทที่ 3 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง.....	41
3.1 งานวิจัยที่มีมาก่อน.....	41
3.2 หลักการวิเคราะห์.....	44
3.2.1 พารามิเตอร์ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	44
3.2.2 พารามิเตอร์วงจรของโครงสร้างของ Mushroom-like EBG.....	45
3.2.3 เฟสการสะท้อน.....	48
3.2.4 แถบคลื่นพื้นผิว.....	49
3.2.5 แบนด์วิดธ์.....	50
3.3 การจำลองโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	52
3.3.1 วิธีการจำลองโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	52
3.3.2 ผลกระทบของเฟสการสะท้อนบนโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	53
3.4 สรุป.....	58
บทที่ 4 พื้นผิวเลือกความถี่.....	59
4.1 งานวิจัยที่มีมาก่อน.....	59
4.2 หลักการพิจารณา.....	61
4.2.1 การออกแบบชั้นวางซ้อน.....	62
4.2.2 โครงสร้าง FSS แบบลูปลี่เหลี่ยม.....	63
4.3 ขั้นตอนการจำลองผล.....	65
4.4 การจำลองผล.....	67
4.4.1 โครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยม.....	67
4.4.2 โครงสร้าง FSS แบบตัดแปลง.....	70
4.5 สรุป.....	80
บทที่ 5 สายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่.....	81
5.1 งานวิจัยที่มีมาก่อน.....	81
5.2 สายอากาศต้นแบบ.....	82
5.3 ผลการจำลองและทดสอบสายอากาศต้นแบบ.....	89
5.4 สรุป.....	95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	96
6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	96
6.2 ข้อเสนอแนะ.....	98
6.3 แนวทางการพัฒนาต่อ.....	98
เอกสารอ้างอิง.....	100
ประวัติผู้เขียน.....	104



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
1.1 ความต้องการของสายอากาศเบื้องต้น.....	4
2.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของ FSS ที่มีรูปร่างองค์ประกอบที่แตกต่างกัน.....	37
3.1 พารามิเตอร์ของโครงสร้าง EBG	45
3.2 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความกว้างของแผ่นเซลล์รัยคาบ.....	54
3.3 ปรับขนาดพารามิเตอร์ระยะห่างระหว่างแผ่นเซลล์รัยคาบ.....	54
3.4 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความสูงของวัสดุฐานรอง.....	55
3.5 ปรับขนาดพารามิเตอร์ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก.....	56
3.6 ขนาดของโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	57
4.1 ขนาดพารามิเตอร์เริ่มต้นของโครงสร้าง FSS รูปทรงลูบสี่เหลี่ยม.....	68
4.2 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความยาวของลูบสี่เหลี่ยมด้านนอก (d).....	68
4.3 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความกว้างของลูบสี่เหลี่ยม (w).....	69
4.4 ปรับขนาดพารามิเตอร์ระยะห่างระหว่างเซลล์ (g).....	69
4.5 พารามิเตอร์ต่างๆของเซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลง.....	71
4.6 ปรับขนาดพารามิเตอร์ d_1	71
4.7 ปรับขนาดพารามิเตอร์ d_2	72
4.8 ปรับขนาดพารามิเตอร์ d_3	73
4.9 ปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1	74
4.10 ปรับขนาดพารามิเตอร์ w_2	75
4.11 ขนาดพารามิเตอร์ของเซลล์ FSS แบบดัดแปลง.....	76
5.1 ขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS.....	88
5.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของสายอากาศที่มีอภิวัด.....	94
6.1 เปรียบเทียบสมรรถนะของสายอากาศ.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป.....	1
1.2 วิธีการกระตุ้นของสายอากาศไมโครสตริปแบบ.....	3
2.1 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป.....	6
2.2 วิธีการกระตุ้นของสายอากาศไมโครสตริปแบบ.....	7
2.3 วงจรสมมูลย์ของวิธีการกระตุ้นของสายอากาศไมโครสตริปแบบ.....	8
2.4 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยม.....	9
2.5 คลื่นพื้นผิวบนรอยต่อระหว่างตัวกลางสองชนิดที่แตกต่างกัน.....	11
2.6 พื้นสี่เหลี่ยมสำหรับคำนวณพื้นผิวอิมพีแดนซ์.....	14
2.7 คลื่นพื้นผิวแพร่กระจายบนพื้นผิวอิมพีแดนซ์ทั่วไป.....	14
2.8 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงที่สร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์.....	16
2.9 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง.....	17
2.10 คลื่นพื้นผิว.....	17
2.11 อภิวัดในหลายรูปแบบ.....	19
2.12 คลื่นสะท้อนและส่งผ่านเมื่อตกกระทบบนตัวกลางที่ไม่เหมือนกัน.....	20
2.13 คลื่นตกกระทบบนโครงสร้างรายคาบ.....	24
2.14 การคำนวณโครงสร้างรายคาบเพียงเซลล์เดียว.....	24
2.15 โครงสร้าง EBG ในรูปแบบต่างๆ.....	25
2.16 รูปทรงโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า.....	26
2.17 โครงสร้างแบบพื้นผิวระนาบสองมิติ.....	27
2.18 แบบจำลองวงจรเรโซแนนซ์ LC.....	27
2.19 กระบวนการสายนำสัญญาณแบบรายคาบ.....	28
2.20 แบบจำลองเชิงเลขแบบคลื่นเต็มสำหรับวิเคราะห์โครงสร้าง EBG.....	29
2.21 ชั้นวางซ้อนที่อยู่เหนือแหล่งกำเนิด.....	30
2.22 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากชั้นวางซ้อน.....	30
2.23 ตัวกรองแม่เหล็กไฟฟ้า.....	32
2.24 โครงสร้าง FSS แบบตัวเชื่อมต่อตรงกลางหรือโพล N.....	33
2.25 โครงสร้าง FSS ชนิดลูก.....	33
2.26 โครงสร้าง FSS ชนิดแผ่นตัวนำภายใน.....	33
2.27 โครงสร้าง FSS แบบผสม.....	34
2.28 ปรัชญาการณของลำคลื่น.....	34
2.29 ผลกระทบไดอิเล็กทริกต่อความถี่เรโซแนนซ์.....	36
2.30 ผลกระทบของมุมตกกระทบบนไดอิเล็กทริก.....	36
2.31 รูปแบบควาิตี้เรโซแนนซ์.....	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 โครงสร้าง EBG สองมิติแบบเซลล์หนึ่งหน่วยในรูปร่างต่างๆ.....	41
3.2 โครงสร้าง EBG แบบเกลียว	42
3.3 โครงสร้างสายอากาศ.....	43
3.4 โครงสร้างสายอากาศวงเหนือ EBG.....	44
3.5 โครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	44
3.6 พารามิเตอร์ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	45
3.7 ด้านข้างของโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	45
3.8 แบบจำลองค่าความเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ.....	46
3.9 แผ่นโลหะขนาดกึ่งไม่จำกัดสองแผ่นที่วางห่างกันเป็นระยะ g	46
3.10 ตัวเก็บประจุในพิกัดเรขาคณิต.....	47
3.11 กระแสในโซลีนอยด์สำหรับการหาค่าความเหนี่ยวนำ.....	47
3.12 เฟสการสะท้อนของโครงสร้าง Mushroom-like EBG.....	49
3.13 ไดอะแกรมการกระจายของคลื่นพื้นผิว.....	50
3.14 โครงสร้าง Mushroom-like EBG แบบเซลล์หนึ่งหน่วย.....	53
3.15 แบบจำลองของโครงสร้าง Mushroom-like EBG แบบเซลล์หนึ่งหน่วย.....	53
3.16 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ W	54
3.17 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ g	55
3.18 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ h	56
3.19 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ ϵ_r	56
3.20 แบบจำลองแถบคลื่นพื้นผิว.....	57
3.21 ไดอะแกรมการกระจายของโครงสร้าง Mushroom-like EBG	58
4.1 โครงสร้าง FSS รูปทรงไม้กางเขนไขว้.....	59
4.2 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปและชั้นวางซ้อน.....	60
4.3 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณแบบช่องเปิด.....	60
4.4 ขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโครงสร้าง FSS.....	60
4.5 โครงสร้างสายอากาศโดยรวม.....	61
4.6 คุณสมบัติของชั้นวางซ้อน.....	62
4.7 โครงสร้าง FSS แบบลูปลี่เหลี่ยม.....	63
4.8 รูปทรงที่ใช้วิเคราะห์.....	66
4.9 แบบจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโครงสร้าง FSS แบบเซลล์หนึ่งหน่วย.....	66
4.10 แบบจำลองสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของโครงสร้าง FSS แบบเซลล์หนึ่งหน่วย.....	67
4.11 เซลล์หนึ่งหน่วย FSS รูปทรงลูปลี่เหลี่ยม.....	67
4.12 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.13 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ s	69
4.14 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ g	70
4.15 เซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลง.....	70
4.16 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_1	72
4.17 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_2	73
4.18 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_3	74
4.19 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1	75
4.20 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_2	76
4.21 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1	77
4.22 มุมตกกระทบกับชั้นวางซ้อน.....	77
4.23 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่มุมตกกระทบต่างๆ.....	78
4.24 ขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนของชั้นวางซ้อน FSS.....	79
4.25 ดัชนีหักเหเชิงซ้อนของชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลง.....	79
5.1 โครงสร้างสายอากาศ.....	81
5.2 โครงสร้าง.....	82
5.3 สายอากาศไมโครสตริปที่มี.....	83
5.4 โครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอ.....	84
5.5 องค์ประกอบของโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ.....	84
5.6 สัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสภาพเจาะจงทิศทาง.....	85
5.7 ปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน.....	86
5.8 การแพร่กระจายสนามไฟฟ้าบน.....	86
5.9 การกระจายของสนามไฟฟ้าบน.....	87
5.10 กระแสเชิงพื้นผิวบนสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS.....	88
5.11 สายอากาศที่นำเสนอ.....	89
5.12 สัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	90
5.13 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในห้องไร้การสะท้อน.....	91
5.14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ระนาบ.....	91
5.15 อัตราขยาย.....	93
5.16 ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น.....	93

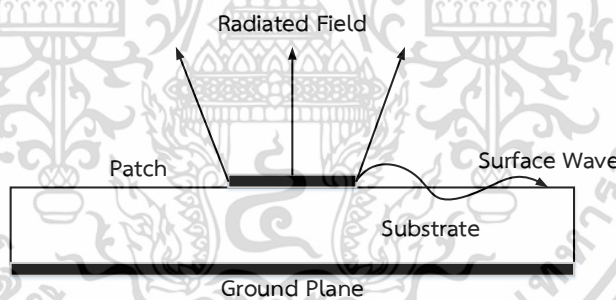
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา

ระบบสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทต่อชีวิตประจำวันมากขึ้น เช่น การสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่ ระบบระบุพิกัดทางพื้นโลก (Global Positioning System, GPS) และระบบระบุคุณลักษณะทางคลื่นวิทยุ (Radio Frequency Identification, RFID) เป็นต้น อุปกรณ์ที่สำคัญต่อระบบสื่อสารไร้สายคือสายอากาศ สายอากาศไมโครสตริบเป็นหนึ่งในสายอากาศที่ได้รับความนิยมเนื่องจาก มีน้ำหนักเบา ผลิตง่ายและสามารถออกแบบบนชิ้นงานเดียวกับวงจรสื่อสารได้ เป็นต้น แต่สายอากาศไมโครสตริบมีข้อเสียหลักคือเมื่อสายอากาศมีการแพร่กระจายคลื่นจะมีคลื่นบางส่วนที่สูญเสียไปบนวัสดุฐานรองคลื่นดังกล่าวเรียกว่าคลื่นพื้นผิว ดังแสดงในรูปที่ 1.1 คลื่นพื้นผิวคือคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายไปตามวัสดุฐานรองของสายอากาศ การแพร่กระจายของคลื่นพื้นผิวทำให้เกิดลำคลื่นย่อย โพลาริไซเซชันเพิ่มขึ้นและเกิดการแพร่กระจายคลื่นไปในทิศทางอื่นที่ไม่ต้องการ ผลกระทบของคลื่นพื้นผิวทำให้เกิดการลดทอนประสิทธิภาพและอัตราขยายของสายอากาศ ทำให้สายอากาศมีข้อจำกัดในการใช้งาน [1]



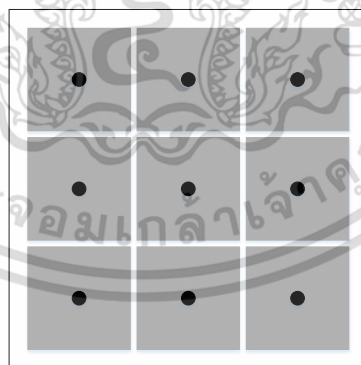
รูปที่ 1.1 คลื่นพื้นผิวบนสายอากาศไมโครสตริบ

จากข้อจำกัดของสายอากาศดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ด้วยการนำอภิวัด (Metamaterial) มาใช้งานร่วมกับสายอากาศ [2] อภิวัดคือวัสดุประดิษฐ์ทางวิศวกรรมที่มีคุณสมบัติที่ไม่มีอยู่จริงในวัสดุธรรมชาติ อภิวัดที่นำมาใช้งานทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกเรียกว่าโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap; EBG structure) โครงสร้าง EBG เป็นโครงสร้างแบบรายคาบสามารถแบ่งได้เป็น 3 ประเภทตามลักษณะของโครงสร้างดังนี้ 1) โครงสร้างแบบปริมาตร 3 มิติ 2) โครงสร้างแบบระนาบ 2 มิติและ 3) โครงสร้างแบบสายนำสัญญาณ 1 มิติ

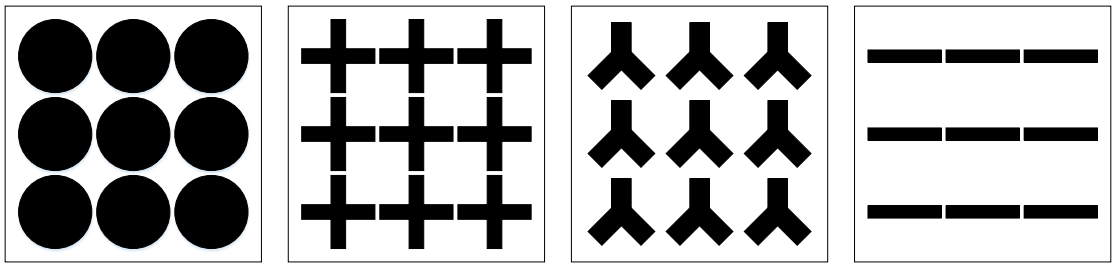
โครงสร้างแบบระนาบ 2 มิติเหมาะสมกับการนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริบ เนื่องจากสามารถสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ได้ โครงสร้างแบบ 2 มิติเป็นโครงสร้างที่ประกอบด้วยแผ่นโลหะรายคาบขนานกับแผ่นโลหะโดยมีวัสดุไดอิเล็กทริกอยู่ตรงกลาง โดยโครงสร้างที่มีการเชื่อมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Vertical via) เรียกว่าโครงสร้างแบบ Mushroom-like EBG และโครงสร้างที่ไม่มีการเชื่อมเรียกว่าโครงสร้างแบบ Uni-planar EBG โครงสร้างแบบ Uni-planar EBG สร้างได้ง่ายกว่าแต่ที่ถวมถึเดียวกันโครงสร้างแบบ Mushroom-like EBG มีขนาดที่เล็กกว่าและมีแบนด์วิดธ์ของแถบช่องว่างความถี่ที่กว้างกว่าโครงสร้างแบบ Uni-planar EBG [3]

สายอากาศไมโครสตริปที่ต้องการประสิทธิภาพและอัตราขยายที่สูงจะประกอบด้วยกันสองส่วนคือการกำจัดคลื่นพื้นผิวและการบังคับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางที่ต้องการ ในส่วนของการกำจัดคลื่นพื้นผิวจะอาศัยคุณสมบัติของโครงสร้าง Mushroom-like EBG ที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและในส่วนของ การบังคับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นจะทำการออกแบบวัสดุที่มีคุณสมบัติของค่าดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์หรือชั้นวางซ้อน (Superstrate Layer) วางอยู่นือสายอากาศ โดยจากการศึกษา งานวิจัยที่มีมาก่อนใน [4] มีการนำโครงสร้าง EBG แบบโครงถักมาออกแบบเป็นชั้นวางซ้อนใช้งานร่วมกับสายอากาศอะเพอเจอร์แบบสี่เหลี่ยมเพื่อบังคับการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศไปในทิศทางที่ต้องการส่งผลให้สายอากาศมีอัตราขยายที่สูงขึ้น โดยโครงสร้าง EBG แบบโครงถักมีแถบช่องว่างที่สมบูรณ์แต่โครงสร้าง EBG แบบโครงถักมีความยุ่งยากในการสร้าง มีข้อจำกัดในส่วนของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุที่นำมาสร้างและไม่เหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป โดยพื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency Selective Surface, FSS) เป็นหนึ่งเทคโนโลยีที่ได้รับความนิยมมาออกแบบเป็นชั้นวางซ้อนและเหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปเนื่องจากเป็นโครงสร้างแบบระนาบสามารถสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ส่งผลให้โครงสร้างสายอากาศโดยรวมมีสัณฐานที่ต่ำ โดยรูปที่ 1.2 แสดงรูปร่างของโครงสร้าง Mushroom-like EBG และพื้นผิวเลือกความถี่



(ก)



(ก)

รูปที่ 1.2 โครงสร้าง (ก) Mushroom-like EBG (ข) พื้นผิวเลือกความถี่

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการออกแบบโครงสร้าง Mushroom-like EBG ที่มีคุณสมบัติพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงสำหรับกำจัดคลื่นพื้นผิวบนสายอากาศและออกแบบชั้นวางซ้อนจากพื้นผิวเลือกความถี่สำหรับบังคับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงโดยสายอากาศยังคงมีขนาดกะทัดรัดและสัญญาณต่ำ โดยทั่วไปชั้นวางซ้อนถูกออกแบบให้มีหลายชั้น [5] เพื่อให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงขึ้นแต่สายอากาศก็มีสัญญาณที่มากขึ้น โดยวิทยานิพนธ์นี้ออกแบบชั้นวางซ้อนชั้นเดียวซึ่งมีพื้นฐานการออกแบบที่เหมาะสมจากพื้นผิวเลือกความถี่

โครงสร้าง Mushroom-like EBG ถูกวางล้อมรอบแพทช์ของสายอากาศและชั้นวางซ้อนวางเหนือสายอากาศด้วยระยะที่ขึ้นกับเฟสการสะท้อนของชั้นวางซ้อนและเฟสการสะท้อนของโครงสร้าง Mushroom-like EBG บนสายอากาศ โดยทั่วไปโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีคุณสมบัติเป็นพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์ คุณสมบัติดังกล่าวทำให้โครงสร้าง Mushroom-like EBG สามารถลดการแพร่กระจายคลื่นพื้นผิวและทำให้สายอากาศมีสัญญาณต่ำเมื่อเทียบกับสายอากาศที่ใช้งานร่วมกับชั้นวางซ้อนโดยไม่มีโครงสร้าง Mushroom-like EBG

จากงานวิจัยที่มีมาก่อน [6],[7] ได้มีการศึกษาสายอากาศที่ใช้งานร่วมกับโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง FSS พบว่าโครงสร้าง Mushroom-like EBG สามารถกำจัด การแพร่กระจายคลื่นพื้นผิวจากสายอากาศได้ด้วยคุณสมบัติพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและโครงสร้าง FSS ที่นำมาใช้งานเป็นชั้นวางซ้อนสามารถบังคับคลื่นที่แพร่กระจายจากสายอากาศทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงขึ้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการนำโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง FSS มาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปเพื่อทำการเพิ่มสมรรถนะให้กับสายอากาศ โดยเฉพาะแบนด์วิดท์และอัตราขยายที่เป็นข้อดีของสายอากาศไมโครสตริป

1.2 วัตถุประสงค์และขอบเขตการวิจัย

วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้เพื่อการศึกษา วิเคราะห์ ออกแบบ สร้างและทดสอบของสายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อน ในขั้นตอนการจำลองผลโดยใช้โปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® ทำการออกแบบชั้นวางซ้อนด้วยโครงสร้าง FSS ให้มีคุณสมบัติเป็นตัวสะท้อนที่สูงเพื่อเป็นการเพิ่มบริเวณการแพร่กระจายคลื่นและให้มีสัมประสิทธิ์การส่งผ่านในย่านความถี่ที่กำหนดสำหรับการบังคับคลื่นให้แพร่กระจายสู่อากาศทำให้สายอากาศมีสภาพเจาะจงทิศทางสูงและโครงสร้าง Mushroom-like EBG ให้มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงเพื่อกำจัดการแพร่กระจายคลื่นพื้นผิวบนสายอากาศและให้มีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์เพื่อเป็นการลดระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนทำให้สายอากาศมีสัญญาณต่ำ การพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นโดยนำทฤษฎีดังกล่าวมาใช้งานร่วม โดยสายอากาศถูกออกแบบให้มีย่านความถี่ที่ 2.4 ถึง 2.484 GHz เหมาะสมกับการนำไปใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) และทำการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น อัตราขยายและประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นเปรียบเทียบกับสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิม โครงสร้างสายอากาศสร้างจากวัสดุที่สามารถหาซื้อได้ง่ายและราคาไม่สูง ส่วนขนาดโดยรวมของสายอากาศถูกออกแบบให้มีขนาดกะทัดรัด สัญญาณต่ำและเหมาะสำหรับการนำไปใช้งานและติดตั้งได้หลากหลายการประยุกต์ใช้งาน สำหรับการศึกษาและออกแบบโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง FSS ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป เพื่อให้สายอากาศมีสมรรถนะสูงและมีคุณสมบัติที่ดีเหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้งานต่างๆ ต่อไป

ตารางที่ 1.1 ความต้องการของสายอากาศเบื้องต้น

ย่านความถี่	2.400-2.484 GHz (Wireless LAN)
ขนาดของสายอากาศ (มากที่สุด)	$2\lambda_g \times 2\lambda_g \times \lambda / 4$ (กว้าง×ยาว×สูง)
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น	แบบทิศทางเดียว - ล่าคลื่นแคบ - ล่าคลื่นด้านหลังต่ำ
อัตราขยาย	มากกว่า 7 dBi

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน คือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย วัตถุประสงค์การศึกษาขอบเขตการวิจัย และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไมโครสตริป การเกิดคลื่นพื้นผิวบนสายอากาศไมโครสตริป พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง อภิวัด การวิเคราะห์โครงสร้างรายคาบ โครงสร้าง EBG การวิเคราะห์โครงสร้าง EBG ชั้นวางซ้อน พื้นผิวเลือกความถี่และสายอากาศที่มีโครงสร้าง HIS และ FSS

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการและการออกแบบโครงสร้าง Mushroom-like EBG จำลองผลบนโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® และทำการศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

บทที่ 4 กล่าวถึงหลักการและการออกแบบพื้นผิวเลือกความถี่ จำลองผลบนโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® ทำการศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆของพื้นผิวเลือกความถี่แบบลูบสีเหลี่ยมและแบบตัดแปลง เพื่อให้ได้ขนาดของพื้นผิวเลือกความถี่ที่เหมาะสมสำหรับนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศ

บทที่ 5 กล่าวถึงหลักการพิจารณาเมื่อมีการนำพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่มาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป ทำการจำลองผลบนโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® และทดสอบผลต่างๆเช่น สัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น อัตราขยายและประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากสายอากาศดังกล่าวกับสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมเพื่อศึกษาถึงผลกระทบของพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่ที่มีผลต่อสายอากาศและทำการปรับค่าตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศดังกล่าวมีอัตราขยายและประสิทธิภาพที่สูงที่สุด

บทที่ 6 กล่าวถึงข้อสรุปเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนการดำเนินงานในการออกแบบพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง ชั้นวางซ้อน การนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป การเปรียบเทียบสมรรถนะของสายอากาศและแนวทางการพัฒนาต่อ

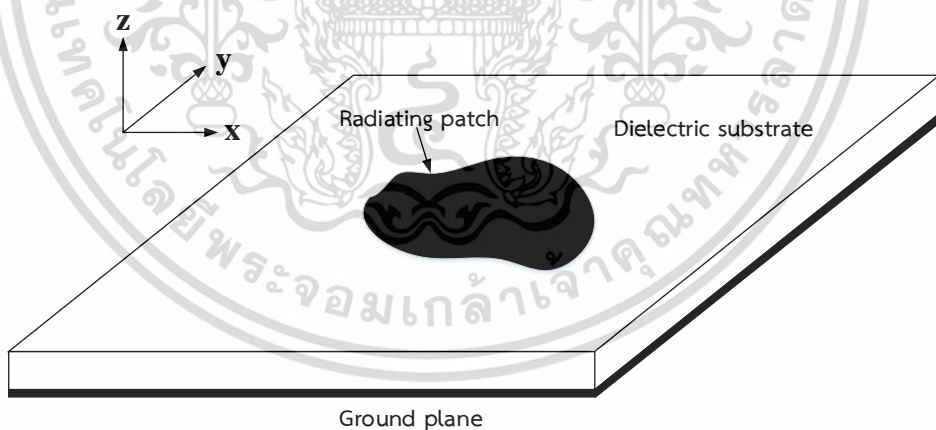
บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริป การเกิดคลื่นพื้นผิวบนสายอากาศไมโครสตริป พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง อภิวัด การวิเคราะห์โครงสร้างรายคาบ โครงสร้าง EBG การวิเคราะห์โครงสร้าง EBG ชั้นวางซ้อน พื้นผิวเลือกความถี่และสายอากาศที่มีโครงสร้าง HIS และ FSS

2.1 สายอากาศไมโครสตริป

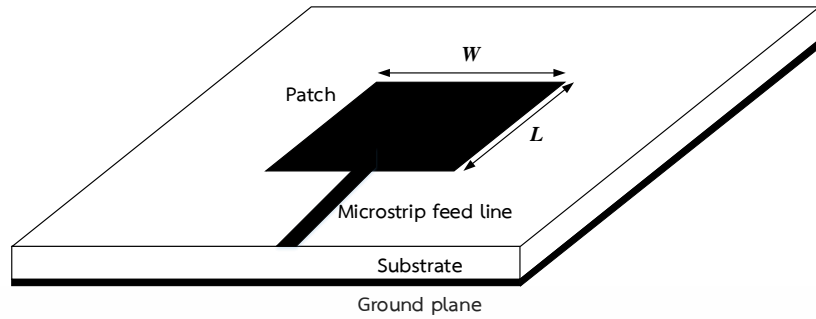
สายอากาศไมโครสตริปได้ถูกนำไปใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบสื่อสารไร้สาย เช่น ระบบโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย (Wireless LAN) ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ หรือการสื่อสารบนยานพาหนะ เนื่องจากสายอากาศไมโครสตริปมีขนาดกะทัดรัด น้ำหนักเบา สัมบูรณ์ต่ำและสามารถสร้างได้ง่าย รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งประกอบด้วยแผ่นตัวนำที่เป็นองค์ประกอบในการแพร่กระจายคลื่นและแผ่นตัวนำที่ทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์โดยมีวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกอยู่ระหว่างกลาง โดยทั่วไปแผ่นตัวนำที่ทำหน้าที่ในการแพร่กระจายคลื่นจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม วงกลม วงรี เส้นสตริป (Strip line) หรือรูปร่างอื่นๆ ซึ่งแผ่นตัวนำจะมีความหนาน้อยมาก ($t \ll \lambda_0$) เมื่อ λ_0 คือความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระ (free space) วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกโดยทั่วไปจะมีความหนาอยู่ที่ $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$



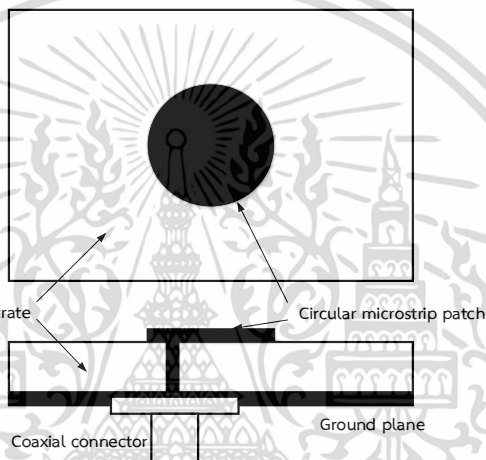
รูปที่ 2.1 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป

วัสดุฐานรองที่สามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปมีอยู่ด้วยกันหลายชนิด โดยทั่วไปค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองจะอยู่ระหว่าง $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ถ้าต้องการสายอากาศที่มีสมรรถนะที่ดีกว่า มีช่วงกว้างความถี่ที่มากกว่า ควรเลือกใช้วัสดุฐานรองที่หนาและมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่ต่ำแต่สายอากาศก็จะมีองค์ประกอบที่ใหญ่ขึ้น ส่วนวัสดุฐานรองที่บางและมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่สูงเหมาะกับการนำไปใช้งานทางด้านวงจรไมโครเวฟเนื่องจากสนามบริเวณขอบ (bound field) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

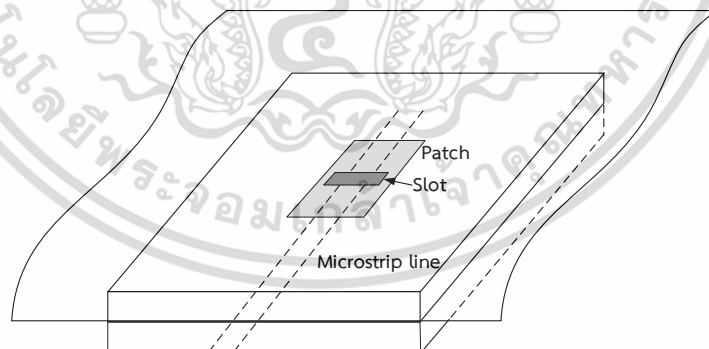
หนาแน่นทำให้การแพร่กระจายคลื่นและการเชื่อมต่อรวม (Coupling) ที่ไม่ต้องการลดลงทำให้สายอากาศมีองค์ประกอบที่เล็กแต่สายอากาศจะมีประสิทธิภาพที่ต่ำและช่วงกว้างความถี่ที่แคบ



(ก)



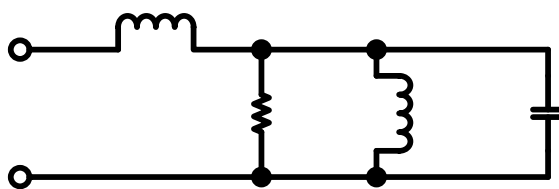
(ข)



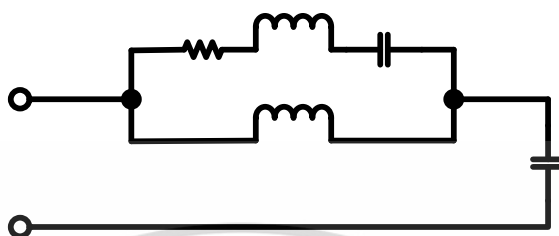
(ค)

รูปที่ 2.2 วิธีการกระตุ้นของสายอากาศไมโครสตริปแบบ (ก) เส้นไมโครสตริป (ข) โพรบโคแอกเซียล (ค) เชื่อมต่อรวมช่องเปิด [8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



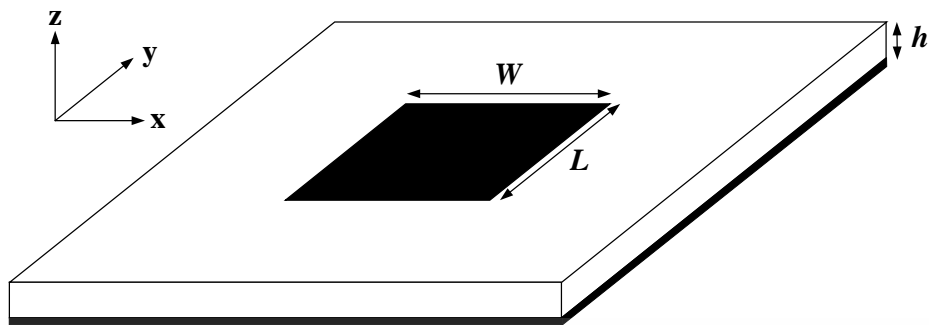
(ข)

รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของวิธีการกระตุ้นของสายอากาศไมโครสตริบแบบ (ก) เส้นไมโครสตริบและ โพรบโคแอกเซียล (ข) เชื่อมต่อร่วมช่องเปิด [8]

รูปที่ 2.2 แสดงวิธีการกระตุ้นของสายอากาศไมโครสตริบมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี สำหรับวิธีที่ได้รับความนิยมนั้นได้แก่ เส้นไมโครสตริบ (Microstrip line) โพรบโคแอกเซียล (Coaxial probe) และเชื่อมต่อร่วมช่องเปิด (Aperture coupling) รูปที่ 2.3 แสดงวงจรสมมูลของวิธีการกระตุ้นของสายอากาศไมโครสตริบ โดยทั่วไปความกว้างของเส้นไมโครสตริบจะมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับขนาดของแผ่นตัวนำ การสร้างเส้นไมโครสตริบสามารถสร้างและแมตซ์ได้ง่าย แต่จะมีคลื่นพื้นผิวเกิดขึ้นและการแพร่กระจายคลื่นรบกวนมากขึ้นในกรณีทีวัสดุฐานรองมีความหนาเพิ่มขึ้น ในขณะที่การกระตุ้นด้วยโพรบโคแอกเซียลตัวนำด้านในของสายโคแอกเซียลถูกเชื่อมต่อกับแผ่นตัวนำที่แพร่กระจายคลื่นส่วนตัวนำด้านนอกจะถูกเชื่อมต่อกับระนาบกราวด์ การกระตุ้นแบบโพรบโคแอกเซียลสามารถสร้างและแมตซ์ได้ง่ายเช่นเดียวกันแต่จะมีการแพร่กระจายของคลื่นรบกวนที่ต่ำและช่วงกว้างความถี่แคบ ทั้งวิธีการกระตุ้นด้วยเส้นไมโครสตริบและโพรบโคแอกเซียลจะมีลักษณะโครงสร้างที่ไม่สมมาตรทำให้เกิดโหมดลำดับสูงและการแพร่กระจายคลื่นโพลาริไซซ์ไขว้เกิดขึ้น การแก้ไขปัญหาดังกล่าววิธีการเชื่อมต่อร่วมช่องเปิดจึงถูกนำมาใช้แต่เป็นวิธีที่สร้างยากที่สุดในวิธีที่กล่าวมาและยังให้ช่วงกว้างความถี่แคบเช่นกัน วิธีการเชื่อมต่อร่วมช่องเปิดจะประกอบด้วยวัสดุฐานรองสองชั้นและถูกแยกออกจากกันโดยระนาบกราวด์ โดยด้านล่างสุดของวัสดุฐานรองมีเส้นไมโครสตริบเป็นตัวกระตุ้นพลังงานทำให้เกิดการเชื่อมต่อไปยังแผ่นตัวนำผ่านช่องเปิดบนระนาบกราวด์

แผ่นตัวนำที่ใช้แพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริบที่ได้รับความนิยมและนำมาใช้งานบ่อยในทางปฏิบัติคือรูปสี่เหลี่ยมและรูปวงกลม แผ่นรูปสี่เหลี่ยมมีการวิเคราะห์ออกแบบที่ง่ายกว่า ดังนั้นสายอากาศไมโครสตริบแบบแผ่นสี่เหลี่ยมถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้และถูกนำมาปรับปรุงเพื่อเพิ่มสมรรถนะในขั้นตอนถัดไป

2.2 สายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยม



รูปที่ 2.4 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยม

รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมซึ่งเป็นแผ่นตัวนำรูปแบบหนึ่ง ที่นิยมใช้งาน โครงสร้างของสายอากาศจะประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำรูปสี่เหลี่ยมกว้าง W ยาว L ความหนาของวัสดุฐานรอง h และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ϵ_r อยู่ตรงกลางระหว่างแผ่นตัวนำกับระนาบกราวด์

การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นสี่เหลี่ยมจะพิจารณาจากผลกระทบของแนวขอบ ค่าทางไฟฟ้าของแผ่นตัวนำจะมีค่ามากกว่าขนาดทางกายภาพ สำหรับหลักการระนาบสนามไฟฟ้าระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำกับขอบของสายอากาศในแต่ละด้าน ΔL จะเป็นฟังก์ชันของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล ϵ_{reff} และอัตราส่วนระหว่างความกว้างต่อความหนา (W/h) ความสัมพันธ์โดยประมาณของค่าออร์มอลไลซ์ ΔL ในทางปฏิบัติ คือ

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.1)$$

ดังนั้นค่าความยาวของแผ่นตัวนำจะถูกขยายด้วย ΔL ในแต่ละด้าน ความยาวประสิทธิผลของแผ่นตัวนำคือ

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (2.2)$$

เมื่อ L คือความยาวของแผ่นตัวนำที่ขนาดครึ่งความยาวคลื่น

สำหรับโหมดโดมิแนนท์ TM_{010} ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปเป็นฟังก์ชันของความยาวแสดงได้ดังนี้

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ v_0 คือความเร็วแสงในช่องว่างอิสระ ดังนั้นสมการที่ 2.3 ไม่พิจารณาแนวขอบซึ่งจะต้องดัดแปลงโดยรวมผลกระทบของขอบและสามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = \frac{1}{2(L + \Delta L) \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \quad (2.4ก)$$

$$(f_{rc})_{010} = q \frac{1}{2L \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = q \frac{v_0}{2L \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.4ข)$$

เมื่อ

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \quad (2.4ข)$$

ตัวประกอบ q อ้างอิงตามตัวประกอบแนวขอบ (fringe factor) หรือตัวประกอบการลดลงของความยาว เมื่อความหนาของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น แนวขอบก็จะเพิ่มขึ้นตามทำให้เกิดการแยกขนาดใหญ่ระหว่างสนามที่ขอบแพร่กระจายและความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่ำกว่า

สำหรับประสิทธิภาพตัวแพร่กระจายค่าความกว้างในทางปฏิบัติที่ทำให้มีประสิทธิภาพในการแพร่กระจายที่ดีที่สุดคือ

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.5)$$

จากสมการที่ 2.4ก ค่าความยาวของแผ่นตัวนำสามารถแสดงได้ดังนี้

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} - 2\Delta L = \frac{v_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (2.6)$$

โดยที่ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเกิดจากวัสดุที่ไม่เป็นเนื้อเดียวกันมีค่าอยู่ระหว่าง $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$ ถ้าวัสดุฐานรองมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกมากกว่า 1 มาก ($\epsilon_r \gg 1$) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะเข้าใกล้ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่ถูกต้อง โดยค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลมีค่าใกล้เคียงค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ค่าเริ่มต้นที่ความถี่ต่ำของค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะถูกอ้างอิงตามค่าสถิตย์ (static values) โดยพิจารณาที่กรณี $W/h > 1$ ดังนี้

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (2.7)$$

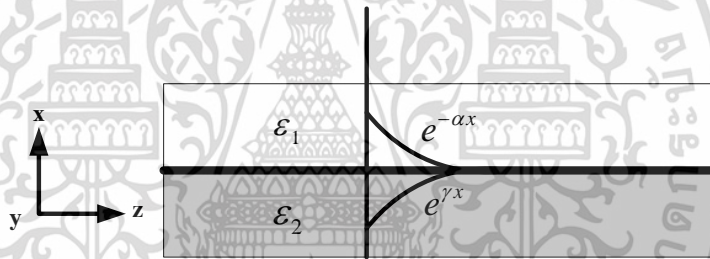
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 คลื่นพื้นผิว

สายอากาศไมโครสตริบเมื่อมีการแพร่กระจายคลื่นจากแผ่นตัวนำจะมีคลื่นบางส่วนที่แพร่กระจายไปตามวัสดุฐานรองซึ่งจะถูกเรียกว่าคลื่นพื้นผิว คลื่นพื้นผิวเป็นปัญหาหลักของสายอากาศไมโครสตริบเนื่องจากผลกระทบของคลื่นพื้นผิวทำให้สายอากาศเกิดการลดทอนประสิทธิภาพและอัตราขยาย

คลื่นพื้นผิวสามารถแสดงได้ในหลากหลายรูปแบบที่แตกต่างกัน เช่นในกรณีของเลนส์จะถูกเรียกว่าพลาสมอนพื้นผิว (Surface Plasmons) ในคลื่นวิทยุจะถูกเรียกว่ากระแสเชิงพื้นผิว วิธีการหนึ่งที่จะได้รับคุณสมบัติในการแก้ปัญหาคลื่นที่มีการลดลงแบบเอ็กโพเนนเชียลไปจากรอยต่อไดอิเล็กตริก พบว่าคลื่นดังกล่าวปรากฏบนวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่ไม่เป็นบวกเช่นโลหะและคลื่นดังกล่าวนี้จะถูกพบบนวัสดุที่ถูกกำหนดค่าพื้นผิวอิมพีแดนซ์ประสิทธิผล ในกรณีของโลหะพื้นผิวอิมพีแดนซ์จะถูกกำหนดโดยค่าความลึกผิว ค่าความลึกผิวเทียบเท่าคลื่นพื้นผิวที่อยู่ลึกในผิววัสดุ ดังนั้นคลื่นพื้นผิวจะถูกเปรียบเสมือนเป็นกระแสเชิงพื้นผิวธรรมดา

2.3.1 รอยต่อไดอิเล็กตริก



รูปที่ 2.5 คลื่นพื้นผิวบนรอยต่อระหว่างตัวกลางสองชนิดที่แตกต่างกัน

คลื่นพื้นผิวสามารถเกิดขึ้นบนรอยต่อระหว่างตัวกลางสองชนิดที่แตกต่างกัน เช่นโลหะกับอากาศ สำหรับคุณสมบัติของคลื่นพื้นผิวบนรอยต่อทั่วไปจะเริ่มจากวัสดุสองชนิดที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกที่แตกต่างกันคือ ϵ_1 และ ϵ_2 พื้นผิวในระนาบ yz โดยวัสดุที่ 1 อยู่ในทิศทาง x และวัสดุที่ 2 อยู่ในทิศทาง $-x$ ดังแสดงในรูปที่ 2.5

สำหรับคลื่นที่อยู่บนขอบเขตพื้นผิวที่ลดลงในทิศทาง x ด้วยค่าคงที่ α และในทิศทาง $-x$ ด้วยค่าคงที่ γ โดยเริ่มพิจารณาคลื่นพื้นผิว TM ซึ่ง $E_y = 0$ สนามไฟฟ้าในวัสดุที่ 1 จะมีรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} E_x &= Ae^{-jkz-\alpha x} \\ E_y &= 0 \\ E_z &= Be^{-jkz-\alpha x} \end{aligned} \quad (2.8)$$

สนามไฟฟ้าในวัสดุที่ 2 จะมีรูปแบบดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} E_x &= Ce^{-jkz+\gamma x} \\ E_y &= 0 \\ E_z &= De^{-jkz+\gamma x} \end{aligned} \quad (2.9)$$

โดยที่ A B C และ D คือค่าคงที่ จากสมการแมกซ์เวลล์

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{B} &= \frac{\epsilon_r}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \\ \nabla \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.10)$$

เมื่อทำการเคิร์ลในสมการที่ 2.10 จะได้

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -\epsilon_r \frac{\omega^2}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (2.11)$$

โดยอนุพันธ์ของสนามไฟฟ้าทั้งสองด้านในทิศ y เป็นศูนย์ ดังนั้นผลของเคิร์ลในสมการที่ 2.11 แสดงได้ดังนี้

$$\left(-\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial x \partial z} \right) \hat{a}_x + \left(-\frac{\partial^2 E_x}{\partial x \partial z} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} \right) \hat{a}_z = \epsilon \frac{\omega^2}{c^2} (E_x \hat{a}_x + E_z \hat{a}_z) \quad (2.12)$$

นำสมการที่ 2.8 มาแทนในสมการที่ 2.12 จะได้สมการของสนามเหนือพื้นผิวดังนี้

$$\begin{aligned} k^2 A + jk\alpha B &= \epsilon_1 \frac{\omega^2}{c^2} A \\ jk\alpha A - \alpha^2 B &= \epsilon_1 \frac{\omega^2}{c^2} B \end{aligned} \quad (2.13)$$

เช่นเดียวกัน เมื่อนำสมการที่ 2.9 มาแทนในสมการที่ 2.12 จะได้สมการของสนามเหนือพื้นผิวดังนี้

$$\begin{aligned} k^2 C - jk\gamma D &= \epsilon_2 \frac{\omega^2}{c^2} C \\ -jk\gamma C - \gamma^2 D &= \epsilon_2 \frac{\omega^2}{c^2} D \end{aligned} \quad (2.14)$$

สนามไฟฟ้าสัมผัสและสนามไฟฟ้าการกระจัดแนวฉากจะมีความต่อเนื่องไปทั่วรอยต่อ ตามที่ระบุโดยเงื่อนไขขอบเขตดังนี้

$$\begin{aligned} A &= C \\ \epsilon_1 B &= \epsilon_2 D \end{aligned} \quad (2.15)$$

จากสมการที่ 2.13 ถึง 2.15 สามารถหาค่าเวกเตอร์คลื่น k และค่าคงที่การลดทอน α และ γ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\epsilon_1 \epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.16)$$

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{-\epsilon_1^2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.17)$$

$$\gamma = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{-\epsilon_2^2}{\epsilon_1 + \epsilon_2}} \quad (2.18)$$

สมการนี้อธิบายคลื่นพื้นผิวบนรอยต่อทั่วไประหว่างวัสดุไดอิเล็กตริกสองชนิดที่แตกต่างกัน ถ้ากำหนดให้วัสดุตัวที่หนึ่งเป็นช่องว่างอิสระ ($\epsilon_1 = 1$) วางอยู่บนวัสดุตัวที่สอง สามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\epsilon}{1 + \epsilon}} \quad (2.19)$$

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{-1}{1 + \epsilon}} \quad (2.20)$$

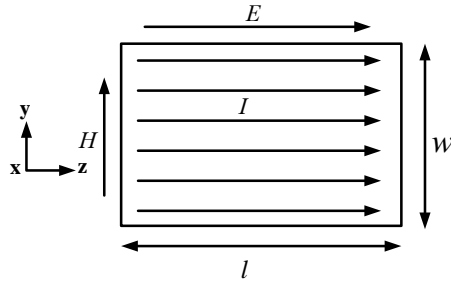
$$\gamma = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{-\epsilon^2}{1 + \epsilon}} \quad (2.21)$$

จากสมการดังกล่าวพบว่าคลื่นพื้นผิว TM ไม่เกิดขึ้นบนวัสดุที่ไม่ใช่โลหะหรือวัสดุไดอิเล็กตริก ถ้า ϵ มีค่าเป็นบวกจะทำให้ α และ γ มีค่าเป็นจินตภาพและคลื่นจะไม่มี การลดทอนลงด้วยระยะทางบนพื้นผิว หมายความว่าคลื่นที่แพร่กระจายผ่านรอยต่อไดอิเล็กตริกคือคลื่นระนาบ แต่ถ้า ϵ มีค่าน้อยกว่า -1 หรือมีค่าเป็นจินตภาพจะทำให้เกิดคลื่นไปตามขอบเขตของพื้นผิวสอดคล้องกับสมการที่กล่าวมา คลื่นพื้นผิว TM สามารถเกิดขึ้นบนวัสดุโลหะหรือวัสดุอื่นๆที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเป็นลบ [9]

สำหรับการแก้ปัญหาคลื่นพื้นผิว TE ได้จากการวิเคราะห์ในข้างต้นโดยหลักการความเป็นคู่ (principle of duality) ถ้าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีการสลับเปลี่ยนและ μ สามารถแทนลงใน ϵ ได้ กระบวนการดังกล่าวข้างต้นสามารถนำมาใช้กับกรณีคลื่นพื้นผิว TE ได้

2.3.2 พื้นผิวอิมพีแดนซ์

รูปที่ 2.6 แสดงรูปทรงที่ถูกใช้ในการคำนวณพื้นผิวอิมพีแดนซ์ สำหรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเหนือพื้นผิวกว้าง w ยาว l กระแสในพื้นผิวเท่ากับการรวมสนามแม่เหล็กรอบพื้นผิว



รูปที่ 2.6 พื้นที่สี่เหลี่ยมสำหรับคำนวณพื้นผิวอิมพีแดนซ์

$$I = H_y w \quad (2.22)$$

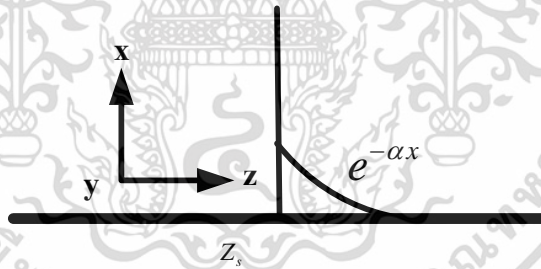
แรงดันไปตามความยาว l หาได้จากสนามแม่เหล็กที่พื้นผิว

$$V = E_z l \quad (2.23)$$

พื้นผิวอิมพีแดนซ์สามารถหาได้จากอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กที่พื้นผิว

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} = \frac{V}{I} \left(\frac{w}{l} \right) \quad (2.24)$$

ถ้าตัวประกอบ w/l เท่ากับ 1 ค่าพื้นผิวอิมพีแดนซ์ถูกกำหนดเช่นเดียวกับกฎของโอห์ม มีหน่วยเป็นโอห์มต่อพื้นที่



รูปที่ 2.7 คลื่นพื้นผิวแพร่กระจายบนพื้นผิวอิมพีแดนซ์ทั่วไป

พฤติกรรมของคลื่นพื้นผิวจะได้มาสำหรับพื้นผิวอิมพีแดนซ์ทั่วไป จากรูปที่ 2.7 พื้นผิวในระนาบ yz มีอิมพีแดนซ์ Z_s คลื่นพื้นผิวแพร่กระจายในทิศ z ด้วยสนามที่ลดทอนในทิศ x

สำหรับคลื่นพื้นผิว TM ที่มี $H_x = H_z = E_y = 0$ โดยสนามมีการลดทอนในทิศ x ด้วยค่าคงที่ α และเคลื่อนที่ไปตามทิศ z ด้วยค่าคงที่ k ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$E_z = C e^{-jkz - \alpha x} \quad (2.25)$$

H_y สามารถหาได้จากกฎของแอมแปร์

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.26)$$

ผลของเคิร์ลและอนุพันธ์ในสมการที่ 2.26 แสดงได้ดังนี้

$$j\omega\varepsilon E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (2.27)$$

แก้สมการที่ 2.27 ด้วยสมการที่ 2.25 จะได้

$$H_y = \frac{-j\omega\varepsilon}{\alpha} C e^{-jkz - \alpha x} \quad (2.28)$$

พื้นผิวอิมพีแดนซ์สำหรับคลื่นพื้นผิว TM เท่ากับ

$$Z_s(\text{TM}) = \frac{E_z}{H_y} = \frac{j\alpha}{\omega\varepsilon} \quad (2.29)$$

คลื่นพื้นผิว TM ที่เกิดบนพื้นผิวมีค่ารีแอกแตนซ์เป็นบวกหรือพื้นผิวอิมพีแดนซ์เป็นตัวเหนี่ยวนำ

สำหรับคลื่นพื้นผิว TE จะใช้การวิเคราะห์อ้างอิงจากรูปที่ 2.7 เช่นเดียวกับคลื่นพื้นผิว TM แต่สนามไฟฟ้าตามขวางจะมีทิศทางในทิศ y สนามแม่เหล็กแบบบ่วงปรากฏขึ้นบนพื้นผิวในระนาบ xz จากรูปแบบของสนามแม่เหล็ก

$$H_z = C e^{-jkz - \alpha x} \quad (2.30)$$

สนามไฟฟ้าสามารถหาได้จากกฎของฟาราเดย์

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (2.31)$$

ผลอนุพันธ์ของสนามที่ไม่เป็นศูนย์แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} = -j\omega\mu H_z \quad (2.32)$$

แก้สมการที่ 2.32 ด้วยสมการที่ 2.30 จะได้

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{\alpha} C e^{-jkz - \alpha x} \quad (2.33)$$

สำหรับค่าพื้นผิวอิมพีแดนซ์ที่ถูกต้องการพิจารณาด้วยกฎขวามือและสนามเวกเตอร์ในธรรมชาติเป็นสิ่งสำคัญ พื้นผิวอิมพีแดนซ์เท่ากับอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าต่อสนามแม่เหล็กด้วยทิศทางที่สอดคล้องกับคลื่นกระทบบนพื้นผิวจากภายนอก เพื่อให้พื้นผิวมีการดูดซับจะมีค่าความเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้านทานเป็นบวก ในขณะที่พื้นผิวมีอัตราการสะท้อนที่มีค่าความต้านทานเป็นลบ ดังนั้นพื้นผิวอิมพีแดนซ์จากคลื่น TE แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$Z_s = \frac{-E_y}{H_z} \quad (2.34)$$

ความแตกต่างระหว่างคลื่น TM และ TE สามารถแสดงเป็นคลื่นระนาบที่ตกกระทบวัสดุดูดซับ คลื่น TE จะมีการโพลาไรซ์ E_y ส่วนคลื่น TM จะมีการโพลาไรซ์ E_z การเกิดขึ้นของเครื่องหมายลบเกิดขึ้นจากการระบบพิกัดหมุนรอบแกน x

$$\begin{aligned} y &\rightarrow z \\ z &\rightarrow -y \end{aligned} \quad (2.35)$$

ดังนั้นพื้นผิวอิมพีแดนซ์ของคลื่น TE จะได้ว่า

$$Z_s(\text{TE}) = \frac{-j\omega\epsilon}{\alpha} \quad (2.36)$$

คลื่นพื้นผิว TE มีค่ารีแอกแตนซ์เป็นลบหรือพื้นผิวอิมพีแดนซ์เป็นตัวเก็บประจุ

2.4 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง

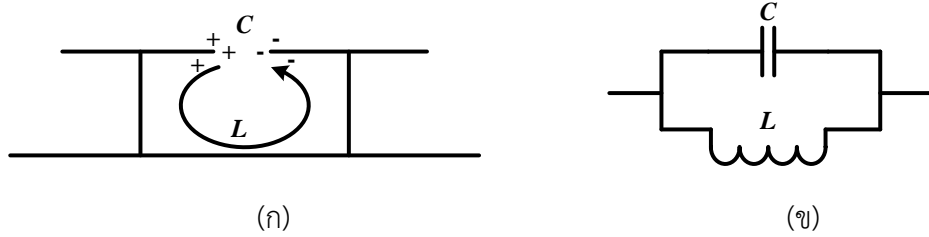
พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (High-impedance surface, HIS) ประกอบด้วยโลหะเรียงแถวที่ยื่นออกมาจากโลหะแบบแผ่น ในส่วนโลหะที่ยื่นออกจะถูกจัดเรียงในระนาบสองมิติมีลักษณะคล้ายเห็นพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงโดยทั่วไปจะสร้างจากแผ่นวงจรมิพ โดยด้านล่างของแผ่นวงจรมิพเป็นระนาบกราวด์โลหะและด้านบนประกอบด้วยแผ่นโลหะเรียงแถวขนาดเล็ก ($\ll \lambda$) ดังแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงที่สร้างจากแผ่นวงจรมิพ

จากรูปที่ 2.8 จะพบว่าแผ่นโลหะด้านบนจะถูกเชื่อมต่อกับระนาบกราวด์ด้านล่างด้วยแท่งโลหะเพื่อให้มีการเหนี่ยวนำไฟฟ้า เมื่อแผ่นโลหะรายคาบมีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของความถี่ที่ออกแบบ วัสดุชนิดนี้จะถูกวิเคราะห์เป็นตัวกลางประสิทธิผลที่มีอิมพีแดนซ์พื้นผิวที่ถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์วงจรที่มีองค์ประกอบกลุ่มก้อน (Lumped element) ประสิทธิภาพที่สามารถหาได้จากโครงสร้างของพื้นผิว คลื่นที่กระทบบนวัสดุทำให้เกิดสนามไฟฟ้าที่ครอบคลุมช่องว่างที่อยู่ระหว่างแผ่นโลหะเรียงแถวที่เรียงใกล้กันซึ่งสามารถอธิบายเป็นตัวเก็บประจุแบบแผ่น C กระแสที่แกว่งระหว่างแผ่นโลหะเรียงแถวที่เรียงใกล้กันเหนี่ยวนำผ่านแท่งโลหะและระนาบกราวด์สามารถอธิบาย

เป็นตัวเหนี่ยวนำแบบแผ่น L ซึ่งอยู่ในรูปของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานทำให้พฤติกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าของวัสดุจะถูกแสดงในรูปที่ 2.9 และอิมพีแดนซ์พื้นผิวสามารถแสดงดังสมการที่ 2.37



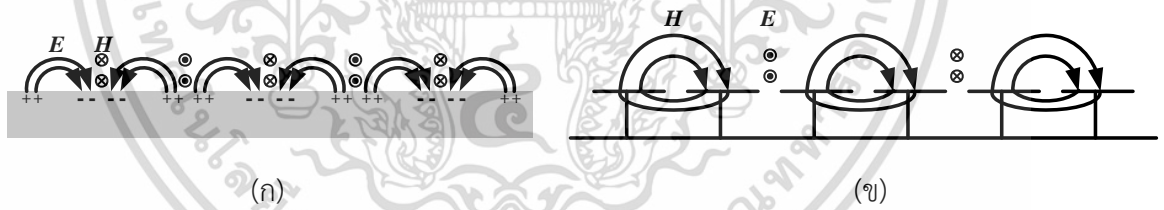
รูปที่ 2.9 พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (ก) ค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำที่เกิดจากแผ่นโลหะเรียงแถวที่เรียงใกล้กัน (ข) อิมพีแดนซ์พื้นผิวที่จำลองในรูปวงจรเรโซแนนซ์ LC แบบขนาน

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \tag{2.37}$$

ความถี่เรโซแนนซ์สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.38}$$

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์พื้นผิวจะมีความเป็นตัวเหนี่ยวนำและรองรับคลื่น TM ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์พื้นผิวจะมีความเป็นตัวเก็บประจุและรองรับคลื่น TE ดังแสดงในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 คลื่นพื้นผิว (ก) คลื่น TM บนพื้นผิวโลหะ (ข) คลื่น TE บนพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง

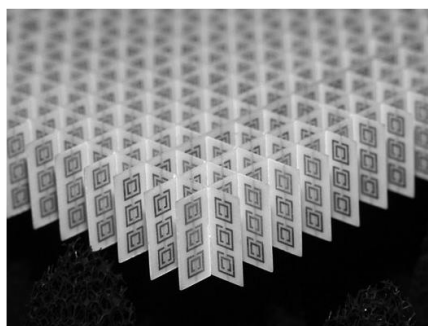
รูปที่ 2.10(ก) บนพื้นผิวโลหะสนามไฟฟ้าจะโค้งออกจากพื้นผิวและสนามแม่เหล็กจะขวางไปตามพื้นผิว รูปที่ 2.10(ข) คลื่น TE จะมีลักษณะของสนามตรงข้ามกับคลื่น TM ที่บริเวณความถี่เรโซแนนซ์อิมพีแดนซ์พื้นผิวจะมีค่าสูงมากกว่าอิมพีแดนซ์ในช่องว่างอิสระ ที่บริเวณนี้คลื่นจะไม่อยู่บนพื้นผิวแต่จะแพร่กระจายออกไปยังพื้นที่รอบๆ มีลักษณะเหมือนคลื่นรั่ว (leaky wave)

2.5 อภิวัด

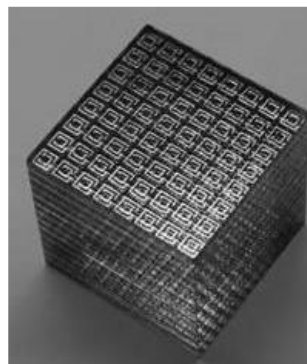
อภิวัด (Metamaterial) คือวัสดุประดิษฐ์ทางวิศวกรรมที่มีคุณสมบัติที่ไม่มีอยู่จริงในวัสดุธรรมชาติ โดยทั่วไปอภิวัดนี้จะถูกกำหนดคุณสมบัติจากโครงสร้างที่ออกแบบ ไม่ได้มีคุณสมบัติตามส่วนประกอบของเนื้อวัสดุ อภิวัดเป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่ถูกออกแบบขึ้นอย่างเหมาะสมเพื่อให้สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กกระทำปฏิกิริยาเพื่อให้เกิดคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามต้องการ ซึ่งคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่กล่าวถึงคือ ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Electric permittivity, ϵ) ค่าความซาบซึมทางแม่เหล็ก (Magnetic permeability, μ) และค่าดัชนีหักเหของแสง (Refractive index, n) โดยวัสดุทั่วไปในธรรมชาติจะมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ค่าความซาบซึมทางแม่เหล็กและค่าดัชนีหักเหของแสงเป็นบวกซึ่งเกิดจากอะตอมของเนื้อวัสดุนั้นๆทำปฏิกิริยากับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

อภิวัดเกิดจากการศึกษาวัสดุหลากหลายรูปแบบเพื่อให้ได้คุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามต้องการ เช่น

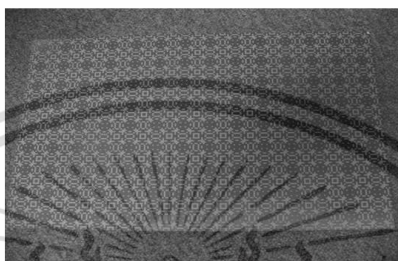
- วัสดุแบบ DNG (Double Negative Materials) วัสดุที่ประกอบด้วยค่าสภาพยอมไฟฟ้าและค่าความซาบซึมทางแม่เหล็กที่เป็นลบ
- วัสดุแบบ LH (Left-Handed Materials) วัสดุที่ภายในมีทิศทางสนามไฟฟ้า ทิศทางสนามแม่เหล็กและทิศทางการแพร่กระจายที่มีผลตอบสนองสัมพันธ์ในทิศทางซ้ายมือ
- วัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นลบ (Negative Refractive Index; NRI materials)
- วัสดุแบบ Magneto (Magneto Materials) สำหรับควบคุมค่าความซาบซึมทางไฟฟ้าที่สูง
- พื้นผิวอ่อนและแข็ง (Soft and Hard surfaces) เพื่อทำการหยุดหรือรองรับการแพร่กระจายคลื่น
- พื้นผิวที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance Surfaces) ซึ่งมีอิมพีแดนซ์ของพื้นผิวที่มากสำหรับคลื่น TE และ TM
- วัสดุแบบตัวนำแม่เหล็กเทียม (Artificial Magnetic Conductors Materials) เพื่อต้องการให้ได้คุณสมบัติตามแบบตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์



Left-handed metamaterial



Metamaterial cube



EBG metamaterial

รูปที่ 2.11 อภิวัดในหลายรูปแบบ

วัสดุที่ได้มีการศึกษาจะมีค่าคุณลักษณะทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่น่าสนใจ เช่น วัสดุแบบ DNG จะมีการแสดงผลที่เหมือนกับคุณสมบัติของวัสดุแบบ LH และวัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นลบ วัสดุที่เป็นโลหะแบบลูกฟูกซึ่งสามารถทำเป็นพื้นผิวแบบอ่อนและพื้นผิวแบบแข็งโดยที่พื้นผิวแบบอ่อนใช้สำหรับการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางตามแนวยาวและพื้นผิวแบบแข็งใช้สำหรับการแพร่กระจายคลื่นในทิศทางตามแนวขวางเป็นต้น นอกจากนี้ โครงสร้างแบบรายคาบที่มีสายนำสัญญาณอาจแสดงในหนึ่งย่านความถี่ตามคุณสมบัติของวัสดุแบบ LH และในย่านความถี่อื่น ตามคุณสมบัติของแถบช่องว่าง จากคุณสมบัติของวัสดุที่กล่าวมาในเบื้องต้น สามารถนำมาประยุกต์ในงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและสายอากาศได้หลากหลายรูปแบบ

อภิวัดแบบช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG Metamaterials) เป็นอภิวัดที่มีการสร้างแบบรายคาบ โครงสร้างที่เป็นฉนวน มีการสูญเสียต่ำ และมีคุณภาพสูง ช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของโพตอนซึ่งมีลักษณะเหมือนกับวัสดุเซมิคอนดักเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของอิเล็กตรอน [10]

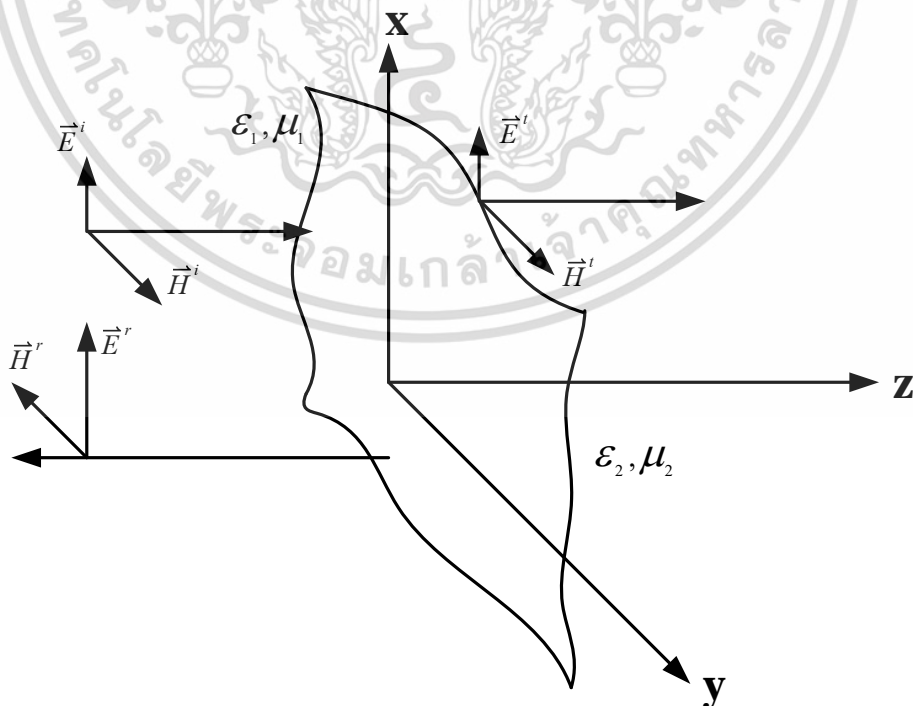
อภิวัดแบบช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าถูกออกแบบให้มีการกีดขวางการหรือบังคับแพร่กระจายคลื่นในย่านความถี่ที่ออกแบบโดยจุดเด่นของอภิวัดชนิดนี้คือสามารถควบคุมการแพร่กระจายของคลื่นตามเนื้อวัสดุ และสามารถควบคุมทิศทางการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และสามารถออกแบบให้มีแถบช่องว่างแม่เหล็กไฟฟ้าในความถี่ที่ต้องการได้

อภิวัดแบบช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นวิธีการใหม่ที่น่าเอาความแตกต่างทางคุณสมบัติของไดอิเล็กตริกมาใช้เป็นประโยชน์เพื่อทำการปรับปรุงสมรรถนะให้ดีขึ้น โดยโครงสร้างที่มีความหลากหลายของช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าจัดเป็นคุณสมบัติพิเศษของอภิวัดชนิดนี้

2.6 การวิเคราะห์โครงสร้างราคาบ

ปัญหาในการวิเคราะห์สายอากาศมากมายที่มีการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นอนันต์ การคำนวณจะต้องอาศัยทฤษฎีที่มีการขยายเป็นอนันต์เพื่อให้ได้ผลที่สมบูรณ์ของแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจริง แต่ในทางปฏิบัติการคำนวณจะถูกลดขนาดเป็นขนาดที่จำกัดเนื่องจากทรัพยากรที่ใช้ในการคำนวณมีขนาดจำกัด เมื่อมีการแพร่กระจายคลื่นกระทบขอบเขต เงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมจำเป็นต้องดำเนินการกำจัดสนามที่มีการสะท้อน ซึ่งผลที่ตามมาคือเป็นการจำลองที่ทำให้เหมือนมีการคำนวณที่มีขอบเขตอนันต์

เงื่อนไขขอบเขตการดูดซับ (Absorbing Boundary Conditions, ABC) ต่างๆ ได้ถูกพัฒนาสำหรับวัตถุประสงค์นี้ ABC แบบใหม่มีความสามารถในการการดูดซับคลื่นที่ดี สำหรับการลดทอนถึงปราศจากการสะท้อนของการคำนวณที่มีช่วงกว้างถึง 70 dB หรือมากกว่า ABC มีการจัดแบ่งสองชนิดคือ เงื่อนไขขอบเขตการแพร่กระจายที่มีพื้นฐานจากสมการคลื่นเดินทางและ ABC อีกชนิดจะถูกเรียกว่าชั้นการแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layers, PML) เทคนิคนี้มีพื้นฐานมาจากการถูกออกแบบอย่างเหมาะสมของชั้นเทียมเพื่อดูดซับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ปราศจากการสะท้อนอย่างเห็นได้ชัด



รูปที่ 2.12 คลื่นสะท้อนและส่งผ่านเมื่อตกกระทบบนตัวกลางที่ไม่เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1 คลื่นตกกระทบตั้งฉากบนตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสีย

ตัวอย่างแบบง่ายสำหรับเงื่อนไขขอบเขตแบบ PML โดยรูปที่ 2.12 ปกติเมื่อคลื่นมีการตกกระทบบนตัวกลางที่ไม่เหมือนกัน (ค่า ϵ และ μ ต่างกัน) ย่อมทำให้เกิดคลื่นสะท้อนกลับบางส่วนและคลื่นส่งผ่านบางส่วน

รูปที่ 2.12 แสดงคลื่นสะท้อนและส่งผ่านเมื่อตกกระทบบนตัวกลางที่ไม่เหมือนกัน เมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (\vec{E}^i และ \vec{H}^i) เดินทางในตัวกลางที่ 1 ที่มีคุณสมบัติเป็น ϵ_1 และ μ_1 มาตกกระทบบนรอยต่อระหว่างตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 ที่มีคุณสมบัติเป็น ϵ_2 และ μ_2 ทำให้เกิดคลื่นสะท้อนกลับมายังตัวกลางที่ 1 บางส่วน (\vec{E}^r และ \vec{H}^r) และทำให้เกิดคลื่นส่งผ่านไปยังตัวกลางที่ 2 บางส่วน (\vec{E}^t และ \vec{H}^t) ซึ่งจะมีค่ามากน้อยขึ้นอยู่กับค่า ϵ และ μ ของตัวกลางทั้งสอง

ถ้าให้สนามไฟฟ้ามีขนาด E_0 มีทิศทางตามแนวแกน x สามารถแสดงสนามไฟฟ้าที่ตกกระทบรอยต่อบนตัวกลางที่ 1 ดังนี้

$$\vec{E}^i = \hat{a}_x E_0 e^{-j\beta_1 z} \quad (2.39)$$

ในส่วนของสนามไฟฟ้าที่สะท้อนกลับ \vec{E}^r และสนามไฟฟ้าที่ส่งผ่าน \vec{E}^t สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\vec{E}^r = \hat{a}_x \Gamma E_0 e^{j\beta_1 z} \quad (2.40)$$

$$\vec{E}^t = \hat{a}_x T E_0 e^{-j\beta_2 z} \quad (2.41)$$

เมื่อ Γ และ T เป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านคลื่นที่รอยต่อระหว่างตัวกลางทั้งสอง และเมื่อแทนสนามไฟฟ้าส่วนต่างๆในสมการแมกซ์เวลล์จะสามารถหาส่วนประกอบต่างๆของสนามแม่เหล็กได้ดังนี้

$$\vec{H}^i = \hat{a}_y \frac{E_0}{\eta_1} e^{-j\beta_1 z} \quad (2.42)$$

$$\vec{H}^r = -\hat{a}_y \Gamma \frac{E_0}{\eta_1} e^{j\beta_1 z} \quad (2.43)$$

$$\vec{H}^t = \hat{a}_y T \frac{E_0}{\eta_2} e^{-j\beta_2 z} \quad (2.44)$$

เมื่อ η_1 และ η_2 คืออิมพีแดนซ์อินทรินสิคของตัวกลางที่ 1 และ 2 ตามลำดับ และเมื่ออาศัยเงื่อนไขขอบเขตที่สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความต่อเนื่องที่บริเวณรอยต่อของตัวกลางทั้งสอง จะได้ความสัมพันธ์ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังนี้ [11]

$$1 + \Gamma = T \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{1}{\eta_1}(1+\Gamma) = \frac{1}{\eta_2}T \quad (2.46)$$

จากสมการที่ 2.45 และ 2.46 สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านได้ดังนี้

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i} = -\frac{H^r}{H^i} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (2.47)$$

$$T = \frac{E^t}{E^i} = \frac{\eta_2 H^t}{\eta_1 H^i} = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} = 1 + \Gamma \quad (2.48)$$

จากสมการที่ 2.47 และ 2.48 จะพบว่าค่า Γ และ T จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของตัวกลางทั้งสอง จากเงื่อนไขขอบเขตที่บริเวณรอยต่อ สัมประสิทธิ์การสะท้อนสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} - \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \frac{1 + \sigma^m / j\omega\mu}{1 + \sigma^e / j\omega\mu}}}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} + \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \frac{1 + \sigma^m / j\omega\mu}{1 + \sigma^e / j\omega\mu}}} \quad (2.49)$$

ในช่องว่างอิสระกำหนดให้ $\epsilon = \epsilon_0$ และ $\mu = \mu_0$ ดังนั้นจะได้

$$\frac{\sigma^m}{\mu_0} = \frac{\sigma^e}{\epsilon_0} \quad (2.50)$$

ถ้า $\eta_1 = \eta_2$ จะทำให้ไม่มีคลื่นสะท้อน ($\Gamma = 0$) หมายความว่าตัวกลางที่ 1 และ 2 มีคุณสมบัติเหมือนกันหรือเป็นตัวกลางเดียวกัน จะได้

$$\beta_2 = \beta_1 - j\sigma^e \eta_1 \quad (2.51)$$

เมื่อนำสมการที่ 2.51 แทนในสมการที่ 2.41 และ 2.44 จะได้

$$\begin{aligned} \vec{E}^t &= \hat{a}_y E_0 e^{-j\beta_1 z} e^{-\sigma^e \eta_1 z} \\ \vec{H}^t &= \hat{a}_z \frac{E_0}{\eta_1} e^{-j\beta_1 z} e^{-\sigma^e \eta_1 z} \end{aligned} \quad (2.52)$$

จากสมการที่ 2.52 พบว่าคลื่นส่งผ่านในบริเวณที่ 2 จะลดทอนด้วยเทอมเอ็กโพเนนเชียลด้วยระยะทางหนึ่งความเข้มสนามจะเท่ากับศูนย์ทำให้การคำนวณด้วยทรัพยากรสามารถจำลองด้วยการลดทอนทางธรรมชาติได้ ดังนั้นทำให้ไม่มีการสะท้อนบนรอยต่อและการลดทอนในตัวกลางที่มีการสูญเสียเป็นคุณสมบัติหลักของ PML

2.6.2 คลื่นตกกระทบตั้งฉากบนรอยต่อที่มีโครงสร้างแบบรายคาบ

สำหรับรอยต่อที่มีโครงสร้างที่เป็นอนันต์เป็นไปได้อย่างที่จะทำการจำลองผลโดยใช้การคำนวณซึ่งมีขอบเขตจำกัด โดยการคำนวณจำเป็นต้องมีการลดทอนโดยให้มีเงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสม โดย PML ถูกใช้ในการดูดซับพลังงานที่แพร่กระจายจากสายอากาศหรือตัวแพร่กระจายที่มีขนาดจำกัด แต่สำหรับการประยุกต์โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวัสดุแม่เหล็กไฟฟ้าเทียมซึ่งมีการขยายโครงสร้างของตัวเองเป็นขนาดไม่จำกัดในลักษณะรายคาบ ตัวอย่างทั่วไปเช่นพื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency Selective Surfaces, FSS) โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap Structure, EBG) และวัสดุที่มีดัชนีด้านลบคู่ (Double Negative Index Materials) PML ซึ่งมีการดูดซับคลื่นที่แพร่กระจายที่มีขนาดจำกัดจึงไม่นิยมนำมาใช้งานจึงต้องมีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตใหม่โดยการพัฒนาในการลดขั้นตอนในส่วนของการคำนวณ สำหรับวัตถุประสงคนี้เงื่อนไขขอบเขตแบบรายคาบ (Periodic Boundary Condition, PBC) ซึ่งเป็นแบบจำลองผลกระทบของการจำลองแบบรายคาบเป็นที่รู้จักในการลดขั้นตอนในส่วนของการคำนวณซึ่งจะทำการจำลองผลเพียงแค่เซลล์เดียว

สำหรับทุกๆ PBC มีการพัฒนามาบนพื้นฐานของทฤษฎี Floquet [12] สำหรับโครงสร้างรายคาบที่มีจำนวนรายคาบ p เรียงตัวในทิศทางแกน x สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ขอบเขตทั้งสองคือ $x=0$ และ $x=p$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\vec{E}(x=0, y, z) &= \vec{E}(x=p, y, z)e^{jk_x p} \\ \vec{H}(x=0, y, z) &= \vec{H}(x=p, y, z)e^{jk_x p}\end{aligned}\quad (2.53)$$

เมื่อ k_x คือค่าคงที่การแพร่กระจายและเทอมเอ็กโพเนนเชียลคือความหน่วงเฟสการแพร่กระจาย

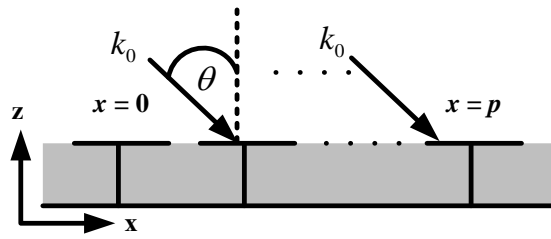
สำหรับปัญหาการกระจายค่าคงที่ k_x สามารถหาได้จากความถี่และมุมตกกระทบบน PBC โดยสามารถแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$k_x = k_0 \sin \theta = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sin \theta \quad (2.54)$$

เมื่อ k_0 คือเลขคลื่นในช่องว่างอิสระ สมการที่ 2.54 ถูกแปลงอยู่ในรูปโดเมนทางเวลาโดยใช้การแปลงฟูเรียร์จะได้

$$\begin{aligned}\vec{E}(x=0, y, z, t) &= \vec{E}(x=p, y, z, t + p \sin \theta / c) \\ \vec{H}(x=0, y, z, t) &= \vec{H}(x=p, y, z, t + p \sin \theta / c)\end{aligned}\quad (2.55)$$

เมื่อ t คือสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของเซลล์รายคาบเริ่มต้นและ $t + p \sin \theta / c$ คือค่าของสนามของเซลล์รายคาบเซลล์ตำแหน่ง p ซึ่งจะตรงข้ามกับความสัมพันธ์ในการจำลองทางโดเมนความถี่

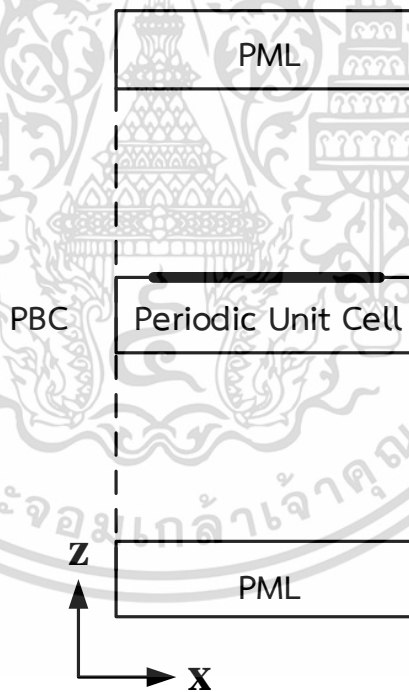


รูปที่ 2.13 คลื่นตกกระทบบนโครงสร้างรายคาบ

ในกรณีการตกกระทบแนวฉากเมื่อคลื่นระนาบตกกระทบตั้งฉากกับโครงสร้างรายคาบจากรูปที่ 2.13 โดยแทน $\theta = 0$ ในสมการที่ 2.54 ทำให้ $k_x = 0$ และนำมาแทนในสมการที่ 2.55 จะได้

$$\begin{aligned} \vec{E}(x=0, y, z, t) &= \vec{E}(x=p, y, z, t) \\ \vec{H}(x=0, y, z, t) &= \vec{H}(x=p, y, z, t) \end{aligned} \quad (2.56)$$

จากสมการที่ 2.56 พบว่า PBC ไม่จำเป็นต้องพิจารณาสนามของเซลล์รายคาบเซลล์ถัดไป ดังนั้นความซับซ้อนในสมการที่ 2.55 จะลดลงและ PBC สามารถคำนวณวิเคราะห์ได้ง่ายขึ้นโดยวิเคราะห์เพียงแค่เซลล์เดียวดังแสดงในรูปที่ 2.14

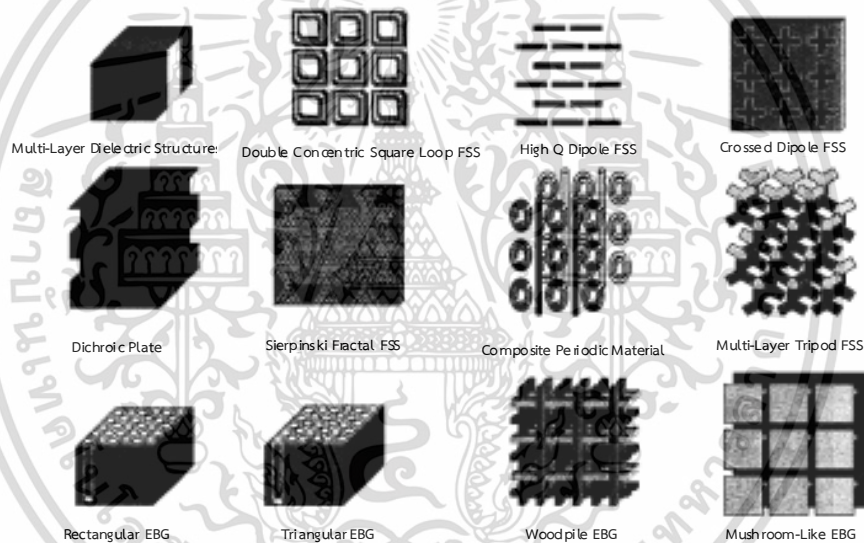


รูปที่ 2.14 การคำนวณโครงสร้างรายคาบเพียงเซลล์เดียว

2.7 โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

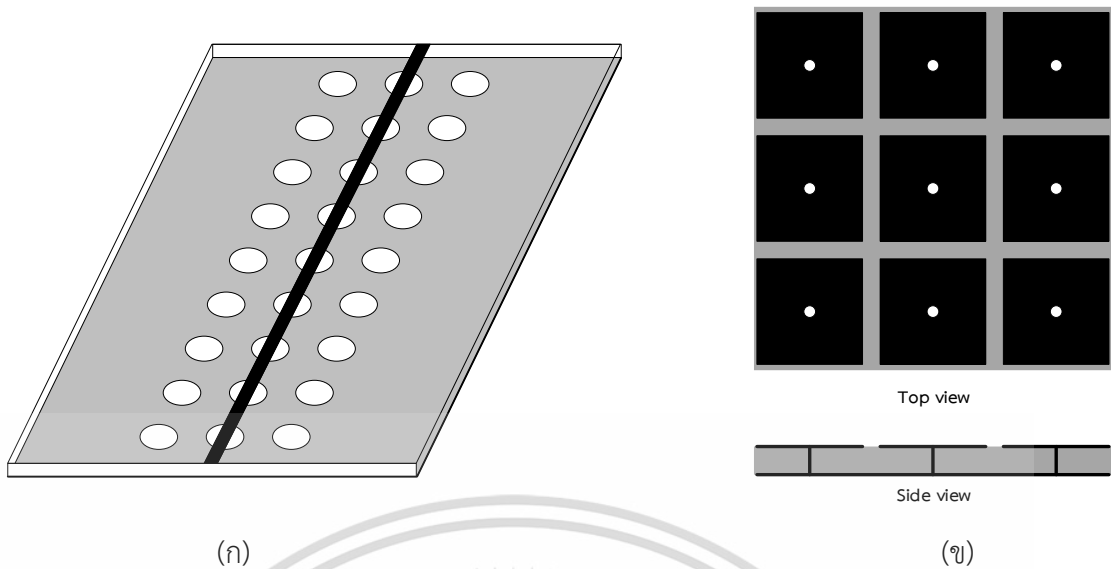
2.7.1 นิยามของโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) จัดเป็นอภิวัดชนิดหนึ่งที่ยอมรับใช้กับการประยุกต์ทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โครงสร้าง EBG เป็นโครงสร้างที่มีการเรียงตัวในลักษณะรายคาบ เมื่อโครงสร้างลักษณะนี้ทำปฏิกิริยากับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทำให้เกิดผลที่มีความน่าสนใจอย่างมาก เช่น ย่านความถี่แถบหยุด แถบผ่านและแถบช่องว่าง (band gap) มีการตั้งคำศัพท์ต่างๆ สำหรับใช้เรียกวัสดุที่มีคุณสมบัติในการประยุกต์ใช้งานในลักษณะนี้ เช่น การออกแบบตัวกรองความถี่ (Filter design) โครงสร้างแบบตาข่าย (Grating) พื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency selective surface, FSS) ผลึกแสง (Photonic crystal) และแถบช่องว่างแสง (Photonic band gap, PBG) โดยโครงสร้าง EBG รูปแบบต่างๆ ถูกแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 โครงสร้าง EBG ในรูปแบบต่างๆ

โครงสร้าง EBG จะเป็นโครงสร้างที่มีการเรียงตัวแบบรายคาบของวัสดุไดอิเล็กตริกและตัวนำที่เป็นโลหะ โดยทั่วไปโครงสร้าง EBG สามารถจัดแบ่งได้ 3 กลุ่ม โดยอาศัยการแบ่งตามรูปทรง รูปร่างของแต่ละโครงสร้าง ดังนี้ 1) โครงสร้างปริมาตรสามมิติ 2) พื้นผิวระนาบสองมิติ และ 3) สายนำสัญญาณหนึ่งมิติ

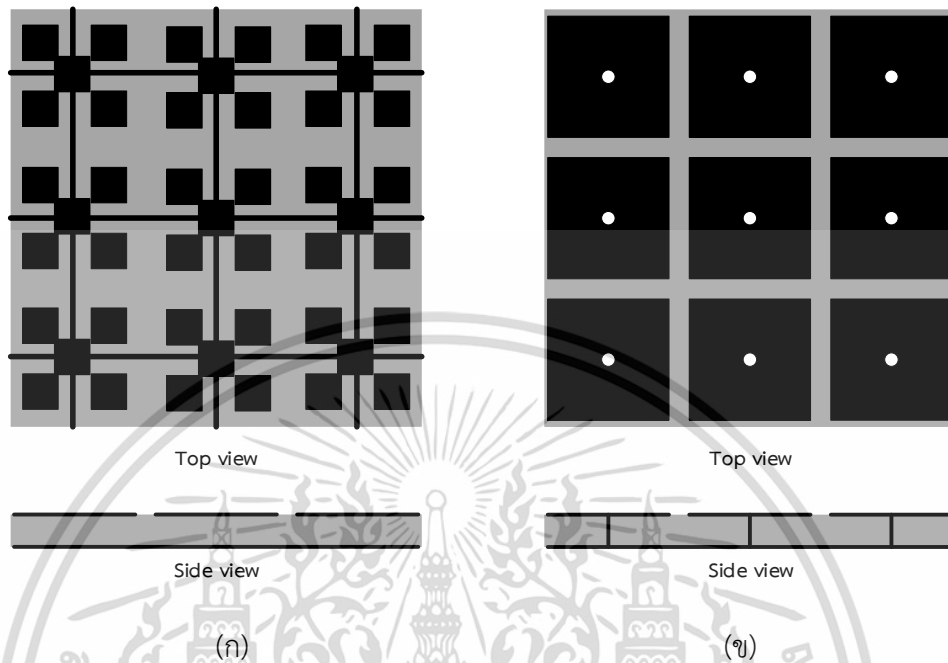


รูปที่ 2.16 รูปทรงโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (ก) สายนำสัญญาณหนึ่งมิติ (ข) พื้นผิวระนาบสองมิติ (ค) โครงสร้างปริมาตรสามมิติ

รูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างของรูปทรงโครงสร้าง EBG ในกลุ่มต่างๆ รูปที่ 2.16(ก) แสดงสายนำสัญญาณหนึ่งมิติโดยยกตัวอย่างรูปทรงแบบสายนำสัญญาณกับรูปที่เรียงตัวแบบรายคาบ (EBG Transmission Line) รูปที่ 2.16(ข) แสดงพื้นผิวระนาบสองมิติโดยยกตัวอย่างรูปทรงโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบแฉกคูนหลัก (Mushroom-Like EBG) รูปที่ 2.16(ค) แสดงโครงสร้างปริมาตรสามมิติโดยยกตัวอย่างโครงสร้างแบบโครงถัก (Woodpile EBG) แต่ละรูปจะจะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน [3] วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอโครงสร้าง EBG แบบพื้นผิวระนาบสองมิติเนื่องจากเป็นโครงสร้างที่เหมาะสมกับการนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

โดยทั่วไปโครงสร้างของพื้นผิวระนาบสองมิติจะประกอบด้วยแผ่นตัวนำรายคาบที่วางขนานกับแผ่นตัวนำโดยมีวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกอยู่ตรงกลาง จะมีการเชื่อมต่อระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองหรือไม่ก็ได้ โดยโครงสร้างที่มีการเชื่อมต่อเรียกว่าโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้างไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบไม่เชื่อมต่อเรียกว่าโครงสร้าง Uni-planar EBG ดังแสดงในรูปที่ 2.17 โดยโครงสร้าง Uni-planar EBG มีข้อดีในชั้นตอนสร้างที่ง่ายกว่าแต่มีแถบช่องว่างความถี่ที่แคบกว่าและขนาดที่ใหญ่กว่าในความถี่เดียวกันเมื่อเทียบกับโครงสร้าง Mushroom-like EBG

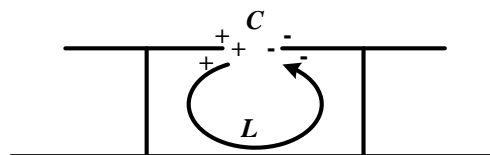


รูปที่ 2.17 โครงสร้างแบบพื้นผิวระนาบสองมิติ (ก) โครงสร้าง Uni-planar EBG (ข) โครงสร้าง Mushroom-like EBG

2.7.2 การวิเคราะห์โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

ในขั้นตอนการวิเคราะห์โครงสร้าง EBG ได้มีการวิเคราะห์ด้วยวิธีการต่างๆ สามารถแบ่งกระบวนการวิเคราะห์ได้สามวิธีดังนี้ 1) กระบวนการทางองค์ประกอบกลุ่มก้อน 2) กระบวนการสายนำสัญญาณแบบรายคาบและ 3) กระบวนการวิเคราะห์เชิงเลขแบบคลื่นเต็ม

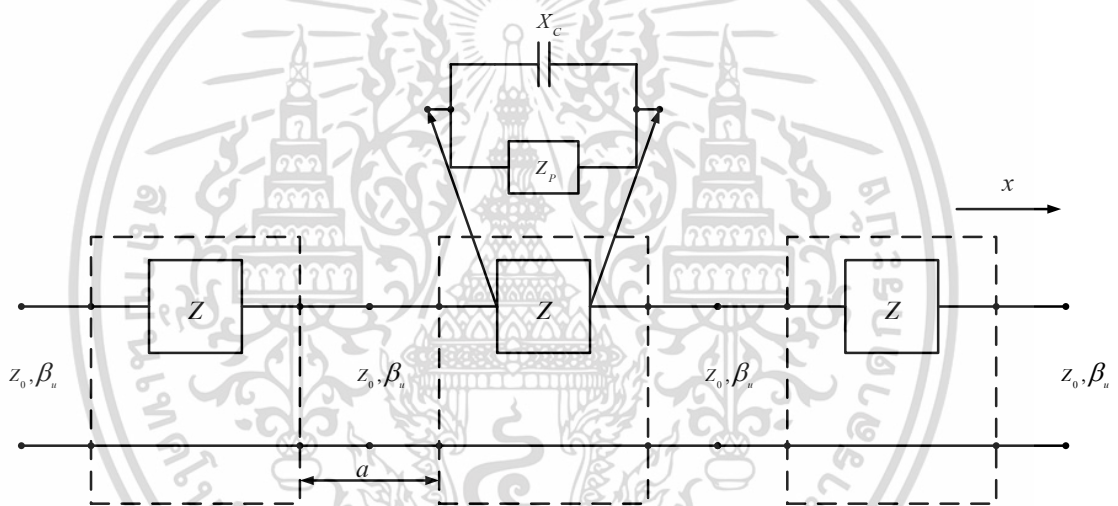
กระบวนการทางองค์ประกอบกลุ่มก้อนเป็นวิธีที่ง่ายที่สุดที่อธิบายโครงสร้าง EBG ในรูปของวงจร LC เรโซแนนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 2.18 ค่าของตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C สามารถหาได้จากรูปทรงของโครงสร้าง EBG และพฤติกรรมการเรโซแนนซ์จะถูกใช้อธิบายคุณสมบัติแถบช่องว่างของโครงสร้าง EBG แบบจำลองนี้ง่ายต่อการเข้าใจ แต่ผลที่ได้จะไม่ค่อยถูกต้องเนื่องจากค่า L และ C ที่ได้จากการประมาณค่าอย่างง่าย



รูปที่ 2.18 แบบจำลองวงจรเรโซแนนซ์ LC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระบวนการสายนำสัญญาณแบบรายคาบเป็นอีกหนึ่งวิธีที่ได้รับความนิยมในการใช้วิเคราะห์โครงสร้าง EBG ดังแสดงในรูปที่ 2.19 ซึ่งแสดงให้เห็นแบบจำลองสายนำสัญญาณของโครงสร้าง EBG เมื่อ Z_p คืออิมพีแดนซ์ในแต่ละองค์ประกอบของการรายคาบและ X_c คือตัวเก็บประจุคัปปลิง เงื่อนไขขอบเขตรายคาบจะมีการพิจารณาด้วยวิธีการ Floquet หลังจากวิเคราะห์สายนำสัญญาณแบบอันดับ (cascaded) การกระจายตัวของเส้นโค้งสามารถหาได้อย่างง่ายและมีข้อมูลของการกระจายตัวมากกว่ากระบวนการทางองค์ประกอบกลุ่มก้อน โหมดคลื่นพื้นผิว (surface wave modes) โหมดคลื่นรั่ว (leaky wave modes) บริเวณทิศทางขวามือและซ้ายมือและแถบช่องว่างสามารถที่จะระบุได้ง่ายจากการกระจายตัวของเส้นโค้งนี้ อย่างไรก็ตามขั้นตอนที่ยากของกระบวนการนี้คือการได้ค่าสมมูล Z_p และ X_c อย่างถูกต้องจากโครงสร้าง EBG สมการที่ได้จากการทดสอบบางสมการได้มาจากรูปทรงอย่างง่ายโดยใช้แบบจำลองหลายสายนำสัญญาณ แต่ผลที่ได้ค่อนข้างจำกัดและสามารถหาได้จากรูปทรงทั่วไป

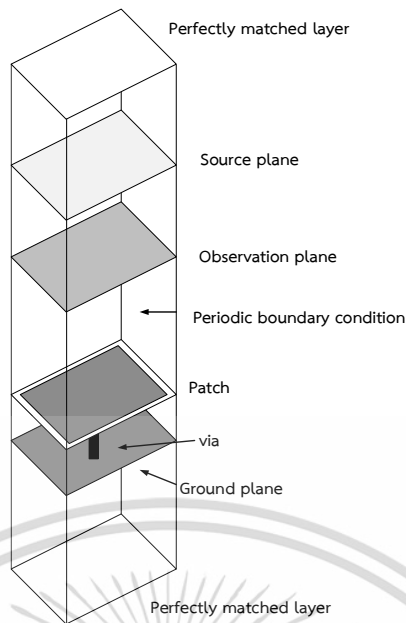


รูปที่ 2.19 กระบวนการสายนำสัญญาณแบบรายคาบ

เนื่องจากการพัฒนาอย่างรวดเร็วในการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า กระบวนการเชิงเลขต่างๆถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการจำลองคลื่นเต็มของโครงสร้าง EBG ในกระบวนการทางโดเมนความถี่เช่น MOM และ FEM และกระบวนการทางโดเมนเวลาเช่น FDTD ได้ถูกนำมาใช้โดยกลุ่มวิจัยเพื่ออธิบายคุณลักษณะของโครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 2.20 แสดงแบบจำลองเชิงเลขแบบคลื่นเต็มสำหรับวิเคราะห์โครงสร้าง Mushroom-like EBG ข้อดีอย่างหนึ่งของกระบวนการวิเคราะห์เชิงเลขแบบคลื่นเต็มคือมีความหลากหลายและถูกต้องในการวิเคราะห์โครงสร้าง EBG ที่มีรูปร่างที่แตกต่างกันมีความรวดเร็วในการวิเคราะห์เนื่องจากทำการวิเคราะห์โครงสร้าง EBG เพียงเซลล์เดียว สำหรับข้อดีอื่นๆคือสามารถแสดงคุณลักษณะของโครงสร้าง EBG ต่างๆเช่น อิมพีแดนซ์พื้นผิว เฟสสะท้อน เส้นโค้งการกระจายตัวและแถบช่องว่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



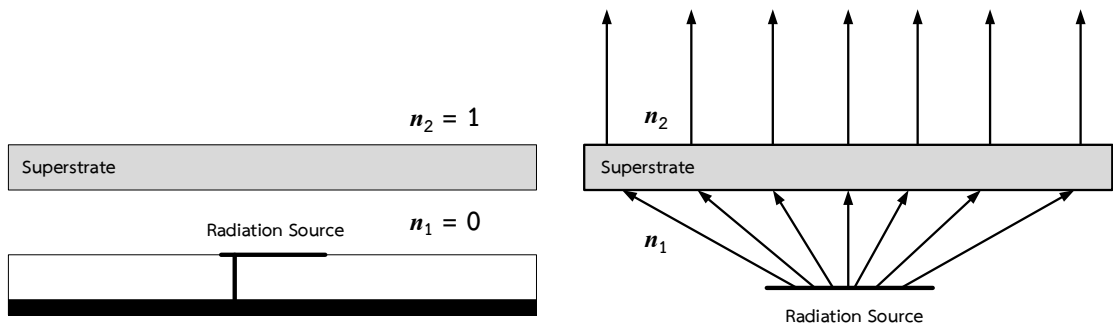
รูปที่ 2.20 แบบจำลองเชิงเลขแบบคลื่นเต็มสำหรับวิเคราะห์โครงสร้าง EBG

2.8 ชั้นวางซ้อน

ชั้นวางซ้อนเป็นวัสดุฐานรองชนิดหนึ่งที่สามารถออกแบบจากวัสดุได้หลากหลายเช่นวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูง วัสดุที่มีค่าดัชนีหักเหติดลบหรือวัสดุที่มีค่าดัชนีหักเหเป็นศูนย์ เป็นต้น โดยชั้นวางซ้อนที่ออกแบบเป็นพื้นผิวระนาบเพื่อบังคับคลื่นจากแหล่งกำเนิดหรือสายอากาศและถูกออกแบบจากวัสดุที่มีค่าดัชนีหักเหเท่ากับ -1 หรือเลนส์แบบสมบูรณ์ (Perfect Lens) จะให้อัตราขยายสูงที่สุด ณ ตำแหน่งจุดโฟกัสของเลนส์ แต่ตำแหน่งจุดโฟกัสจะอยู่ใกล้กับเลนส์ซึ่งที่บริเวณสนามระยะไกลจะทำให้อัตราขยายลดทอนลง สำหรับการออกแบบด้วยวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสูงซึ่งให้อัตราขยายสูงในบริเวณสนามระยะไกลแต่มีข้อจำกัดในการเลือกวัสดุ ดังนั้นวัสดุที่มีค่าดัชนีหักเหเป็นศูนย์เหมาะสมกับการออกแบบชั้นวางซ้อนเนื่องจากให้อัตราขยายสูงในบริเวณสนามระยะไกลและสามารถออกแบบจากวัสดุทั่วไป

2.8.1 คุณสมบัติของชั้นวางซ้อน

คุณสมบัติของชั้นวางซ้อนที่มีค่าดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์ โดยวางซ้อนอยู่ด้านบนของแหล่งกำเนิดเมื่อคลื่นที่แพร่กระจายจากแหล่งกำเนิดกระทบกับชั้นวางซ้อนทำให้คลื่นส่งผ่านตั้งฉากกับชั้นวางซ้อนส่งผลให้คลื่นเดินทางผ่านชั้นวางซ้อนขนานกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.21

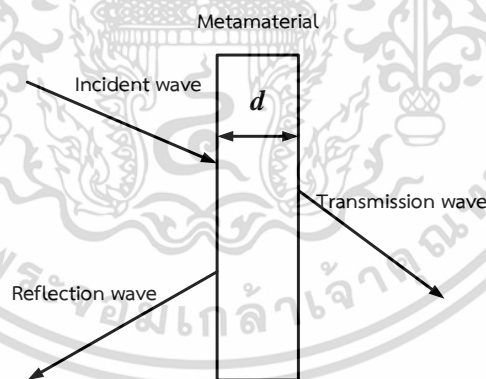


รูปที่ 2.21 ชั้นวางซ้อนที่อยู่เหนือแหล่งกำเนิด

แหล่งกำเนิดที่ใช้ร่วมกับชั้นวางซ้อนมีหลากหลายรูปแบบเช่นสายอากาศไดโพลหรือโมโนโพล สายอากาศอะเพอเจอร์และสายอากาศไมโครสตริป โดยจากรูปที่ 2.21 เมื่อแหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มี $n_{interior} \rightarrow 0$ จากกฎของสเนลล์ในสมการที่ 2.57 มุมของคลื่นที่เดินทางผ่านจากตัวกลางภายในสู่ตัวกลางภายนอกจะตั้งฉากกับกับผิวตัวกลางหรือ $\theta_{exterior} = 0$ เมื่อคลื่นเดินทางผ่านชั้นวางซ้อน ชั้นวางซ้อนจะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์บังคับทิศทางคลื่นให้ขนานออกไปส่งผลให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศสูงขึ้น [13]

$$\theta_{exterior} = \sin^{-1} \left(\frac{n_{interior}}{n_{exterior}} \sin \theta_{interior} \right) \quad (2.57)$$

2.8.2 พฤติกรรมของชั้นวางซ้อน



รูปที่ 2.22 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากชั้นวางซ้อน

จากรูปที่ 2.22 เมื่อพิจารณาอภิวัดที่มีความหนาเท่ากับ d จาก $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ จะสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่านดังสมการต่อไปนี้

$$S_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}}$$

$$S_{21} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2} \frac{e^{-j2kd}}{1 + \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}}$$
(2.58)

เมื่อ S_{11} คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนและ S_{21} คือสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน โดยเมื่อพิจารณา อภิวัตต์ที่มีคุณสมบัติการเท่ากันหรือใกล้เคียงกันของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซาบซึมทางแม่เหล็ก ($\epsilon = \mu$) และในขณะเดียวกันค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซาบซึมทางแม่เหล็กก็เข้าใกล้ศูนย์ ($\epsilon \rightarrow 0, \mu \rightarrow 0$) ทำให้อภิวัตต์มีดัชนีหักเหเท่ากับหรือเข้าใกล้ศูนย์และค่าอิมพีแดนซ์ของอภิวัตต์เท่ากับหนึ่ง ($\eta = 1$) และเมื่อนำคุณสมบัติดังกล่าวมาแทนในสมการที่ 2.58 จะได้

$$S_{11} = 0$$

$$S_{21} = e^{-jkd}$$
(2.59)

จากสมการที่ 2.59 พบว่าอภิวัตต์ชนิดนี้ไม่มีการสะท้อนแต่มีการส่งผ่านทั้งหมดและมีเฟสของการส่งผ่านขึ้นอยู่กับความหนาของอภิวัตต์ตัวนั้น อภิวัตต์ชนิดนี้จะมีพฤติกรรมเป็นพื้นผิวที่มีการแมตช์ (Matched surface) โดยค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซาบซึมทางแม่เหล็กที่แสดงถึงความสัมพันธ์กับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน และค่าดัชนีหักเหสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\epsilon_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - (S_{21} + S_{11})}{1 + (S_{21} + S_{11})}$$
(2.60)

$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - (S_{21} - S_{11})}{1 + (S_{21} - S_{11})}$$

$$n = \sqrt{\epsilon\mu}$$
(2.61)

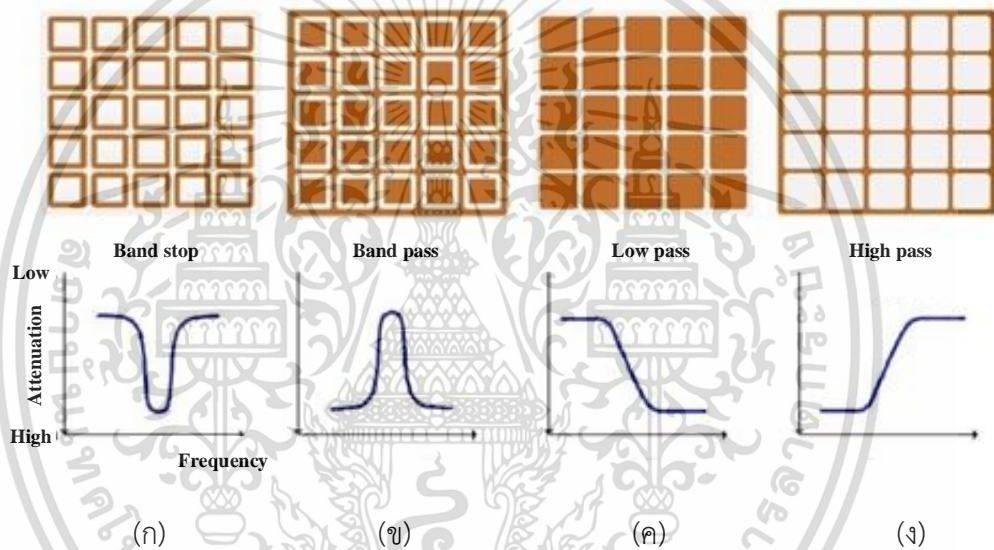
2.9 พื้นผิวเลือกความถี่

พื้นผิวเลือกความถี่ (Frequency selective surface, FSS) ได้รับความนิยมนำมาใช้ [14] เนื่องจากสามารถควบคุมการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายผ่านตัว FSS โครงสร้าง FSS นิยมนำมาออกแบบตัวกรองความถี่เชิงพื้นที่ (Spatial filter) ตัวดูดกลืนคลื่นไมโครเวฟ (Microwave absorber) ตัวสะท้อนย่อย dichroic (Dichroic sub reflectors) วัสดุช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าเทียม (Artificial electromagnetic band gap materials) และสายอากาศแบบ radome (Antenna radome)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้าง FSS โดยทั่วไปมีลักษณะเป็นโครงสร้างราคาบบระนาบรูปแบบสองมิติที่มีการจัดเรียงขององค์ประกอบที่เป็นพื้นผิวโลหะราคาบบบนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก โดยโครงสร้างนี้สามารถส่งผ่านหรือไม่ส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในความถี่บางความถี่ขึ้นอยู่กับรูปร่างเฉพาะขององค์ประกอบที่เป็นตัวนำ

โครงสร้าง FSS มีคุณสมบัติบนพื้นฐานการสะท้อนและการส่งผ่าน เมื่อคลื่นระนาบตกกระทบบนโครงสร้าง FSS จะมีการสะท้อนและการส่งผ่านที่ความถี่เรโซแนนซ์ของตัว FSS โครงสร้าง FSS ประกอบด้วยแผ่นตัวนำที่สะท้อนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตกกระทบบเกือบทั้งหมดที่ความถี่เรโซแนนซ์ในขณะที่ช่องเปิดส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกือบทั้งหมดที่ความถี่เรโซแนนซ์ ดังนั้นโครงสร้าง FSS สามารถออกแบบเป็นตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน สูงผ่าน แถบผ่านและแถบไม่ผ่าน ดังแสดงในรูปที่ 2.23 คุณลักษณะของตัวกรองแม่เหล็กไฟฟ้าส่วนมากขึ้นอยู่กับรูปร่างและชนิดขององค์ประกอบของ FSS



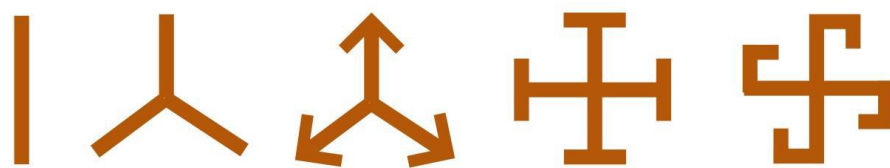
รูปที่ 2.23 ตัวกรองแม่เหล็กไฟฟ้า (ก) แถบหยุด (ข) แถบผ่าน (ค) ต่ำผ่าน (ง) สูงผ่าน [14]

สมรรถนะของโครงสร้าง FSS ขึ้นอยู่กับรูปร่างขององค์ประกอบทำให้เกิดคุณลักษณะที่เป็นผลกระทบต่างๆจากตัว FSS เช่น ความเสถียรภาพเชิงมุม (Angular stability) แบนวิดธ์ การแยกแถบ (Band separation) ระดับการโพลาไรซ์ไขว้ โดยโครงสร้าง FSS สามารถแบ่งได้เป็นสี่ประเภทตามรูปร่างของพื้นผิวตัวนำดังนี้ 1) ตัวเชื่อมต่อตรงกลางหรือโพล N 2) ชนิดบ่วง 3) ชนิดแผ่นตัวนำภายใน และ 4) แบบผสม

ตัวเชื่อมต่อตรงกลางหรือโพล N (Center connected or N-poles) รูปร่างชนิดนี้ประกอบด้วยรูปร่างองค์ประกอบที่เป็น ไดโพล ไตรโพลและแบบไม้กางเขนไขว้ (Jerusalem) โครงสร้าง FSS ชนิดนี้จะเรโซแนนซ์เมื่อขาขององค์ประกอบมีความยาวประมาณครึ่งความยาวคลื่น FSS ที่มีองค์ประกอบเป็นไดโพลจะมีโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นกับสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นบนระนาบขององค์ประกอบ แต่โครงสร้างนี้สามารถเกิดโพลาไรซ์ได้ทุกรูปแบบถ้ามีการรวมของไดโพลสองตัวไขว้กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 โครงสร้าง FSS แบบตัวเชื่อมต่อตรงกลางหรือโพล N [16]

ชนิดบ่วง (Loop types) ตัวอย่างของรูปร่างชนิดเช่นบ่วงแบบวงกลม สี่เหลี่ยมและหกเหลี่ยม เป็นต้น โดยทั่วไปขององค์ประกอบแบบบ่วงการเกิดเรโซแนนซ์จะเกิดขึ้นเมื่อความยาวทั้งหมดในแต่ละองค์ประกอบประมาณหนึ่งความยาวคลื่น ดังนั้นขนาดในแต่ละองค์ประกอบจะมีขนาดเล็กกว่าหนึ่งในสี่ความยาวคลื่น FSS ชนิดนี้นิยมใช้เนื่องจากมีแบนด์วิดท์กว้าง



รูปที่ 2.25 โครงสร้าง FSS ชนิดบ่วง [16]

ชนิดแผ่นตัวนำภายในหรือแพทช์ (Solid interior or patch type) รูปร่างชนิดนี้ประกอบด้วยแผ่นโลหะเช่นแผ่นสี่เหลี่ยม วงกลมและหกเหลี่ยม เป็นต้น รูปร่างขององค์ประกอบชนิดนี้จะมีขนาดครึ่งความยาวคลื่น



รูปที่ 2.26 โครงสร้าง FSS ชนิดแผ่นตัวนำภายใน [16]

แบบผสม (Combination) รูปร่างขององค์ประกอบชนิดนี้ประกอบด้วยการผสมกันของรูปร่างต่างๆที่กล่าวมา ดังนั้นอาจมีการเปลี่ยนแปลงรูปร่างและการผสมกันแบบไม่สิ้นสุดซึ่งเป็นการยากสำหรับการกำหนดขนาดของแผ่นตัวนำภายในและองค์ประกอบโดยรวมที่เป็นแบบผสมที่ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์



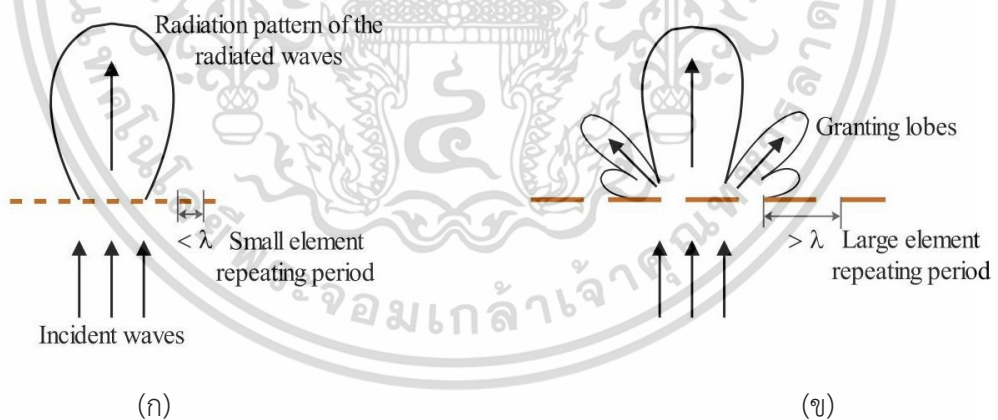
รูปที่ 2.27 โครงสร้าง FSS แบบผสม [16]

2.10 การออกแบบพารามิเตอร์ FSS

การออกแบบพารามิเตอร์สำหรับการหาสมรรถนะของ FSS สามารถพิจารณาได้สี่พารามิเตอร์ ดังต่อไปนี้

2.10.1 ระยะห่างของแถวลำดับรายคาบ

ระยะห่างระหว่างเซลล์รายคาบสองเซลล์ถูกเรียกว่าระยะห่างของแถวลำดับรายคาบ ระยะห่างแถวลำดับคือฟังก์ชันของความถี่ใช้งาน ในขณะที่การออกแบบ FSS ระยะห่างแถวลำดับควรเลือกระยะที่ไม่ทำให้เกิดลำคลื่นด้านข้างซึ่งเป็นทิศทางของลำคลื่นที่ไม่ต้องการจะเกิดขึ้นเมื่อระยะห่างแถวลำดับมีขนาดทางไฟฟ้าที่ใหญ่เมื่อเทียบกับความยาวคลื่นของความถี่ใช้งานแสดงในรูปที่ 2.28 ลำคลื่นด้านข้างจะลดทอนพลังงานในลำคลื่นสะท้อนและส่งผ่านหลัก ในขั้นตอนที่ไม่ต้องการให้ลำคลื่นด้านข้างเกิดขึ้นขนาดขององค์ประกอบและระยะห่างแถวลำดับควรจะมีขนาดที่น้อยกว่าความยาวคลื่นและมีมุมตกกระทบที่ศูนย์องศา



รูปที่ 2.28 ปรากฏการณ์ของลำคลื่น (ก) ลำคลื่นหลักไม่มีลำคลื่นด้านข้าง (ข) เกิดลำคลื่นข้างจากการกระตุ้นโหมดการแพร่กระจายที่หลากหลาย [14]

2.10.2 ตัวนำและความหนาของชั้น FSS

ตัวนำไฟฟ้าของวัสดุที่ออกแบบเป็น FSS ถูกกำหนดให้เป็นตัวทดสอบความสามารถของวัสดุที่จะนำกระแสไฟฟ้าผ่านตัว FSS เมื่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากระทบกับ FSS กระแสจะถูกเหนี่ยวนำบนตัวนำในองค์ประกอบ FSS โดยกระแสจะถูกเหนี่ยวนำและแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจาก

องค์ประกอบตัวนำมีลักษณะคล้ายกับเสาตัวนำหรือเส้นสตริปที่อยู่ภายในท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยม อย่างไรก็ตาม วัสดุใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

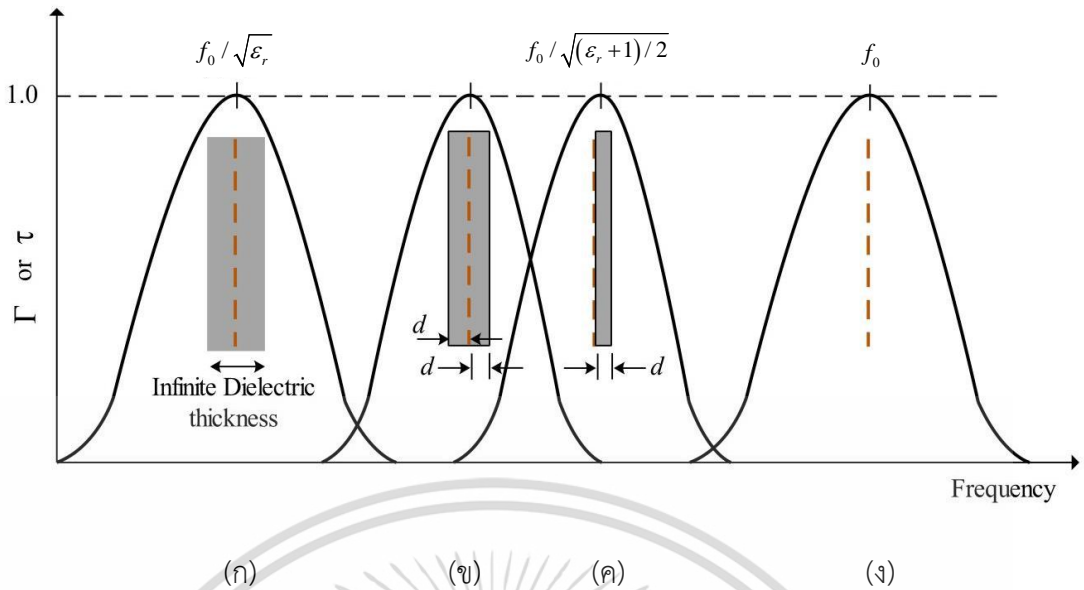
ก็ตามถ้าวัสดุที่มีตัวนำที่มีการสูญเสียกำลังงานคลื่นตกกระทบจะกระจายออกในองค์ประกอบทำให้สมรรถนะโดยรวมของ FSS ลดลง เช่นการส่งผ่านคลื่นตกกระทบผ่านร่องแถวลำดับที่ความถี่เรโซแนนซ์ลดลงด้วยวัสดุที่มีการลดลงของตัวนำจนกระทั่งมันสูญเสียธรรมชาติการเลือกความถี่ของ FSS

ความหนาของชั้น FSS มีผลกระทบต่อแบนด์วิดท์ โดยแบนด์วิดท์สามารถกำหนดเป็นผลตอบสนองความถี่ของระบบที่อยู่ในช่วง -3dB ถ้าอัตราขยายสูงสุดของระบบเท่ากับ 0 dB แบนด์วิดท์จะอยู่ในช่วง -3 dB FSS สามารถแบ่งชั้นเป็นแบบหนาและบาง ถ้าความหนาของชั้น FSS น้อยกว่า 0.001 ความยาวคลื่นสามารถพิจารณาเป็นแบบบาง ถ้าขนาดของชั้น FSS มีขนาดหนาแบนด์วิดท์ของร่องแถวลำดับจะแคบลงแต่สำหรับไดโพลแถวลำดับแบนด์วิดท์จะกว้างขึ้น [16] ซึ่งเมื่อเทียบกับทฤษฎีสายอากาศ แบนด์วิดท์ของสายอากาศไดโพลทั่วไปเพิ่มขึ้นด้วยรัศมีของเส้นลวด

2.10.3 วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกนิยมใช้สำหรับโครงสร้าง FSS ด้วยเหตุผลทางกล การเพิ่มแผ่นไดอิเล็กตริกรอบๆ FSS ไม่เพียงแต่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่เรโซแนนซ์โดยสำคัญแต่ผลตอบสนองเชิงมุมยังคงมีความเสถียร [25] วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกสามารถเพิ่มหนึ่งหรือทั้งสองด้านบน FSS ถ้าวัสดุไดอิเล็กตริกขนาดไม่จำกัดที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ที่ถูกเพิ่มทั้งสองด้านของ FSS ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงด้วยตัวประกอบ $\sqrt{\epsilon_r}$ ซึ่งพบได้จากสมการแมกซ์เวลล์ [16]

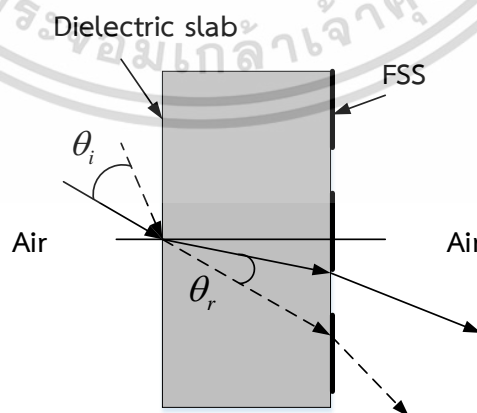
ผลกระทบของวัสดุไดอิเล็กตริกขนาดไม่จำกัดต่อความถี่เรโซแนนซ์ของ FSS แสดงในรูปที่ 2.29(ก) ถ้าวัสดุไดอิเล็กตริกถูกเพิ่มทั้งสองด้านของ FSS มีความหนาจำกัดที่ $2d$ แสดงในรูปที่ 2.29(ข) การเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนซ์จะอยู่ในระหว่าง f_0 และ $f_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ เมื่อ f_0 คือความถี่เรโซแนนซ์ของ FSS ถึงแม้ว่าความหนาไดอิเล็กตริกมีขนาดเล็กประมาณ 0.058λ (เมื่อ λ คือความยาวคลื่นทางไฟฟ้า) ความถี่เรโซแนนซ์จะเข้าใกล้ $f_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ เมื่อวัสดุไดอิเล็กตริกอยู่ที่ด้านเดียวของ FSS ดังแสดงในรูปที่ 2.29(ค) ความถี่เรโซแนนซ์จะลดลงโดยตัวประกอบ $\sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$ สำหรับไดโพลและร่องแถวลำดับความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนลงด้วยการเพิ่มวัสดุไดอิเล็กตริก อย่างไรก็ตามที่ความหนาไดอิเล็กตริก $\lambda/4$ หรือมากกว่าโครงสร้างอาร์เรย์ทั้งสองชนิดจะประพฤติตัวแตกต่างกัน ความถี่เรโซแนนซ์ของไดโพลอาร์เรย์จะไม่ขึ้นกับความหนาของไดอิเล็กตริกในขณะที่ร่องอาร์เรย์จะมีการส่งผ่านที่ความถี่ประมาณ $f_0 / \sqrt{\epsilon_r}$



รูปที่ 2.29 ผลกระทบไดอิเล็กตริกต่อความถี่เรโซแนนซ์ (ก) ความหนาไดอิเล็กตริกขนาดไม่จำกัดประกบสองด้านกับ FSS (ข) ความหนาไดอิเล็กตริกขนาดจำกัดประกบสองด้านกับ FSS (ค) ความหนาไดอิเล็กตริกขนาดจำกัดอยู่บนด้านเดียวกับ FSS (ง) FSS ที่ไม่มีไดอิเล็กตริก [16]

2.10.4 ความเสถียรเชิงมุม

ความเสถียรเชิงมุมของ FSS เป็นข้อดีของการเพิ่มวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่ FSS มุมของคลื่นตกกระทบสามารถสร้างความเสถียรบน FSS โดยใช้แผ่นไดอิเล็กตริกซึ่งสอดคล้องกับกฎของสเนลล์ของการสะท้อน โดยมุมของการสะท้อนภายในแผ่นไดอิเล็กตริกมีค่าน้อยกว่ามุมที่ตกกระทบในช่องว่างอิสระ ($\theta_r < \theta_i$) ดังแสดงในรูปที่ 2.30 ดังนั้นแนวของมุมตกกระทบของ FSS ภายในแผ่นไดอิเล็กตริกลดลง ทำให้เกิดความเสถียรภาพต่อมุมตกกระทบที่หลากหลาย [14]



รูปที่ 2.30 ผลกระทบของมุมตกกระทบบนไดอิเล็กตริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากพารามิเตอร์ที่ได้กล่าวมาข้างต้นสำหรับการหาสมรรถนะของ FSS รูปร่างองค์ประกอบของ FSS ที่แสดงในตอนี่ 2.9.1 มีคุณลักษณะทางความถี่ที่แตกต่างกัน การวิเคราะห์สมรรถนะของรูปร่างองค์ประกอบ FSS ที่แตกต่างกันแสดงในตารางที่ 2.1 สมรรถนะของรูปร่างองค์ประกอบที่แตกต่างกันจะถูกแสดงอัตราความสอดคล้องกับคุณลักษณะทางความถี่ทั้งสี่คุณลักษณะดังนี้ ความเสถียรเชิงมุม ระดับโพลาไรซ์ไขว้ ความกว้างแบนด์วิดท์และการแยกแบนด์ขนาดเล็ก (Small Band Separation)

ตารางที่ 2.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของ FSS ที่มีรูปร่างองค์ประกอบที่แตกต่างกัน [14]

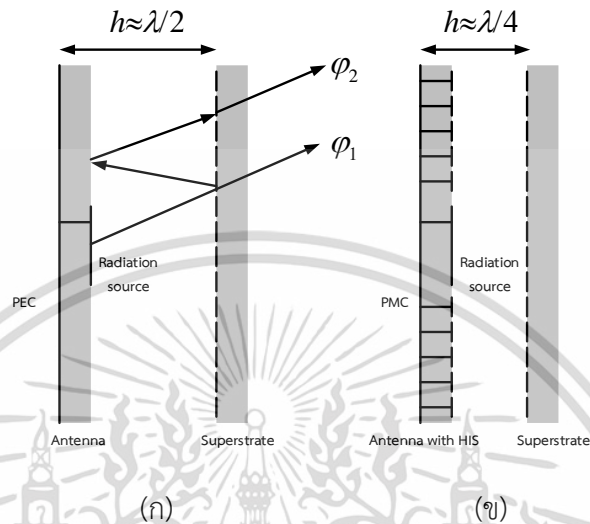
รูปร่างองค์ประกอบ	ความเสถียรเชิงมุม	ระดับโพลาไรซ์ไขว้	ความกว้างแบนด์วิดท์	การแยกแบนด์ขนาดเล็ก
ไดโพล	4	1	4	1
ไม้กางเขนไขว้	2	3	2	2
วงแหวน	1	2	1	1
ไตรโพล	3	3	3	2
ไดโพลไขว้	3	3	3	3
บ่วงสี่เหลี่ยม	1	1	1	1

โดยอัตรา 1 คือดีที่สุด 2 คือดี 3 คือน้อยและ 4 คือน้อยที่สุด

จากตารางที่ 2.1 ถ้าพิจารณาที่สนามไฟฟ้า รูปร่างองค์ประกอบไดโพลจะส่งผ่านสนามไฟฟ้าที่ขนานกับรูปร่างได้ทิศทางเดียวทำให้มีคุณสมบัติความเสถียรเชิงมุมน้อยที่สุดแต่มีคุณสมบัติระดับโพลาไรซ์ไขว้ดีที่สุด ในขณะที่รูปร่างองค์ประกอบไม้กางเขนไขว้ ไตรโพลและไดโพลไขว้เป็นรูปร่างที่พัฒนาจากรูปร่างไดโพลเพื่อเพิ่มความสามารถในการส่งผ่านสนามไฟฟ้าในมุมต่างๆ สำหรับรูปร่างองค์ประกอบบ่วงสี่เหลี่ยมเป็นรูปร่างที่เกิดจากรูปร่างองค์ประกอบไดโพลสี่รูปและเป็นรูปร่างสมมาตรทำให้มีคุณสมบัติความเสถียรเชิงมุมดีที่สุดและมีคุณสมบัติระดับโพลาไรซ์ไขว้ดีที่สุด ในส่วนของความกว้างแบนด์วิดท์ของรูปร่างองค์ประกอบบ่วงสี่เหลี่ยมและวงแหวนจะมีคุณสมบัติที่ดีที่สุดเนื่องจากมีพื้นที่รองรับการไหลของกระแสที่มากเมื่อเทียบกับรูปร่างองค์ประกอบอื่น และรูปร่างองค์ประกอบบ่วงสี่เหลี่ยม วงแหวนและไดโพลเป็นรูปร่างที่มีลักษณะเป็นหนึ่งองค์ประกอบทำให้มีคุณสมบัติการแยกแบนด์ขนาดเล็กดีที่สุด ในขณะที่รูปร่างองค์ประกอบไม้กางเขนไขว้ ไตรโพลและไดโพลไขว้เป็นรูปร่างที่มีลักษณะของขาที่ยื่นออกจากองค์ประกอบทำให้มีคุณสมบัติการแยกแบนด์ขนาดเล็กที่ด้อยลงมา

จากการเปรียบเทียบรูปร่างองค์ประกอบกับคุณลักษณะต่างๆพบว่ารูปร่างองค์ประกอบวงสี่เหลี่ยมมีอัตราที่ตีที่่สุดในการเปรียบเทียบคุณลักษณะทั้งสี่เมื่อเทียบกับรูปร่างองค์ประกอบอื่น ดังแสดงในตารางที่ 2.1

2.11 สายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้าง EBG และชั้นวางซ้อน



รูปที่ 2.31 รูปแบบควาิตีเรโซแนนซ์ (ก) สายอากาศกับชั้นวางซ้อน (ข) สายอากาศกับชั้นวางซ้อน และ EBG [19]

รูปที่ 2.31 แสดงรูปแบบควาิตีเรโซแนนซ์ที่ถูกแสดงโดยแบบจำลองแสงทางเรขาคณิตอย่างง่าย การวิเคราะห์ทางแสงรังสีถูกใช้อย่างกว้างขวางในการอธิบายอินเตอร์เฟอโรมิเตอร์ Fabry-Perot (Fabry-Perot interferometer) ซึ่งประกอบด้วยพื้นผิวที่มีการสะท้อนสูงสองตัวจากควาิตีเรโซแนนซ์ [17] การวิเคราะห์นี้ถูกนำมาใช้ออกแบบสายอากาศที่มีอัตราขยายสูงบนย่านไมโครเวฟ ในระยะเวลาที่ผ่านมาสายอากาศแบบระนาบที่มีการบังคับทิศทางสูงที่มีระนาบกราวด์ แหล่งกำเนิดการแพร่กระจายคลื่นอย่างง่ายที่มีพื้นผิวการสะท้อนบางส่วน (partially reflective surface) ที่เป็นชั้นวางซ้อนจะถูกวิเคราะห์ด้วยวิธีการนี้ [18] ถึงแม้ว่าการวิเคราะห์นี้เป็นการวิเคราะห์โดยประมาณที่ใช้สำหรับพื้นผิวที่มีขอบเขตอนันต์โดยไม่มีผลกระทบจากขอบและไม่มี การวิเคราะห์การคลัมปลิงในโหมดสูง แต่สามารถใช้อธิบายฟังก์ชันของสายอากาศที่มีการบังคับที่เป็นควาิตีเรโซแนนซ์และเป็นแนวทางในการผลิตสายอากาศ การวิเคราะห์ด้วยรูปแบบควาิตีเรโซแนนซ์เป็นการวิเคราะห์สายอากาศสัณฐานต่ำที่มีการบังคับทิศทางสูงด้วยควาิตีเรโซแนนซ์ที่มีความยาวคลื่นขนาด $\lambda/4$ โดยใช้สายอากาศที่มี EBG มีคุณสมบัติเป็นตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor, PMC) ดังแสดงในรูปที่ 2.31(ข) แทนการใช้สายอากาศแบบปกติที่มีระนาบกราวด์เป็นตัวนำสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor, PEC) ซึ่งมีควาิตีเรโซแนนซ์ที่มีความยาวคลื่นขนาด $\lambda/2$ ดังแสดงในรูปที่ 2.31(ก) ซึ่งจะใช้แบบจำลองแสงรังสีแบบเดียวกันในการวิเคราะห์โดยมีการวิเคราะห์ในสองกรณี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีแรกแหล่งกำเนิดมีการกระตุ้นภายในควาวิตีเรโซแนนซ์และกรณีที่สองแหล่งกำเนิดมีการกระตุ้นภายนอกควาวิตีเรโซแนนซ์

ในกรณีแรกเริ่มจากการวิเคราะห์โครงสร้างในรูปที่ 2.31(ก) ควาวิตีที่มีรูปแบบของสายอากาศที่มีระนาบกราวด์และชั้นวางซ้อนที่วางห่างกันด้วยระยะ h โดยชั้นวางซ้อนที่นำมาวิเคราะห์จะมีลักษณะเป็นพื้นผิวที่มีเนื้อเดียวกัน ฟังก์ชันสายอากาศจะถูกอธิบายโดยทางเดินของคลื่นที่มีการสะท้อนหลายตำแหน่งภายในควาวิตี ความยาวของทางเดินคลื่นทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของ PEC เท่ากับ π และเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของชั้นวางซ้อน กำลังงานที่ส่งผ่านจะได้รับการพิจารณาการแทรกสอดของคลื่นบางส่วนที่ส่งผ่านชั้นวางซ้อน ดังนั้นค่าสภาพเจาะจงทิศทางของควาวิตีที่ตำแหน่ง Boresight แสดงโดย [19]

$$D = \frac{P_T}{P_0} = \frac{1-r^2}{1+r^2-2r \cos(\Delta\varphi)} \quad (2.62)$$

เมื่อ $re^{j\varphi_r}$ คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของชั้นวางซ้อนเป็นจำนวนเชิงซ้อน P_T คือกำลังงานส่งผ่าน P_0 คือกำลังงานที่เกิดการกระตุ้นจากแหล่งกำเนิดและ $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ เจริญไขการเรโซแนนซ์ได้มาจากความต่างเฟสของคลื่นส่งผ่านเป็นศูนย์หรือ $\Delta\varphi = 2N\pi$ ดังนั้นจะได้

$$\Delta\varphi = \varphi_r - \pi - \frac{4\pi h}{\lambda} = 2N\pi, N = 0, 1, 2, \dots \quad (2.63)$$

หรือ

$$h = \left(\frac{\varphi_r}{\pi} - 1 \right) \frac{\lambda}{4} + N \frac{\lambda}{2}, N = 0, 1, 2, \dots \quad (2.64)$$

ที่ตำแหน่ง Boresight ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดได้มาจากการนำสมการที่ 2.63 ไปแทนในสมการที่ 2.62 จะได้

$$D_{\max} = \frac{1+r}{1-r} \quad (2.65)$$

สมการที่ 2.65 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดที่เป็นฟังก์ชันขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของชั้นวางซ้อน จากการวิเคราะห์พื้นผิวที่มีการสะท้อนสูงในข้างต้นโดยใช้ชั้นวางซ้อนที่มีเฟสการสะท้อนเข้าใกล้ π ความหนาของควาวิตีเรโซแนนซ์จะเข้าใกล้ $\lambda/2$ โดยค่าสภาพเจาะจงทิศทางของควาวิตีจะมีค่าสูงสุดเมื่อสัมประสิทธิ์การสะท้อนเข้าใกล้ 1

การวิเคราะห์โครงสร้างในรูปที่ 2.31(ข) จะมีการเลื่อนเฟส PMC (ψ_r) ของคลื่นตกกระทบ ดังนั้นเจริญไขการเรโซแนนซ์จะได้

$$\varphi_r + \psi_r - \frac{4\pi h}{\lambda} = 2N\pi, N = 0, 1, 2, \dots \quad (2.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ φ_r คือเฟสการสะท้อนของ EBG ที่ความถี่เรโซแนนซ์จะมีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์ ดังนั้นเงื่อนไขการเรโซแนนซ์จะได้

$$h = \frac{\varphi_r}{\pi} \frac{\lambda}{4} + N \frac{\lambda}{2}, N = 0, 1, 2, \dots \quad (2.67)$$

ดังนั้น EBG ที่มีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์และชั้นวางซ้อนที่มีการสะท้อนสูงสุด ($\varphi_r = \pi$) ทำให้ควาวิตีเรโซแนนซ์มีความหนาประมาณ $\lambda/4$ การวิเคราะห์นี้ทำให้สายอากาศควาวิตีเรโซแนนซ์มีสัณฐานลดลงครึ่งหนึ่งเมื่อสายอากาศใช้งานร่วมกับ EBG

2.12 สรุป

ในบทนี้กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐานและการวิเคราะห์ที่เกี่ยวข้องเช่น การออกแบบสายอากาศ คลื่นพื้นผิว พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง อภิวัด การวิเคราะห์โครงสร้างรายคาบ โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ชั้นวางซ้อน พื้นผิวเลือกความถี่ การออกแบบพารามิเตอร์ FSS และสายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้าง EBG และชั้นวางซ้อน

จากหลักการและทฤษฎีพื้นฐานที่ได้กล่าวมาทำให้ทราบถึงหลักการเกิดคลื่นพื้นผิวบนสายอากาศไมโครสตริปซึ่งเป็นปัญหาสำคัญ และคุณสมบัติที่สำคัญของโครงสร้าง EBG และชั้นวางซ้อนสำหรับการนำไปปรับปรุงสมรรถนะของสายอากาศไมโครสตริป ซึ่งมีเทคนิคในการออกแบบให้โครงสร้างทั้งสองสามารถนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปได้ โดยหลักการและทฤษฎีพื้นฐานจะถูกใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง ชั้นวางซ้อน FSS และสายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้าง EBG และชั้นวางซ้อนในบทถัดไป

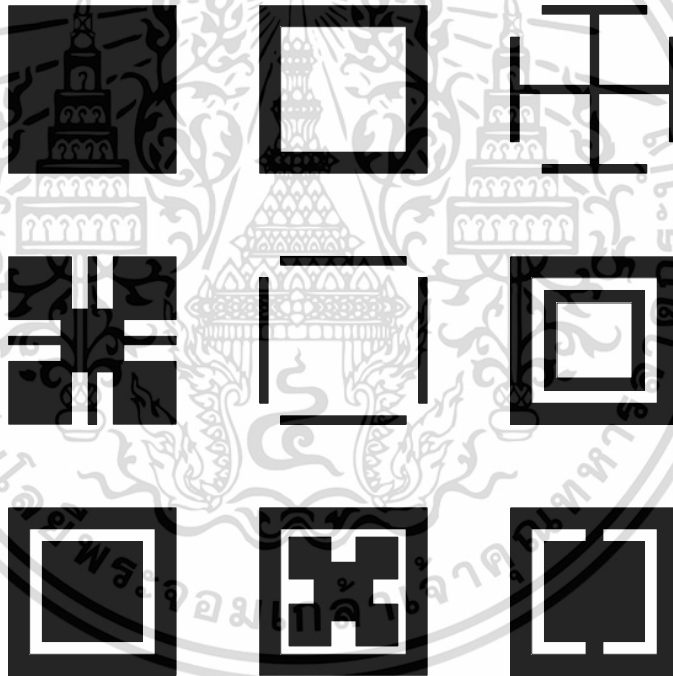
บทที่ 3

พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง

ในบทนี้แนะนำเสนอหลักการและการออกแบบโครงสร้าง Mushroom-like EBG จำลองผลบนโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® และทำการศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

3.1 งานวิจัยที่มีมาก่อน

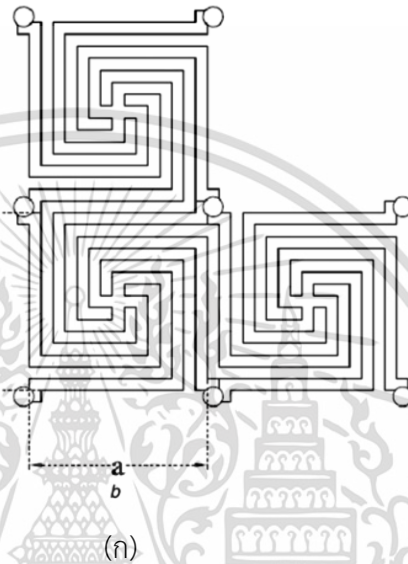
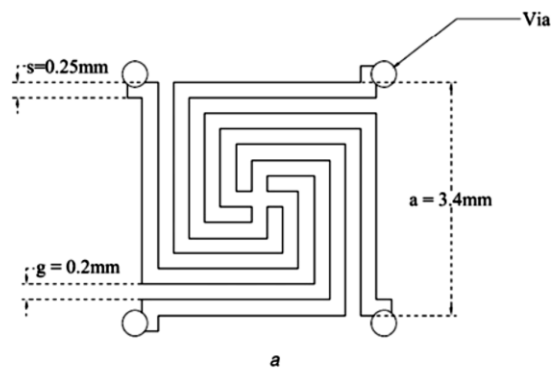
จากงานวิจัยที่มีมาก่อนได้มีการนำเสนอสายอากาศที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง โดยพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงถูกออกแบบและสร้างจากโครงสร้าง EBG แบบสองมิติในรูปแบบต่างๆเช่น รูปสี่เหลี่ยม [20], [21] รูปสี่เหลี่ยมตัดแปด [22]–[24] รูปก้นหอย [25], [26] และรูปไม้กางเขน [27] โดยโครงสร้างดังกล่าวมีทั้งแบบที่มีตัวเชื่อมและไม่มีตัวเชื่อมมาประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศ โดยโครงสร้าง EBG สองมิติแบบเซลล์หนึ่งหน่วยรูปร่างต่างๆสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 ดังนี้



รูปที่ 3.1 โครงสร้าง EBG สองมิติแบบเซลล์หนึ่งหน่วยในรูปร่างต่างๆ [24]

มีการศึกษาวิจัยการนำโครงสร้าง EBG สองมิติมาประยุกต์ใช้งานโดยในปี 2011 A. A. Roseline และคณะ [28] ได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณด้วยโพรบ (Probe feed microstrip antenna, PFMA) ที่มีโครงสร้าง EBG แบบเกลียว (Spiral-like EBG) สำหรับใช้ในระบบ WLAN โดยโครงสร้าง EBG ถูกวางล้อมรอบแพทช์ด้วยขนาด 11×11 เซลล์และมีการเชื่อมต่อกับระนาบกราวด์ โดยโครงสร้างสายอากาศสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ (ϵ_r) เท่ากับ 4.4 หนา 2.4 มิลลิเมตร ขนาด 27.5×27.5 ตารางมิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่

3.2 ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

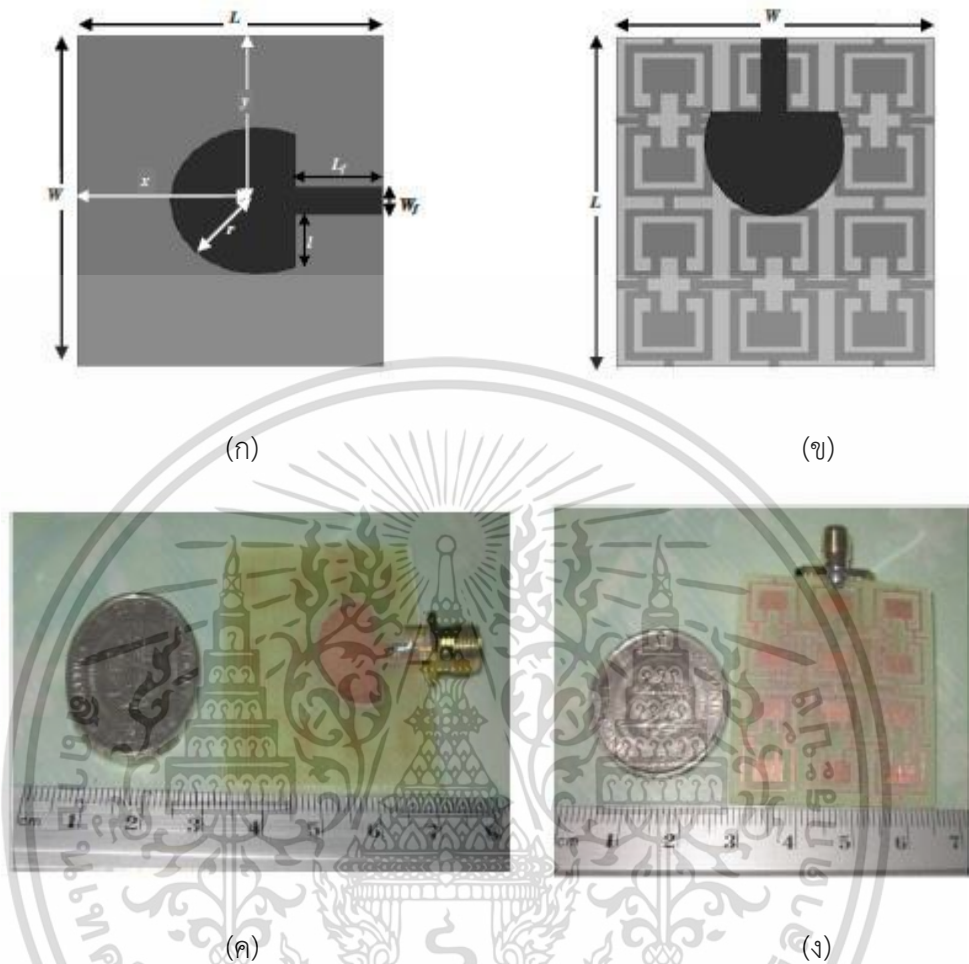
รูปที่ 3.2 โครงสร้าง (ก) EBG แบบเกลียว (ข) สายอากาศที่มี EBG แบบเกลียว [28]

โครงสร้าง EBG แบบเกลียวมีคุณสมบัติเป็นพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงทำให้คลื่นพื้นผิวที่แพร่กระจายจากแพทช์ไม่สามารถแพร่กระจายผ่านโครงสร้าง EBG ได้ทำให้สายอากาศมีอัตราขยายสูงขึ้นเท่ากับ 5.6 dBi และโครงสร้าง EBG ทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเท่ากับ 273 MHz

ในปี 2012 M. S. Alam และคณะ [29] นำเสนอสายอากาศแบบแพทช์ครึ่งวงกลมป้อนด้วยเส้นไมโครสตริปที่มีโครงสร้าง EBG แบบร่องวงแหวนแยก (Split-ring slotted EBG, SRS-EBG)

ทำงานที่ความถี่ 7 GHz โครงสร้างสายอากาศสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ไม่ต่ำกว่า 2.5 ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

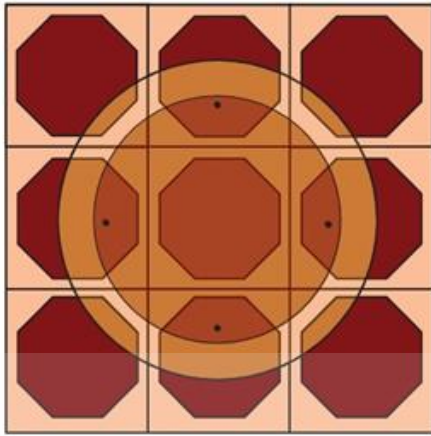
เท่ากับ 4.6 หนา 1.6 มิลลิเมตรและขนาด 36×36 ตารางมิลลิเมตรโดยโครงสร้าง EBG ทำหน้าที่เป็นระนาบกราวด์ของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ดังนี้



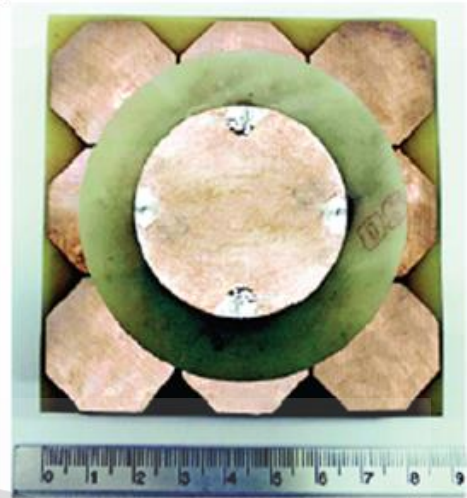
รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศ (ก) ระนาบกราวด์แบบปกติ (ข) ระนาบกราวด์แบบ SRS-EBG (ค) ด้านหน้า (ง) ด้านหลัง [29]

ระนาบกราวด์แบบ SRS-EBG มีคุณสมบัติเป็นพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงทำให้สายอากาศมีอัตราขยายเท่ากับ 5.46 dBi และมีแบนด์วิดธ์เท่ากับ 740 MHz

และในปี 2013 S. Eardprab และคณะ [30] นำเสนอสายอากาศ PFMA ที่มีโครงสร้าง EBG แบบแปดเหลี่ยมสำหรับใช้ในระบบ WLAN โดยโครงสร้าง EBG มีลักษณะ 3×3 เซลล์วางอยู่ด้านล่างสายอากาศด้วยระยะห่าง 10 มิลลิเมตร โดยโครงสร้างสายอากาศและ EBG สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด FR-4 มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์เท่ากับ 4.3 ขนาด 90×90 ตารางมิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ดังนี้



(ก)



(ข)

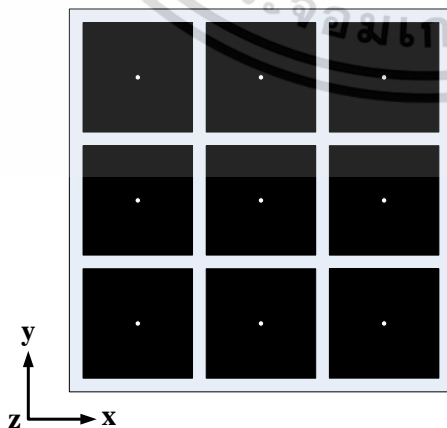
รูปที่ 3.4 โครงสร้างสายอากาศวงแหวน EBG (ก) แบบจำลอง (ข) สร้างจริง [30]

โครงสร้าง EBG ตามรูปที่ 3.4 ทำหน้าที่เป็นตัวนำแม่เหล็กเทียมที่มีคุณสมบัติเป็นพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงเป็นตัวสะท้อนคลื่นทำให้สายอากาศมีอัตราขยายเท่ากับ 7.317 dBi มีเปอร์เซ็นต์แบนด์วิดธ์เท่ากับ 17.14% และมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม

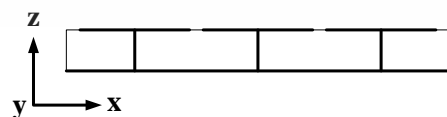
จากงานวิจัยที่มีมาก่อนพบว่าโครงสร้าง EBG มีคุณสมบัติเป็นพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและมีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์ (ตัวนำแม่เหล็กเทียม) โดยเมื่อนำโครงสร้าง EBG มาใช้งานร่วมกับสายอากาศทำให้สายอากาศมีอัตราขยายที่สูงขึ้นและมีแบนด์วิดธ์กว้างขึ้น ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงนำโครงสร้าง EBG มาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริบ

3.2 หลักการวิเคราะห์

3.2.1 พารามิเตอร์ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG



(ก)



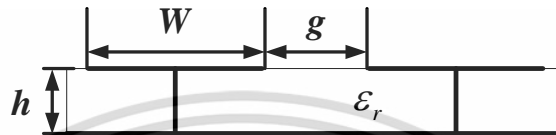
(ข)

รูปที่ 3.5 โครงสร้าง Mushroom-like EBG (ก) ด้านบน (ข) ด้านข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ศึกษาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (HIS) ออกแบบจากโครงสร้าง Mushroom-like EBG เป็นโครงสร้าง EBG แบบสองมิตินิยมสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ไมโครสตริป โดยส่วนประกอบของโครงสร้าง Mushroom-like EBG แสดงดังรูปที่ 3.5

จากรูปที่ 3.5 โครงสร้าง Mushroom-like EBG จะประกอบไปด้วยส่วนหลักสี่ส่วนคือ ระบายกราวด์ที่เป็นโลหะ วัสดุฐานรองที่เป็นไดอิเล็กตริก แผ่นโลหะระบายคาบที่อยู่บนวัสดุฐานรอง และตัวเชื่อมระหว่างแผ่นโลหะระบายคาบกับระบายกราวด์ โดยโครงสร้าง Mushroom-like EBG จะถูกกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆดังแสดงในรูปที่ 3.6 และตารางที่ 3.1 ดังนี้



รูปที่ 3.6 พารามิเตอร์ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของโครงสร้าง EBG

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์
W	ความกว้างของแผ่นเซลล์ระบายคาบ
g	ระยะห่างระหว่างแผ่นเซลล์ระบายคาบ
h	ความสูงของวัสดุฐานรอง
ϵ_r	ค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

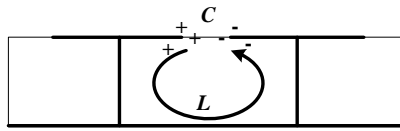
จากตารางที่ 3.1 เป็นการกำหนดพารามิเตอร์ของโครงสร้าง EBG โดย กำหนดให้ W คือความกว้างของแผ่นเซลล์ระบายคาบ g คือระยะห่างระหว่างแผ่นเซลล์ระบายคาบ h คือความสูงของวัสดุฐานรอง และ ϵ_r คือค่าคงที่ไดอิเล็กตริก

3.2.2 พารามิเตอร์วงจรของโครงสร้างของ Mushroom-like EBG



รูปที่ 3.7 ด้านข้างของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

รูปที่ 3.7 แสดงด้านข้างของโครงสร้าง Mushroom-like EBG ตัวโครงสร้างจะทำปฏิกิริยาต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า กระแสจะเกิดการเหนี่ยวนำในแผ่นโลหะด้านบน แรงดันเกิดจากช่องว่างระหว่างพื้นผิวที่ขนานกันทำให้เกิดการรวมตัวของประจุที่ด้านปลายของแผ่นโลหะด้านบนซึ่งจะเปรียบได้กับค่าความเก็บประจุ ประจุที่อยู่บนแผ่นโลหะด้านบนจะไหลผ่านแท่งโลหะไปยังแผ่นโลหะด้านล่างเป็นกระแสในสนามแม่เหล็ก เปรียบได้กับค่าความเหนี่ยวนำ แบบจำลองค่าความเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำจะแสดงในรูปที่ 3.8



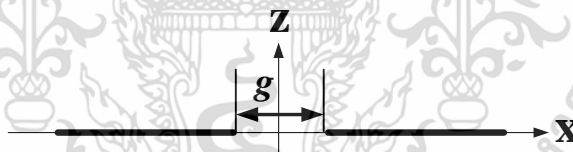
รูปที่ 3.8 แบบจำลองค่าความเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำ

พฤติกรรมของโครงสร้าง Mushroom-like EBG สามารถแสดงเป็นแบบจำลองวงจร LC เรโซแนนซ์แบบขนานได้ดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยค่า C เกิดจากช่องว่างระหว่างแผ่นเซลล์รัยคาบ ค่า L เกิดจากกระแสที่ไหลจากแผ่นเซลล์รัยคาบผ่านตัวเชื่อมสู่ระนาบกราวด์และไหลเข้าสู่แผ่นเซลล์รัยคาบที่อยู่ติดกันโดยผ่านตัวเชื่อมของแผ่นเซลล์ตัวนั้น ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร LC เรโซแนนซ์แบบขนานสามารถแสดงดังสมการที่ 3.9

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

จากสมการที่ 3.1 ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร LC เรโซแนนซ์แบบขนานมีค่าเท่ากับค่าอิมพีแดนซ์พื้นผิวของพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (HIS) ในสมการที่ 2.46 โครงสร้าง HIS มีลักษณะเดียวกับโครงสร้าง Mushroom-like EBG ดังนั้นโครงสร้าง Mushroom-like EBG จึงมีคุณสมบัติเป็น HIS

ค่าของตัวเก็บประจุเกิดจากค่าความเก็บประจุระหว่างแผ่นโลหะรัยคาบที่วางอยู่ใกล้กัน ซึ่งค่าความเก็บประจุจะได้มาจากการส่งคงรูป (Conformal Mapping) เป็นเทคนิคที่ใช้สำหรับการกระจายสนามไฟฟ้าสถิตย์ในระนาบสองมิติ มีที่มาเริ่มจากแผ่นโลหะขนาดกึ่งไม่จำกัด (Semi-Infinite Plate) สองแผ่นที่วางห่างกันเป็นระยะ g ดังแสดงในรูปที่ 3.9

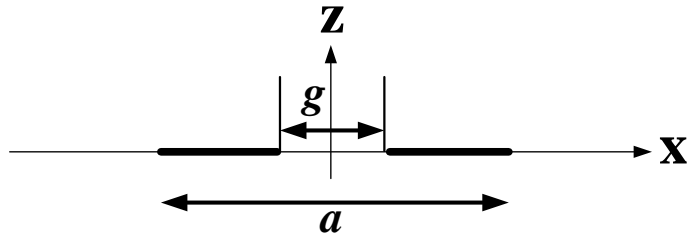


รูปที่ 3.9 แผ่นโลหะขนาดกึ่งไม่จำกัดสองแผ่นที่วางห่างกันเป็นระยะ g

จากทฤษฎีของการส่งคงรูป ฟังก์ชันของพังก์ชันไฟฟ้าในพิกัดเรขาคณิตสามารถเขียนได้ตามสมการที่ 3.2

$$\psi = \text{Im} \left[\frac{\varepsilon V}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{x + jy}{g/2} \right) \right] \quad (3.2)$$

โดยปกติค่าความเก็บประจุจะมีขนาดที่ไม่จำกัดและสนามที่บริเวณระยะห่างจากช่องว่างของแผ่นโลหะมีการลดลงแบบลอการิทึม (Logarithmically) โดยด้านปลายของแผ่นโลหะจะอยู่ที่จุด $\frac{a}{2}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ตัวเก็บประจุในพิกัดเรขาคณิต

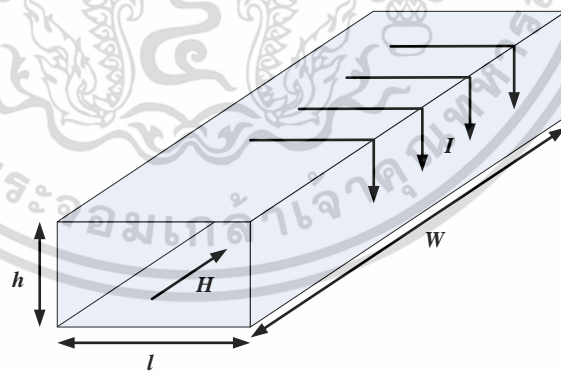
ถ้า $a \gg g$ จะสามารถประมาณค่าความเก็บประจุอยู่ในรูปของ ψ ได้ ที่จุดปลายของแผ่นโลหะ ฟลักซ์บนแผ่นโลหะจะประมาณค่าได้ดังสมการที่ 3.3

$$\psi \approx \text{Im} \left[\frac{2\varepsilon V}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{a}{g} \right) \right] = \frac{2\varepsilon V}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{a}{g} \right) \quad (3.3)$$

โดยกำหนดให้ความกว้างของแผ่นโลหะคือ W มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์ของโครงสร้างคือ ε_r ฟลักซ์บนแผ่นโลหะคือค่าความเก็บประจุและแรงดันที่อยู่ทั่วแผ่นโลหะ โดยค่าความเก็บประจุที่อยู่ระหว่างแผ่นโลหะสองแผ่นสามารถหาได้จากสมการที่ 3.4

$$C = \frac{W\varepsilon_0(1+\varepsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{W+g}{g} \right) \quad (3.4)$$

จากรูปที่ 3.8 ค่าของตัวเหนี่ยวนำเกิดจากลูปของกระแสที่ไหลผ่านตัวเชื่อมและแผ่นโลหะ จากหลักการกระแสในโซลินอยด์ที่แสดงในรูปที่ 3.11 สนามแม่เหล็กสามารถคำนวณได้จากกฎของแอมแปร์ (Ampere's Law) ตัวเหนี่ยวนำสามารถคำนวณได้จากการคำนวณจากพลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กและกระแสที่ไหลอยู่ภายนอก



รูปที่ 3.11 กระแสในโซลินอยด์สำหรับการหาค่าความเหนี่ยวนำ

รูปที่ 3.11 แสดงกระแสในโซลินอยด์ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ $h \times l$ มีความยาวเท่ากับ W จะมีกระแสไหลอยู่ภายนอกคือ I และมีสนามแม่เหล็กที่ผ่านโซลินอยด์คือ H ซึ่งกระแสที่ไหลอยู่รอบโซลินอยด์จะมีลักษณะที่เหมือนกับกระแสที่ไหลผ่านตัวเชื่อมไปยังแผ่นโลหะของโครงสร้าง Mushroom-like EBG สนามแม่เหล็กที่ผ่านโซลินอยด์สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่านอยู่ภายนอกดังแสดงในสมการที่ 3.5

$$H = \frac{I}{W} \quad (3.5)$$

โดยพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับพลังงานสะสมในสนามแม่เหล็กดังแสดงในสมการที่ 3.6

$$I^2 L = \int_{vol} (\mu H \cdot H) dv \quad (3.6)$$

จะได้ค่าความเหนี่ยวนำในโซลีนอยด์ดังแสดงในสมการที่ 3.15

$$L = \mu h \frac{l}{W} \quad (3.7)$$

สำหรับค่าความเหนี่ยวนำแบบแผ่น (Sheet Inductance) ตัวประกอบ $\frac{l}{W}$ จะมีขนาดเท่ากัน [31] ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำจะสัมพันธ์กับความหนาของโครงสร้างและค่าความซาบซึ่มทางแม่เหล็ก ดังแสดงในสมการที่ 3.8

$$L = \mu h \quad (3.8)$$

เมื่อนำสมการที่ 3.4 และ 3.8 ไปแทนลงในสมการที่ 3.1 ค่าอิมพีแดนซ์สามารถที่จะคำนวณออกมาได้ แบบจำลองวงจร LC ง่ายต่อการอธิบายหลักการของโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีคุณสมบัติหลักสองรูปแบบคือมีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (HIS) จากสมการข้างต้นและมีเฟสการสะท้อนเป็นศูนย์ในหัวข้อถัดไป

3.2.3 เฟสการสะท้อน

อิมพีแดนซ์พื้นผิวมีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตที่พื้นผิวสำหรับคลื่นนิ่งโดยคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน สำหรับพื้นผิวอิมพีแดนซ์ต่ำเช่นตัวนำไฟฟ้าจะมีอัตราส่วนของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีขนาดเล็ก สนามไฟฟ้าคือโหนดที่อยู่บนพื้นผิวและสนามแม่เหล็กคือแอนติโหนดในทางตรงข้ามพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงสนามไฟฟ้าคือแอนติโหนดที่อยู่บนพื้นผิวและสนามแม่เหล็กคือโหนดเช่นพื้นผิวที่เป็นตัวนำแม่เหล็กเทียม เมื่อพิจารณาโดยอาศัยแบบจำลองอิมพีแดนซ์พื้นผิวสามารถคำนวณหาเฟสการสะท้อนของพื้นผิวเรโซแนนซ์แบบ Mushroom-like EBG ได้ สำหรับคลื่นตกกระทบตั้งฉากเฟสการสะท้อนเท่ากับ

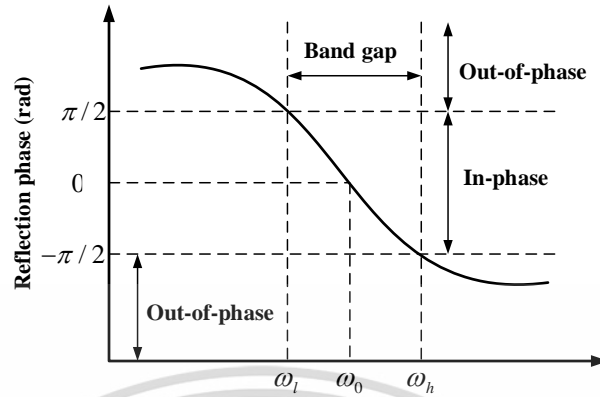
$$\psi_r = \text{Im} \left[\ln \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right] \quad (3.9)$$

เมื่อ Z_s คืออิมพีแดนซ์พื้นผิวมีค่าตามสมการที่ 3.1 และ η คือค่าอิมพีแดนซ์ในช่องว่างอิสระ จากสมการที่ 3.9 ที่ความถี่ต่ำโครงสร้างของพื้นผิวจะประพฤติตัวเป็นพื้นผิวเรียบโดยมีเฟสการสะท้อนเท่ากับ π ที่ความถี่สูงเฟสการสะท้อนจะมีความชันลดลงเข้าสู่ศูนย์และเฟสการสะท้อนจะเข้าสู่ $-\pi$

ณ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ อิมพีแดนซ์พื้นผิวจะมีค่าสูงมากทำให้มีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์ ในการพิจารณาช่วงการทำงานของโครงสร้าง Mushroom-like EBG ที่มีคุณสมบัติการเป็นพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงโดยทั่วไปจะพิจารณาเฟสการสะท้อนในช่วงระหว่าง $\pi/2$ ถึง $-\pi/2$ จากความถี่กลางที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 3.12 เนื่องจากค่าเฟสเหล่านี้จะไม่เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นตกกระทบกับคลื่นสะท้อน [32]



รูปที่ 3.12 เฟสการสะท้อนของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

3.2.4 แถบคลื่นพื้นผิว

คุณสมบัติที่สำคัญของโครงสร้าง Mushroom-like EBG คือมีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (HIS) สามารถถูกอธิบายโดยใช้แบบจำลองอิมพีแดนซ์พื้นผิวประสิทธิผล พื้นผิวถูกกำหนดอิมพีแดนซ์ในรูปของวงจร LC เรโซแนนซ์แบบขนาน การใช้พารามิเตอร์วงจรลัมพ์อธิบายโครงสร้างแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกต้องเมื่อความยาวคลื่นยาวมากกว่าขนาดขององค์ประกอบที่พิจารณาเป็นตัววงจรลัมพ์ (individual features) แบบจำลองอิมพีแดนซ์พื้นผิวประสิทธิผลสามารถทำนายคุณสมบัติการสะท้อนและลักษณะบางอย่างของโครงสร้างแถบคลื่นพื้นผิวแต่ไม่ใช่แถบช่องว่างของตัวเอง โดยการนิยามจำเป็นต้องขยายเป็นเวกเตอร์คลื่นขนาดใหญ่

เวกเตอร์คลื่น k เกี่ยวข้องกับค่าการลดลงเชิงพื้นที่ α และความถี่เชิงมุม ω โดยความสัมพันธ์การกระจาย ดังสมการที่ 3.10

$$k^2 = \mu_0 \epsilon_0 \omega^2 + \alpha^2 \quad (3.10)$$

สำหรับคลื่นพื้นผิว TM สามารถหาได้โดยรวมสมการที่ 3.10 กับสมการที่ 2.38 $\left(Z_s = \frac{j\alpha}{\omega \epsilon} \right)$ เพื่อหาค่า k ในฟังก์ชันของ ω เมื่อ η คืออิมพีแดนซ์ในช่องว่างอิสระและ c ความเร็วแสง

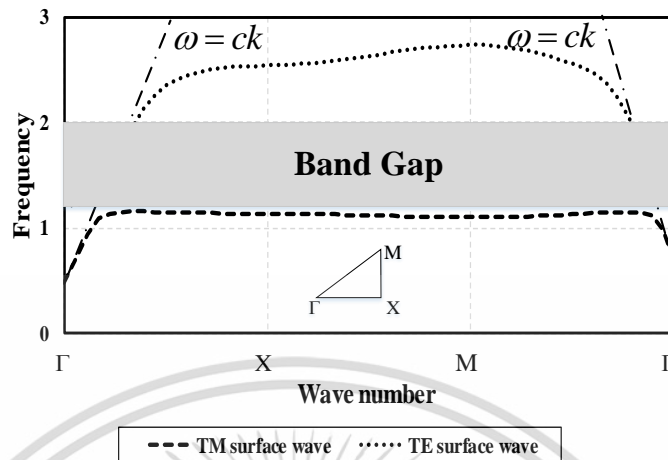
$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{Z_s^2}{\eta^2}} \quad (3.11)$$

สำหรับคลื่น TE สามารถหาได้โดยรวมสมการที่ 3.10 กับสมการที่ 2.45 $\left(Z_s = \frac{-j\omega\mu}{\alpha} \right)$

$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{\eta^2}{Z_s^2}} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ 3.1 ในสมการที่ 3.11 และ 3.12 จะสามารถพล็อตไดอะแกรมการกระจายของคลื่นพื้นผิวในบริบทของแบบจำลองอิมพีแดนซ์พื้นผิวประสิทธิภาพ ดังแสดงในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 ไดอะแกรมการกระจายของคลื่นพื้นผิว

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์เป็นตำแหน่งการกระจายของคลื่นพื้นผิว TM ที่ตำแหน่งเริ่มต้นของคลื่นพื้นผิว TM อยู่ใกล้เส้นแสงมาก สนามจะมีการขยายความยาวคลื่นมากเกินกว่าพื้นผิว เป็นปรากฏการณ์ที่พบบนแผ่นโลหะแบน ที่บริเวณใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ คลื่นพื้นผิว TM จะกระจายอย่างแน่นหนาที่พื้นผิวและมีความเร็วกลุ่มต่ำมาก เคอร์ฟการกระจายจะงอออกจากเส้นแสงเข้าสู่บริเวณด้านล่างของแถบช่อง (Band Gap) และเคอร์ฟการกระจาย TM จะกระจายกลับเข้าสู่เส้นแสงที่ตำแหน่งเริ่มต้น

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ พื้นผิวเป็นความเก็บประจุและคลื่น TE จะมีการกระจายตัว ที่ความถี่ต่ำของเคอร์ฟการกระจาย TE ที่เข้าใกล้เส้นแสง คลื่นแพร่กระจายเล็กน้อยที่บริเวณพื้นผิว และมีการขยายออกไปยังพื้นที่โดยรอบ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเคอร์ฟการกระจายจะงอออกจากเส้นแสงเข้าสู่บริเวณขอบด้านบนของแถบช่องว่างและคลื่นกระจายตัวที่ขอบเขตอย่างหนาแน่นที่พื้นผิว โดยเคอร์ฟการกระจาย TE จะกระจายกลับเข้าสู่เส้นแสงที่บริเวณเดิม บริเวณการกระจายตัวเลขคลื่นของคลื่นพื้นผิว TM และ TE จะเรียกว่าบริเวณ Brillouin [16] ที่บริเวณแถบช่องว่างจะไม่มีกระจายตัวของคลื่นพื้นผิวซึ่งถูกกำหนดให้เป็นแถบช่องว่างคลื่นพื้นผิวโดยบริเวณนี้จะเป็นคุณสมบัติ HIS ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

3.2.5 แบนด์วิดธ์

สายอากาศที่ใช้งานร่วมกับโครงสร้าง Mushroom-like EBG จะพบอิมพีแดนซ์ของช่องว่างอิสระและอิมพีแดนซ์ของพื้นผิวที่อีกด้านหนึ่ง เมื่อโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีความถี่ที่อยู่ห่างจากความถี่เรโซแนนซ์มากกระแสนของสายอากาศจะถูกสะท้อนโดยกระแสตรงข้ามในพื้นผิว สายอากาศจะถูกตัดวงจรโดยตัวนำที่อยู่ใกล้เคียงทำให้ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นต่ำมาก ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์หรือเห็นว่ามีประโยชน์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากเมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์ของช่องว่างอิสระ ดังนั้นสายอากาศจะไม่ถูกลัดวงจรในบริเวณความถี่นี้ ทำให้ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นสูง

โดยพิจารณาพื้นผิวโครงสร้างเป็นแบบจำลองวงจร LC ขนานกับสายอากาศ การแพร่กระจายสู่ช่องว่างอิสระถูกจำลองเป็นตัวต้านทานที่มีค่าเป็นอิมพีแดนซ์ในช่องว่างอิสระ กำลังงานที่ถูกกระจายออกไปในตัวต้านทานคือผลการทดสอบของประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นสูงสุดเกิดที่ความถี่เรโซแนนซ์ LC ของระนาบกราวด์เมื่อคาร์แรกแตนซ์พื้นผิวมีค่าเป็นอนันต์ โดยที่ความถี่ต่ำมากหรือที่ความถี่สูงมากจะมีเพียงกระแสบนพื้นผิวโดยไม่มีกระแสของสายอากาศทำให้กำลังงานที่แพร่กระจายลดลง ซึ่งสามารถแสดงค่าที่มีการแพร่กระจายลดลงครึ่งหนึ่งจากค่าสูงสุดเกิดขึ้นเมื่อขนาดของอิมพีแดนซ์พื้นผิวเท่ากับอิมพีแดนซ์ในช่องว่างอิสระแสดงดังสมการ

$$|Z_s| = \eta \quad (3.13)$$

และ $\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ โดยนำค่าอิมพีแดนซ์พื้นผิวในสมการที่ 3.1 แทนลงในสมการที่ 3.13 จะสามารถหาค่าความถี่เชิงมุมได้ดังนี้

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} + \frac{1}{2\eta^2 C^2} \pm \frac{1}{\eta C} \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{4\eta^2 C^2}} \quad (3.14)$$

ในพจน์ $1/(\eta C)^2$ โดยทั่วไปจะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับพจน์ $1/LC$ ดังนั้นสมการที่ 3.14 สามารถประมาณค่าได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 \pm \frac{Z_0}{\eta}} \approx \omega_0 \left(1 \pm \frac{1}{2} \frac{Z_0}{\eta} \right) \quad (3.15)$$

เมื่ออิมพีแดนซ์คุณลักษณะ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ โดยความถี่ทั้งสองที่ถูกกำหนดโดยสัญลักษณ์บวกลบในสมการที่ 3.15 ถูกจำกัดขอบเขตไปตลอดช่วงที่สายอากาศมีการแพร่กระจายอย่างมีประสิทธิภาพบนพื้นผิว EBG ซึ่งแบนด์วิดท์ทั้งหมด (BW) จะประมาณเท่ากับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของพื้นผิวหารด้วยอิมพีแดนซ์ในช่องว่างอิสระดังนี้

$$BW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx \frac{Z_0}{\eta} = \frac{\sqrt{L/C}}{\sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}} \quad (3.16)$$

สมการที่ 3.16 เป็นแบนด์วิดท์ของเฟสการสะท้อนที่อยู่ระหว่าง $\pi/2$ ถึง $-\pi/2$ และจะพบกระแสเงา (Image Current) ในบริเวณ in phase มากกว่าที่บริเวณ out of phase ในช่วงบริเวณนี้มักเกิดแถบช่องว่างคลื่นพื้นผิวขึ้นซึ่งจะถูกแสดงในรูปของแบนด์วิดท์ที่สามารถใช้งานได้สูงสุดของสายอากาศที่ติดตั้งบนพื้นผิวเรโซแนนซ์ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความเหนี่ยวนำของพื้นผิว L เท่ากับผลคูณของความหนา h และค่าความซาบซึ่มทางแม่เหล็ก μ ดังแสดงในสมการที่ 3.8 และแทนค่า L ในสมการที่ 3.15 ค่าแบนด์วิดธ์ของวัสดุที่บาง ($h \ll \lambda_0$) วัสดุที่ไม่เป็นแม่เหล็ก ($\mu = \mu_0$) ระบายกราวนด์ที่เกิดเรโซแนนซ์ (Resonant Textured Ground Plane) สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$BW = \frac{2\pi}{\lambda_0} h \quad (3.17)$$

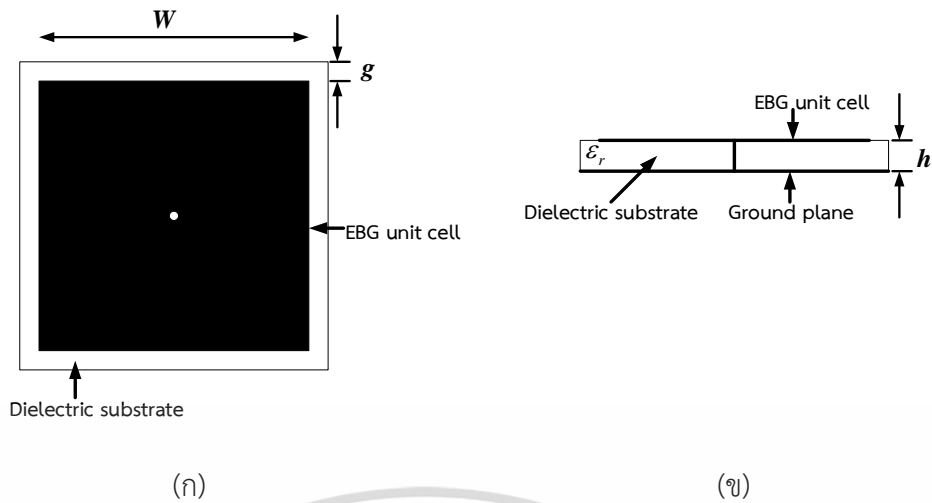
เมื่อ λ_0 คือความยาวคลื่นในช่องว่างอิสระที่ความถี่เรโซแนนซ์ จากสมการที่ 3.17 พบว่าแบนด์วิดธ์จะแปรผันกับความหนาของพื้นผิวและแปรผกผันกับความยาวคลื่นโดยค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองไม่มีผลกระทบโดยตรงกับแบนด์วิดธ์

3.3 การจำลองโครงสร้าง Mushroom-like EBG

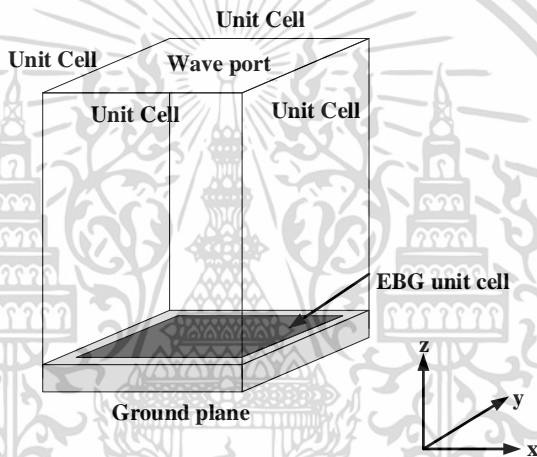
3.3.1 วิธีการจำลองโครงสร้าง Mushroom-like EBG

ในหัวข้อนี้นำเสนอการออกแบบพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงจากโครงสร้าง EBG สองมิติที่เชื่อมต่อระหว่างแผ่นเซลล์กับระนาบกราวนด์หรือโครงสร้าง Mushroom-like EBG เนื่องจากมีข้อดีในเรื่องของขนาดที่เล็กกว่าและแบนด์วิดธ์ที่กว้างกว่าเมื่อเทียบกับโครงสร้าง EBG ที่ไม่เชื่อมต่อระหว่างแผ่นเซลล์กับระนาบกราวนด์

ในขั้นตอนการออกแบบโครงสร้าง Mushroom-like EBG จะทำการออกแบบบนโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® โดยออกแบบโครงสร้าง EBG บนพื้นฐานเซลล์หนึ่งหน่วยที่มีรูปร่างแผ่นตัวนำเป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสดังแสดงในรูปที่ 3.14 พารามิเตอร์ต่างๆถูกระบุตามตารางที่ 3.1 โครงสร้าง EBG ถูกออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด FR-4 มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์เท่ากับ 4.3 และตัวนำชนิด Copper (annealed) มีค่าความนำไฟฟ้าเท่ากับ 5.8×10^7 ซีเมนต์ต่อเมตรเพื่อให้โครงสร้าง EBG ที่ออกแบบมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับโครงสร้าง EBG ที่ทำการสร้างขึ้น ในขั้นตอนการจำลองโครงสร้าง Mushroom-like EBG ทำการหาเฟสการสะท้อนที่อยู่ในช่วงกว้างความถี่ระหว่าง $\pi/2$ ถึง $-\pi/2$ หรือ 90 ถึง -90 องศา เนื่องจากความสมมาตรทางด้านรูปร่างของแต่ละองค์ประกอบในแต่ละเซลล์หนึ่งหน่วย การกำหนดเงื่อนไขขอบเขตที่เหมาะสมทำให้ได้ผลลัพธ์จากโครงสร้าง EBG ที่มีเซลล์เป็นอนันต์ด้วยเพียงการจำลองจากเซลล์หนึ่งเพียงเซลล์เดียวโดยที่เงื่อนไขขอบเขตจะสร้างผลที่ได้จากเซลล์อื่นๆทั้งหมดขึ้นมา โดยกำหนดให้สอดคล้องกับเงื่อนไขขอบเขต Floquet โดยในทิศ x และทิศ y กำหนดให้เป็นเซลล์หนึ่งหน่วย และในทิศ z กำหนดให้ z_{\min} เป็น PEC เนื่องจากเป็นระนาบกราวนด์และ $z_{\max} = +\infty$ เนื่องจากมีคลื่นมาตกกระทบและมีคลื่นสะท้อนในทิศ z



รูปที่ 3.14 โครงสร้าง Mushroom-like EBG แบบเซลล์หนึ่งหน่วย (ก) ด้านหน้า (ข) ด้านข้าง



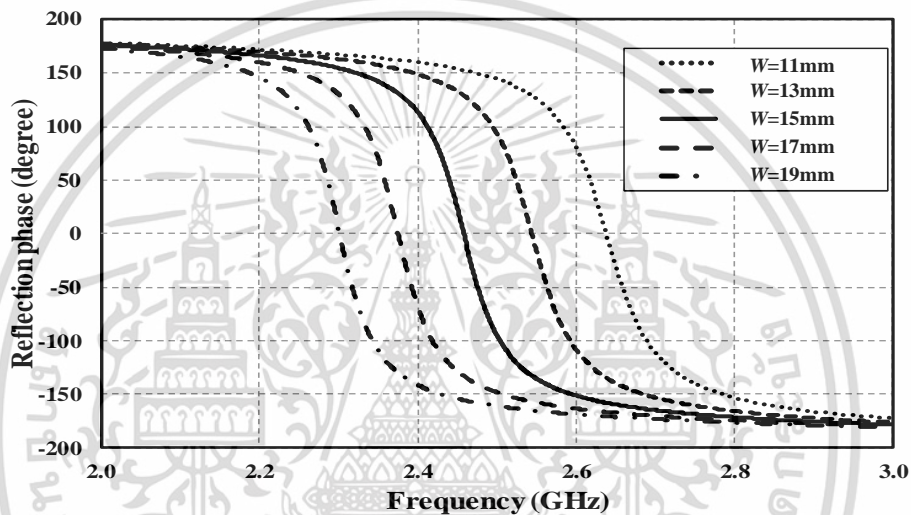
รูปที่ 3.15 แบบจำลองของโครงสร้าง Mushroom-like EBG แบบเซลล์หนึ่งหน่วย

3.3.2 ผลกระทบของเฟสการสะท้อนบนโครงสร้าง Mushroom-like EBG

ในขั้นตอนนี้จะทำการศึกษาผลกระทบของเฟสการสะท้อนเมื่อมีการปรับขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง Mushroom-like EBG เริ่มต้นกำหนดให้โครงสร้าง Mushroom-like EBG มีเฟสการสะท้อนที่ความถี่ 2.45 GHz โดยขนาดพารามิเตอร์ต่างๆมีขนาดดังต่อไปนี้ $W = 15$ มิลลิเมตร $g = 1.5$ มิลลิเมตร $h = 0.8$ มิลลิเมตร และ $\epsilon_r = 4.3$ ในขั้นตอนการศึกษาผลกระทบจะทำการปรับขนาดของพารามิเตอร์ต่างๆดังแสดงในตารางที่ 3.2 - 3.5 ต่อไปนี้

ตารางที่ 3.2 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความกว้างของแผ่นเซลล์รัยคาบ

สัญลักษณ์	ขนาด
W	11 - 19 มิลลิเมตร
g	1.5 มิลลิเมตร
h	0.8 มิลลิเมตร
ϵ_r	4.3

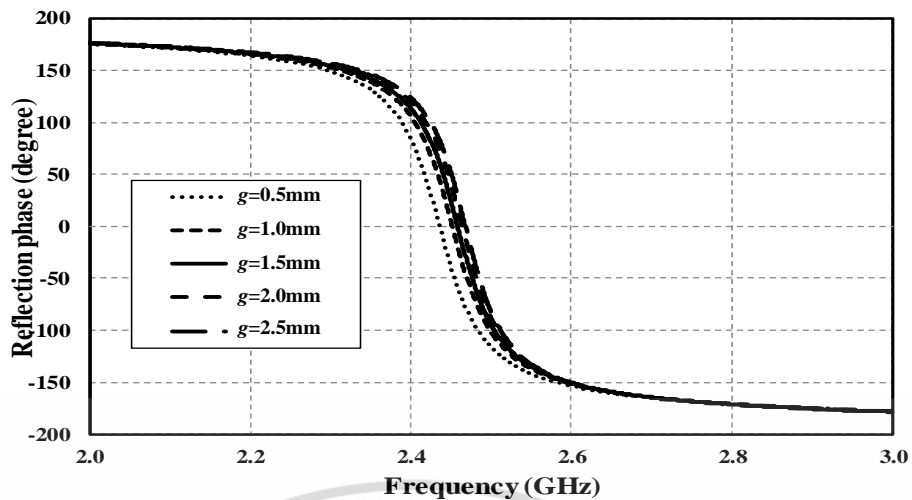


รูปที่ 3.16 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ W

รูปที่ 3.16 แสดงเฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ W พบว่าเมื่อพารามิเตอร์ W มีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้เฟสการสะท้อนมีความถี่เรโซแนนซ์ลดลง สอดคล้องกับสมการที่ 3.4 เมื่อความกว้างของแผ่นเซลล์รัยคาบ (W) มีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้ค่าความเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้มีความถี่เรโซแนนซ์ลดลง

ตารางที่ 3.3 ปรับขนาดพารามิเตอร์ระยะห่างระหว่างแผ่นเซลล์รัยคาบ

สัญลักษณ์	ขนาด
W	15 มิลลิเมตร
g	0.5 - 2.5 มิลลิเมตร
h	0.8 มิลลิเมตร
ϵ_r	4.3



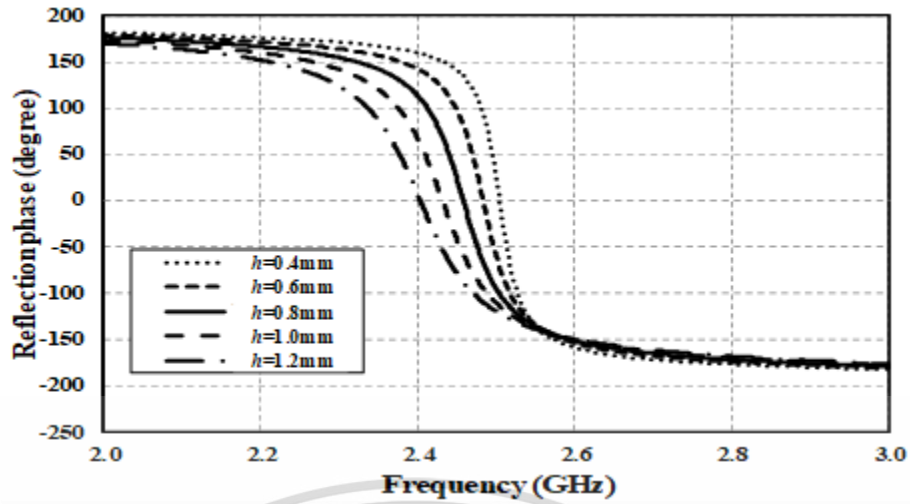
รูปที่ 3.17 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ g

รูปที่ 3.17 แสดงเฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ g พบว่าเมื่อพารามิเตอร์ g มีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้เฟสการสะท้อนไม่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของความถี่เรโซแนนซ์ สอดคล้องกับสมการที่ 3.4 เมื่อระยะห่างระหว่างแผ่นเซลล์รัยคาบ (g) มีขนาดเพิ่มขึ้นไม่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความเก็บประจุส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 3.4 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความสูงของวัสดุฐานรอง

สัญลักษณ์	ขนาด
W	15 มิลลิเมตร
g	1.5 มิลลิเมตร
h	0.4 - 1.2 มิลลิเมตร
ϵ_r	4.3

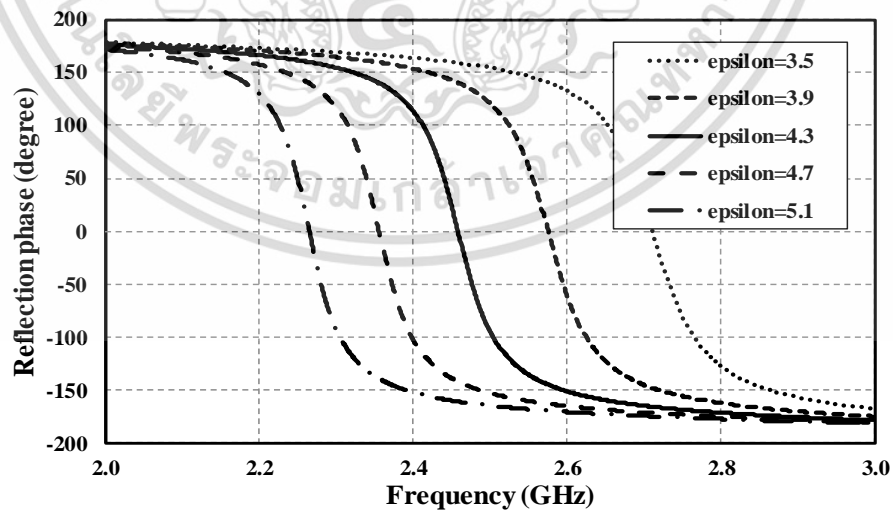
รูปที่ 3.18 แสดงเฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ h พบว่าเมื่อพารามิเตอร์ h มีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้เฟสการสะท้อนมีความถี่เรโซแนนซ์ลดลง สอดคล้องกับสมการที่ 3.8 เมื่อความสูงของวัสดุฐานรอง (h) มีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้มีความถี่เรโซแนนซ์ลดลง



รูปที่ 3.18 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ h

ตารางที่ 3.5 ปรับขนาดพารามิเตอร์ค่าคงที่ได้อิเล็กทรอนิกส์

สัญลักษณ์	ขนาด
W	15 มิลลิเมตร
g	1.5 มิลลิเมตร
h	0.8 มิลลิเมตร
ϵ_r	3.5 - 5.1



รูปที่ 3.19 เฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ ϵ_r

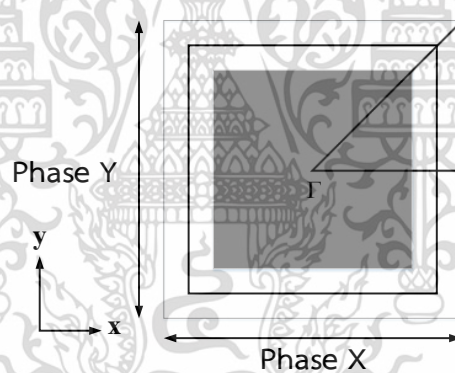
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.19 แสดงเฟสการสะท้อนเมื่อปรับพารามิเตอร์ ϵ_r พบว่าเมื่อพารามิเตอร์ ϵ_r มีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้เฟสการสะท้อนมีความถี่เรโซแนนซ์ลดลง สอดคล้องกับสมการที่ 3.4 เมื่อค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) มีขนาดเพิ่มขึ้นทำให้ค่าความเก็บประจุค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้มีความถี่เรโซแนนซ์ลดลง

ตารางที่ 3.6 ขนาดของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

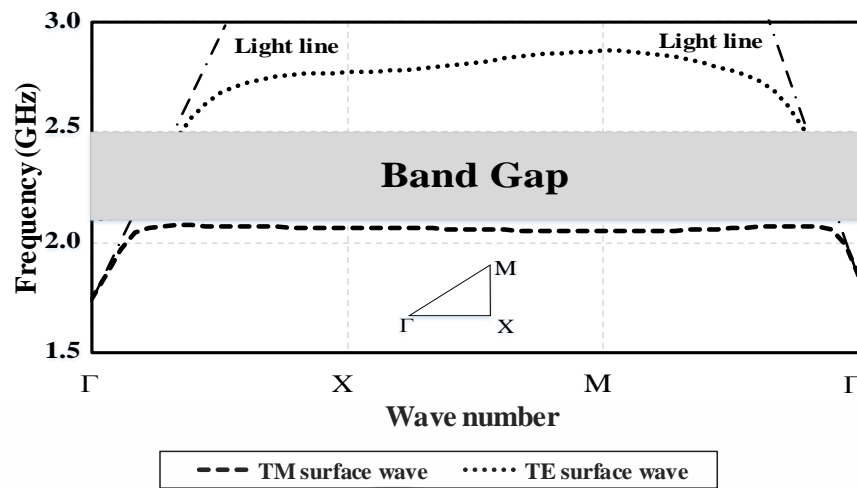
สัญลักษณ์	ขนาด
W	15 มิลลิเมตร
g	1.5 มิลลิเมตร
h	0.8 มิลลิเมตร
ϵ_r	4.3

ตารางที่ 3.6 แสดงขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง Mushroom-like EBG ที่มีความถี่เรโซแนนซ์ของเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์องศาที่ 2.45 GHz ในขั้นตอนถัดไปทำการจำลองโครงสร้าง Mushroom-like EBG เพื่อหาแถบช่องว่างความถี่ที่มีคุณสมบัติ HIS ดังแสดงในรูปที่ 3.20 ดังนี้



รูปที่ 3.20 แบบจำลองแถบคลื่นพื้นผิว

จากรูปที่ 3.20 แบบจำลองแถบคลื่นพื้นผิวของโครงสร้าง Mushroom-like EBG จะจำลองด้วยการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตในทิศ x และทิศ y เป็น Unit Cell และทิศ z เป็น PEC โดยคลื่นตกกระทบไปตามทิศ x ด้วยการเลื่อนเฟส x จาก 0 องศาถึง 180 องศาจะแสดงทิศทางของเลขคลื่นที่ตำแหน่ง Γ ถึง X และเมื่อคลื่นตกกระทบไปตามทิศ y ด้วยการเลื่อนเฟส y จาก 0 องศาถึง 180 องศาจะแสดงทิศทางของเลขคลื่นที่ตำแหน่ง X ถึง M และจะแสดงทิศทางของเลขคลื่นกลับไปตำแหน่งเริ่มต้นหรือ Γ (เฟส x และเฟส y เลื่อนจาก 180 องศากลับไป 0 องศา) เนื่องจากเป็นรูปทรงสมมาตรโดยการจำลองแถบคลื่นพื้นผิวเพื่อแสดงคุณสมบัติ HIS ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG จะแสดงในไดอะแกรมการกระจาย ดังแสดงในรูปที่ 3.21 ต่อไปนี้



รูปที่ 3.21 ไดอะแกรมการกระจายของโครงสร้าง Mushroom-like EBG

จากรูปที่ 3.21 พบว่าโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีแถบช่องว่างความถี่ระหว่าง 2.1 ถึง 2.5 GHz ที่บริเวณแถบช่องว่างจะไม่มี การแพร่กระจายของคลื่นพื้นผิวซึ่งเป็นคุณสมบัติของ HIS โดยโครงสร้าง Mushroom-like EBG นี้เหมาะกับการนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

3.4 สรุป

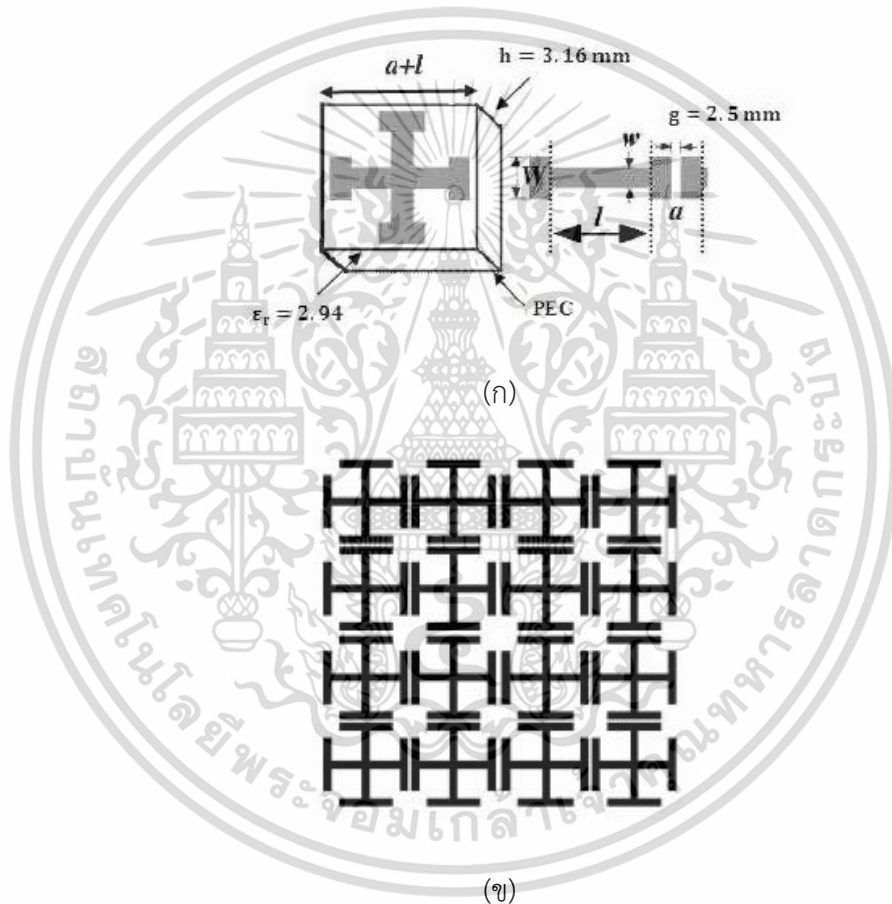
ในบทนี้แสดงผลการจำลองโครงสร้าง Mushroom-like EBG ที่มีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์ องศาที่ความถี่ 2.45 GHz ในขณะเดียวกันที่ตำแหน่งนี้โครงสร้าง Mushroom-like EBG มีคุณสมบัติพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง ซึ่งคุณสมบัติทั้งสองจะถูกนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปและชั้นวางซ้อน โดยคุณสมบัติเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์จะทำให้สายอากาศที่ใช้งานร่วมกับชั้นวางซ้อนมี สันฐานที่ต่ำและคุณสมบัติพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงที่แสดงในไดอะแกรมการกระจายทำหน้าที่กำจัดการ แพร่กระจายของคลื่นพื้นผิว โดยได้ทำการศึกษาผลกระทบของเฟสการสะท้อนต่อขนาดของ พารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง Mushroom-like EBG ที่มีผลต่อความถี่พบว่าขนาดความกว้างแผ่น เซลล์รายคาบสามารถปรับขนาดได้ง่ายที่สุดโดยไม่ต้องทำการปรับเปลี่ยนวัสดุฐานรอง ทำให้สะดวก ต่อการปรับขนาดเมื่อนำไปใช้ร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

บทที่ 4

พื้นผิวเลือกความถี่

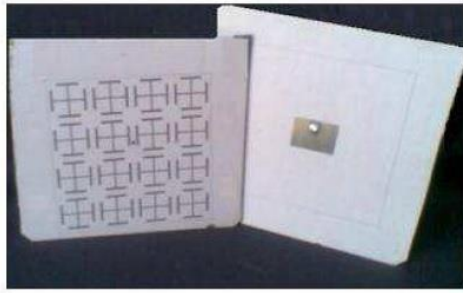
ในบทนี้นำเสนอหลักการและการออกแบบพื้นผิวเลือกความถี่ จำลองผลบนโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® ทำการศึกษาถึงผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆของพื้นผิวเลือกความถี่แบบวงสี่เหลี่ยมและแบบตัดแปลง เพื่อให้ได้ขนาดของพื้นผิวเลือกความถี่ที่เหมาะสมสำหรับนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศ

4.1 งานวิจัยที่มีมาก่อน



รูปที่ 4.1 โครงสร้าง FSS รูปทรงไม้กางเขนไขว้ (ก) แบบเซลล์หนึ่งหน่วย (ข) แบบ 4×4 เซลล์ [33]

ในปี 2011 สายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้าง FSS รูปทรงไม้กางเขนไขว้ถูกนำเสนอโดย F. M. Monavar และคณะ [33] โครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด RT Duroid6002 ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.94 หนา 3.16 มิลลิเมตร โดยโครงสร้าง FSS รูปทรงไม้กางเขนไขว้แสดงในรูปที่ 4.2

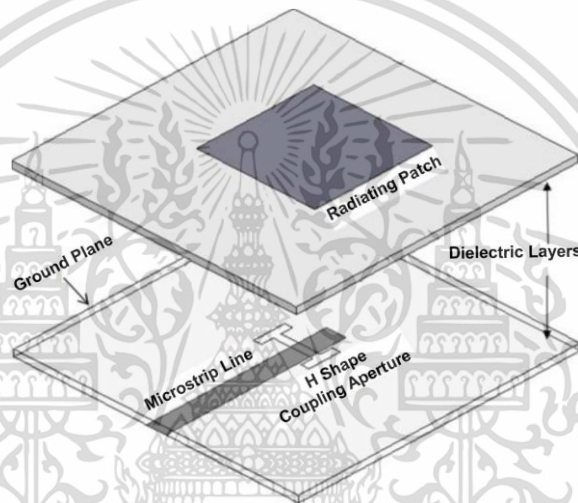


(ก)

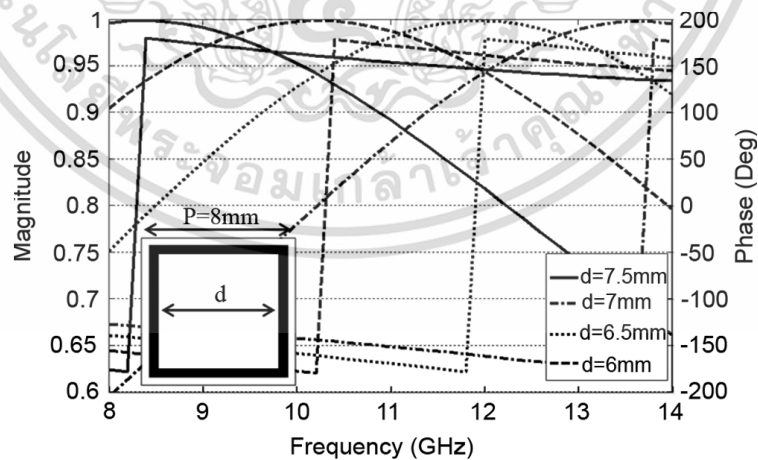


(ข)

รูปที่ 4.2 โครงสร้าง (ก) สายอากาศไมโครสตริปและชั้นวางซ้อน (ข) สายอากาศโดยรวม [33]



รูปที่ 4.3 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณแบบช่องเปิด [34]

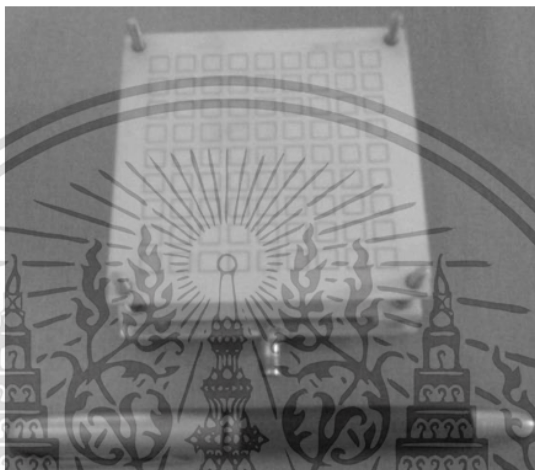


รูปที่ 4.4 ขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโครงสร้าง FSS [34]

โครงสร้างสายอากาศแสดงในรูปที่ 4.2 โดยสายอากาศตอบสนองที่ความถี่ 5.8 GHz โดยโครงสร้าง FSS ดังกล่าวสามารถบังคับการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศ ทำให้สายอากาศดังกล่าวมีอัตราขยายที่มากกว่า 5 dBi ตั้งแต่ความถี่ 5.527 ถึง 6.015 GHz มีประสิทธิภาพการแพร่กระจายเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นมากกว่า 85% ตั้งแต่ความถี่ 5.5 ถึง 6.13 GHz และมีแบนด์วิดท์เท่ากับ 10.44% ซึ่งมากกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมประมาณ 67%

และในปี 2012 A. Pirhadi และคณะ [34] นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณแบบช่องเปิดที่มีโครงสร้าง FSS รูปทรงบ่วงสี่เหลี่ยม โครงสร้างสายอากาศถูกออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด RT-duroid ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3.38 หนา 0.782 มิลลิเมตร ตอบสนองที่ความถี่กลางเท่ากับ 9.5 GHz โดยโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณแบบช่องเปิดแสดงในรูปที่ 4.3 โครงสร้าง FSS รูปทรงบ่วงสี่เหลี่ยมและผลการจำลองแสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.5 โครงสร้างสายอากาศโดยรวม [34]

โครงสร้างสายอากาศโดยรวมแสดงในรูปที่ 4.5 โดยโครงสร้าง FSS มีจำนวน 9×9 เซลล์วางอยู่เหนือสายอากาศด้วยระยะห่างเท่ากับ 14.8 มิลลิเมตร ส่งผลให้สายอากาศดังกล่าวมีการตอบสนองที่ความถี่กว้างตั้งแต่ 8.6 GHz ถึง 11 GHz โดยมีอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 15 dBi ที่ความถี่ 9.5 GHz

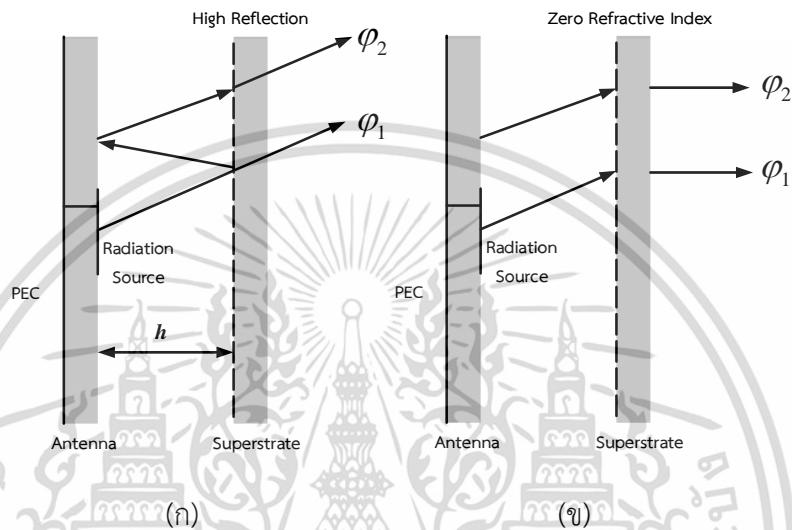
จากงานวิจัยที่มีมาก่อนพบว่าสายอากาศเมื่อนำมาใช้งานร่วมกับชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่ มีอัตราขยายที่สูงขึ้นเมื่อเทียบกับสายอากาศแบบปกติเนื่องจากชั้นวางซ้อนทำหน้าที่บังคับคลื่นให้แพร่กระจายไปด้านหน้าของสายอากาศ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงนำชั้นวางซ้อนมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

4.2 หลักการพิจารณา

คุณสมบัติของชั้นวางซ้อน (Superstrate layer) ที่ใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปโดยวางอยู่เหนือสายอากาศด้วยระยะหนึ่ง โดยทำการพิจารณาคุณสมบัติของชั้นวางซ้อนและโครงสร้างที่นำมาออกแบบชั้นวางซ้อน เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

4.2.1 การออกแบบชั้นวางซ้อน

การพิจารณาคุณสมบัติของชั้นวางซ้อนเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ไมโครสตริปจะพิจารณาอยู่สองกรณีคือชั้นวางซ้อนมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สูงเมื่อพิจารณาที่บริเวณระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนและชั้นวางซ้อนมีดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์โดยพิจารณาจากค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนของชั้นวางซ้อน ดังแสดงในรูปที่ 4.6(ก) และ(ข) ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 คุณสมบัติของชั้นวางซ้อน (ก) สัมประสิทธิ์การสะท้อนสูง (ข) ดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์

จากรูปที่ 4.6(ก) ชั้นวางซ้อนมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนสูง โดยเมื่อมีคลื่นจากแหล่งกำเนิด (สายอากาศ) ตกกระทบกับชั้นวางซ้อนทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาระหว่างชั้นวางซ้อนกับสายอากาศที่มีแผ่นโลหะระนาบกราวด์ (เฟสการสะท้อนเท่ากับ 180 องศา) จนเกิดเรโซแนนซ์ทำให้มีคลื่นที่ส่งผ่านชั้นวางซ้อนหลายตำแหน่งซึ่งทำให้บริเวณการแพร่กระจายสนามของสายอากาศเพิ่มขึ้น [35] ส่งผลให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงขึ้น ดังแสดงสมการต่อไปนี้

$$D_{\max} = \frac{1+r}{1-r} \quad (4.1)$$

$$h = \left(\frac{\varphi_r}{\pi} - 1 \right) \frac{\lambda}{4} + N \frac{\lambda}{2}, N = 0, 1, 2, \dots \quad (4.2)$$

จากสมการที่ 4.1 และ 4.2 เป็นการพิจารณาค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนซึ่งมีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทางและระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน จากรูปที่ 4.6(ข) ชั้นวางซ้อนมีคุณสมบัติดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์ทำให้คลื่นที่ส่งผ่านชั้นวางซ้อนหลายตำแหน่งตั้งฉากกับชั้นวางซ้อนและเดินทางสู่อากาศขนานกัน ต้องพิจารณาจากค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนของชั้นวางซ้อนเพื่อให้ได้ค่าดัชนีหักเหของชั้นวางซ้อน โดยพิจารณาจากสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\epsilon_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - (S_{21} + S_{11})}{1 + (S_{21} + S_{11})} \quad (4.3)$$

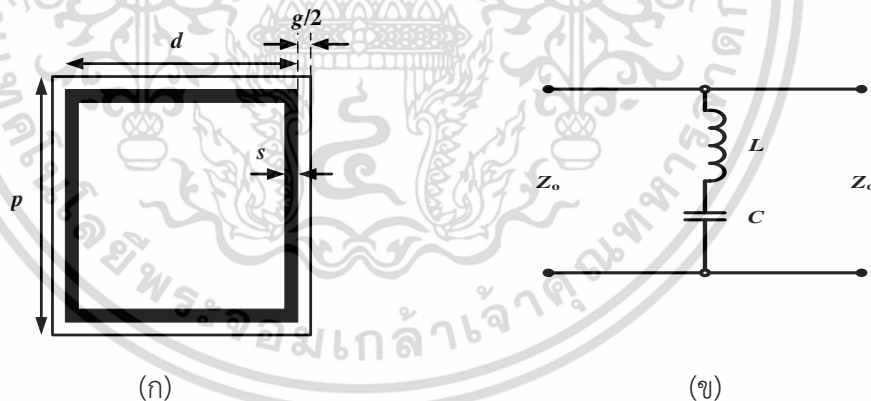
$$\mu_r \approx \frac{2}{jk_0 d} \frac{1 - (S_{21} - S_{11})}{1 + (S_{21} - S_{11})}$$

$$n = \sqrt{\epsilon\mu} \quad (4.4)$$

ชั้นวางซ้อนสามารถออกแบบได้จากโครงสร้างหลายแบบ โดยการออกแบบชั้นวางซ้อนจากโครงสร้าง FSS เป็นที่นิยมโครงสร้างหนึ่งเนื่องจากเป็นโครงสร้างระนาบสองมิติ สามารถออกแบบให้มีการส่งผ่านเฉพาะความถี่ที่ออกแบบและมีเสถียรภาพเชิงมุม ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

4.2.2 โครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยม

จากข้อดีของโครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยมเมื่อเทียบกับรูปร่างองค์ประกอบอื่นในตารางที่ 2.1 ในหัวข้อนี้ทำการพิจารณาโครงสร้าง FSS ที่มีรูปแบบบ่วงสี่เหลี่ยมหรือวงแหวนสี่เหลี่ยมเนื่องจากมีรูปร่างสมมาตรเมื่อเทียบกับรูปร่างแบบเส้นหรือแบบแพทช์และง่ายต่อการออกแบบ การออกแบบโครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยมเป็นการออกแบบพื้นฐานเพื่อเข้าใจถึงพฤติกรรมของโครงสร้างชนิดนี้ โครงสร้างนี้มีรูปร่างง่ายเหมาะสำหรับการสร้างต้นแบบพฤติกรรมและผลกระทบต่อความถี่ในการจำลองผล โดยโครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยมและวงจรสมมูลย์แสดงในรูปที่ 4.7 ดังนี้



รูปที่ 4.7 โครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยม (ก) เซลล์หนึ่งหน่วย (ข) วงจรสมมูลย์

แบบจำลองวงจรสมมูลย์เป็นกระบวนการที่ง่ายและเร็วในการวิเคราะห์ FSS ซึ่งเป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจสำหรับการจำลองผลแบบคลื่นเต็ม มีพื้นฐานจากสายนำสัญญาณแบบจำลองวงจรสมมูลย์ของ FSS เป็นรูปแบบวงจร LC ค่า L และ C สามารถคำนวณได้จากพื้นฐานบนการประมาณแบบกึ่งสถิต (quasi-static) ของวงจรสมมูลย์แบบสตริปเหนี่ยวนำซึ่งถูกพัฒนาโดย N. Markuvitz [36] รูปที่ 4.7(ข) แสดงแบบจำลองวงจรสมมูลย์ที่ใช้สำหรับโครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยม สำหรับคลื่นตกกระทบ TE เส้นสตริปแนวตั้งประพฤติตัวเป็นอิมพีแดนซ์ตัวเหนี่ยวนำในวงจรสมมูลย์และร่องช่องว่าง

เอกสารนี้เป็นงานอนประพฤิตัวเป็นอิมพีแดนซ์ตัวเก็บประจุ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า L และ C ของวงจรสมมูลสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.5 และ 4.6 เมื่อ d , p , s และ g คือพารามิเตอร์ต่างๆของบ่วงสี่เหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 4.7(ก) [37]

$$\frac{X_L}{Z_0} = \omega L = \frac{d}{p} \cos \theta F(p, 2s, \lambda, \theta) \quad (4.5)$$

$$\frac{B_C}{Z_0} = \omega C = 4 \frac{d}{p} \sec \theta F(p, g, \lambda, \theta) \varepsilon_{eff} \quad (4.6)$$

เมื่อ

$$F(p, w, \lambda, \theta) = \frac{p}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \frac{\pi w}{2p} \right) + G(p, w, \lambda, \theta) \right] \quad (4.7)$$

$$G(p, w, \lambda, \theta) = \frac{1}{2} \frac{(1-\beta^2)^2 \left[\left(1-\frac{\beta^2}{4}\right)(A_+ + A_-) + 4\beta^2 A_+ A_- \right]}{\left(1-\frac{\beta^2}{4}\right) + \beta^2 \left(1+\frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8}\right)(A_+ + A_-) + 2\beta^6 A_+ A_-} \quad (4.8)$$

โดยที่

$$A_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 \pm \frac{2p \sin \theta}{\lambda} - \left(\frac{p \cos \theta}{\lambda}\right)^2\right)}} - 1 \quad (4.9)$$

และ

$$\beta = \sin \left(\frac{\pi w}{2p} \right) \quad (4.10)$$

โดย w ในฟังก์ชัน $F(p, w, \lambda, \theta)$, $G(p, w, \lambda, \theta)$ และสมการ β คือตัวแปรที่สามารถถูกแทนที่ด้วยค่าพารามิเตอร์ s และ g สำหรับค่า ε_{eff} ในสมการที่ 4.6 ถูกแทนค่าด้วย $\varepsilon_{eff} = 0.5(\varepsilon_r + 1)$ [38] พารามิเตอร์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อใช้เป็นการปรับค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล อย่างไรก็ตามค่า ε_{eff} ถูกพบผ่านการจำลองหลายอย่างที่มีหรือไม่มี การปรับค่านี้นี้ซึ่งเป็นเพียงความถูกต้องสำหรับการจำลองผลเมื่อวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกมีความหนา ($> \lambda/5$) หรือบางมาก ($< \lambda/100$) สมการวงจรสมมูลอยู่บนพื้นฐานของ [36] อย่างไรก็ตามมีข้อจำกัดเกี่ยวกับความถูกต้องเช่น $w/p \ll 1$, $p/\lambda \ll 1$ และ $p(1 + \sin \theta)/\lambda < 1$ ถึงแม้ว่าจะปฏิบัติตามเงื่อนไขเหล่านี้แต่สมการที่ 4.5 ถึง 4.10 ไม่ได้กล่าวถึงขนาดความหนาของวัสดุฐานรองและหากมีการพิจารณาขนาดความหนาและคุณสมบัติของวัสดุฐานรอง สมการเหล่านี้ก็นำไปสู่ผลลัพธ์ที่ไม่ถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก [39] การพัฒนาชุดการจำลองพารามิเตอร์สำหรับโครงสร้าง FSS แบบปวงสี่เหลี่ยม สำหรับการกำหนดค่าพารามิเตอร์ d , p , s และ g หลายค่า เช่นเดียวกับความหนาของวัสดุฐานรอง และค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ด้วยชุดผลลัพธ์นี้ทำให้ได้รับสมการ ϵ_{eff} ที่แตกต่างกัน ซึ่งไม่ได้มีข้อมูลเกี่ยวกับ ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผลเพียงค่าเดียวเท่านั้น แต่ยังมีผลกระทบของขนาดมิติของโครงสร้าง FSS ในขณะที่สมการหลักยังคงเหมือนเดิม

จากการอธิบายข้างต้น หลังจากมีการวิเคราะห์สมการเชิงประจักษ์ที่เหมาะสมสำหรับข้อมูลที่ มีการวิเคราะห์และรวบรวมทำให้ค่า ϵ_{eff} ที่ถูกใช้ใน [38] จะถูกแทนค่าด้วย

$$\epsilon_{corr} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \frac{\epsilon_r - 1}{2} e^{-\left[\frac{h - 5p}{(p+2s)\left(s+\frac{g}{2}\right)} \right]} \quad (4.11)$$

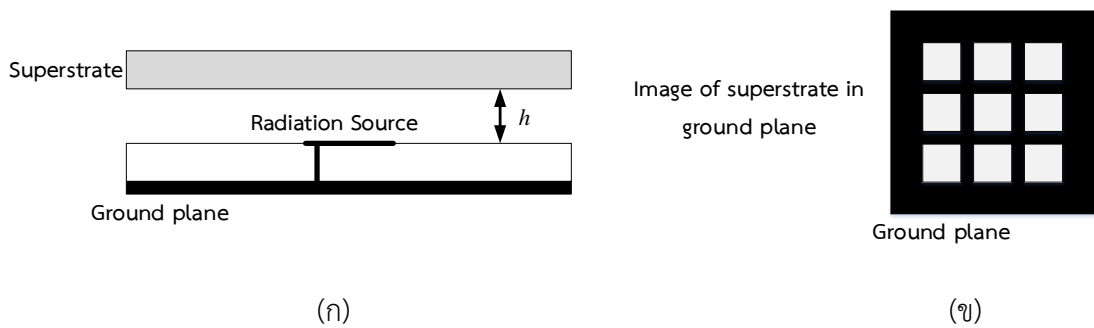
สมการที่ 4.11 ค่า ϵ_{corr} ขึ้นอยู่กับขนาดปวงสี่เหลี่ยม (p , s และ g) ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) และ ϵ_r สำหรับค่า ϵ_{corr} เมื่อนำไปแทนค่า ϵ_{eff} ในสมการที่ 4.6 การประมาณค่าที่ได้รับระหว่าง การจำลองแบบคลื่นเต็มและแบบจำลองวงจรสมมูลดีขึ้นเมื่อเทียบกับแบบจำลองวงจรสมมูลดั้งเดิม (ค่า ϵ_{eff})

4.3 ขั้นตอนการจำลองผล

โครงสร้าง FSS ทำหน้าที่เป็นชั้นวางซ้อนวางขนานกับสายอากาศด้วยระยะ h ดังแสดงในรูปที่ 4.8 มีจุดประสงค์เพื่อบังคับทิศทางการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศทำให้ทิศทางของคลื่นที่ส่งผ่านชั้นวางซ้อนตั้งฉากกับโครงสร้างทำให้คลื่นเดินทางขนานกันส่งผลให้สายอากาศมีสภาพเจาะจง ทิศทางที่สูงขึ้น

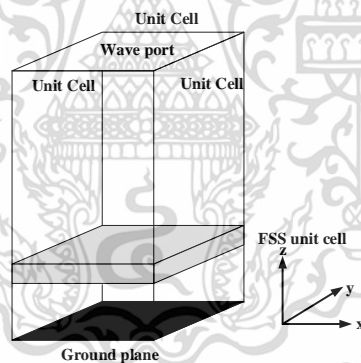
สำหรับขั้นตอนการออกแบบทำการออกแบบบนวัสดุฐานรองชนิด FR-4 มีค่าสภาพยอมไฟฟ้าสัมพัทธ์เท่ากับ 4.3 และตัวนำชนิด Copper (annealed) มีความนำไฟฟ้าเท่ากับ 5.8×10^7 ซีเมนต์ต่อเมตรและทำการจำลองผลเพื่อให้ชั้นวางซ้อนสามารถทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดจะพิจารณาวิธีการจำลองในสองลักษณะดังนี้

วิธีแรกคือการพิจารณาที่บริเวณระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน เพื่อให้ชั้นวางซ้อนสามารถสะท้อนคลื่นที่ตกกระทบกลับไปกลับมากับสายอากาศจนทำให้เกิดการเพิ่มบริเวณการแพร่กระจายสนามซึ่งทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง ผลการจำลองจะสอดคล้องกับสมการที่ 4.1 และ 4.2 คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของชั้นวางซ้อนจะมีค่าเท่ากับ 1 หรือ 0 dB โดยการจำลองจะอาศัยหลักการดังแสดงในรูปที่ 4.8 ดังนี้



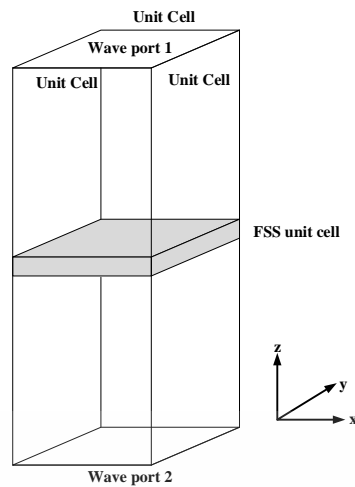
รูปที่ 4.8 รูปทรงที่ใช้วิเคราะห์ (ก) ชั้นวางซ้อน FSS วางเหนือสายอากาศไมโครสตริป (ข) ภาพฉายด้านบนโดยมีระนาบกราวด์ของสายอากาศ

รูปที่ 4.8(ก) แสดงโครงสร้าง FSS ที่เป็นชั้นวางซ้อนวางเหนือสายอากาศไมโครสตริป โดยเมื่อพิจารณาภาพฉายด้านบนดังแสดงในรูปที่ 4.8(ข) ทำให้เห็นเซลล์ FSS เหนือระนาบกราวด์ของสายอากาศซึ่งมีพฤติกรรมเดียวกับรูปที่ 4.6(ก) โดยจะพิจารณาค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนและจากพฤติกรรมนี้ทำให้สามารถพิจารณาโครงสร้าง FSS ด้วยวิธีเดียวกับโครงสร้าง EBG ได้ โดยวิธีการจำลองเพื่อให้ได้ค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโครงสร้าง FSS จะกำหนดเงื่อนไขเช่นเดียวกับโครงสร้าง Mushroom-like EBG ในบทที่ผ่านมาคือกำหนดเงื่อนไขขอบเขต Floquet ดังแสดงในรูปที่ 4.9 ดังนี้



รูปที่ 4.9 แบบจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโครงสร้าง FSS แบบเซลล์หนึ่งหน่วย

วิธีที่สองคือชั้นวางซ้อนมีคุณสมบัติดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์ โดยทำการจำลองค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและสะท้อนของโครงสร้าง FSS โดยมีคุณสมบัติในการส่งผ่านคลื่นที่มีความถี่ที่กำหนด (ความถี่กลาง 2.45 GHz) แพร่กระจายสู่อากาศ โดยคลื่นจะมีลักษณะตั้งฉากกับชั้นวางซ้อนและแพร่กระจายขนานกัน ซึ่งวิธีการจำลองโครงสร้าง FSS แสดงในรูปที่ 4.10 ดังนี้



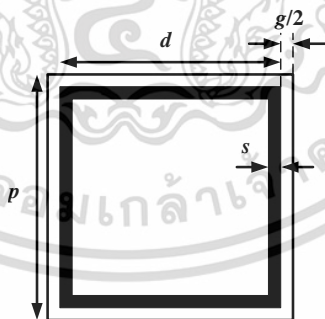
รูปที่ 4.10 แบบจำลองสามมิติประสิทธิภาพการส่งผ่านของโครงสร้าง FSS แบบเซลล์หนึ่งหน่วย

4.4 การจำลองผล

ในขั้นตอนนี้จะทำการจำลองผลโครงสร้าง FSS เพื่อศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง FSS และทำการศึกษาคุณสมบัติต่างๆเพื่อให้โครงสร้าง FSS สามารถทำงานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริปที่ความถี่ 2.45 GHz ได้

4.4.1 โครงสร้าง FSS รูปทรงบ่วงสี่เหลี่ยม

การจำลองในวิธีแรกทำการจำลองผลค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่อยู่ระหว่างสายอากาศและชั้นวางซ้อน โดยรูปร่างของโครงสร้าง FSS รูปทรงบ่วงสี่เหลี่ยมแสดงในรูปที่ 4.11 ดังนี้



รูปที่ 4.11 เซลล์หนึ่งหน่วย FSS รูปทรงบ่วงสี่เหลี่ยม

ในขั้นตอนถัดไปทำการศึกษาถึงผลกระทบของพารามิเตอร์ต่างๆต่อความถี่ มีการกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆ 4 ชนิดดังนี้ ขนาดของเซลล์ FSS (p) ความยาวของบ่วงสี่เหลี่ยม (d) ความกว้างของบ่วงสี่เหลี่ยม (s) และระยะห่างระหว่างเซลล์ (g) โดยทำการศึกษาผลกระทบของพารามิเตอร์ 3 ชนิดคือความยาวของบ่วงสี่เหลี่ยมด้านนอก ความกว้างของบ่วงสี่เหลี่ยมและระยะห่างระหว่างเซลล์ โดยเริ่มต้นกำหนดขนาดของพารามิเตอร์ต่างๆที่มีเฟสการสะท้อนที่ความถี่ 2.45 GHz ดังแสดงในตารางที่ 4.1 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

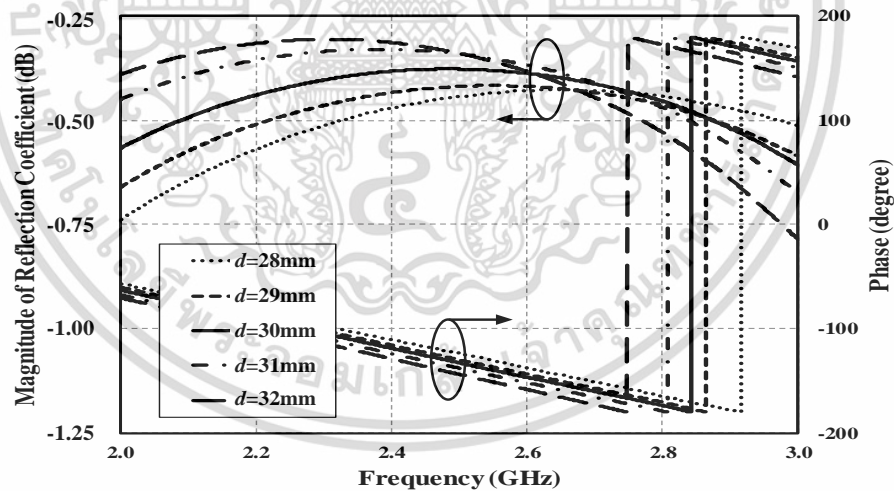
ตารางที่ 4.1 ขนาดพารามิเตอร์เริ่มต้นของโครงสร้าง FSS รูปทรงบ่วงสี่เหลี่ยม

สัญลักษณ์	ขนาด
d	30 มม. ($0.5 \lambda_g$)
s	3 มม. ($0.05 \lambda_g$)
g	1.5 มม. ($0.025 \lambda_g$)

ในขั้นตอนการศึกษาผลกระทบจะทำการปรับขนาดของพารามิเตอร์ต่างๆดังแสดงในตารางที่ 4.2 - 4.4 ต่อไปนี้

ตารางที่ 4.2 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความยาวของบ่วงสี่เหลี่ยมด้านนอก (d)

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d	28 - 32
s	3
g	1.5

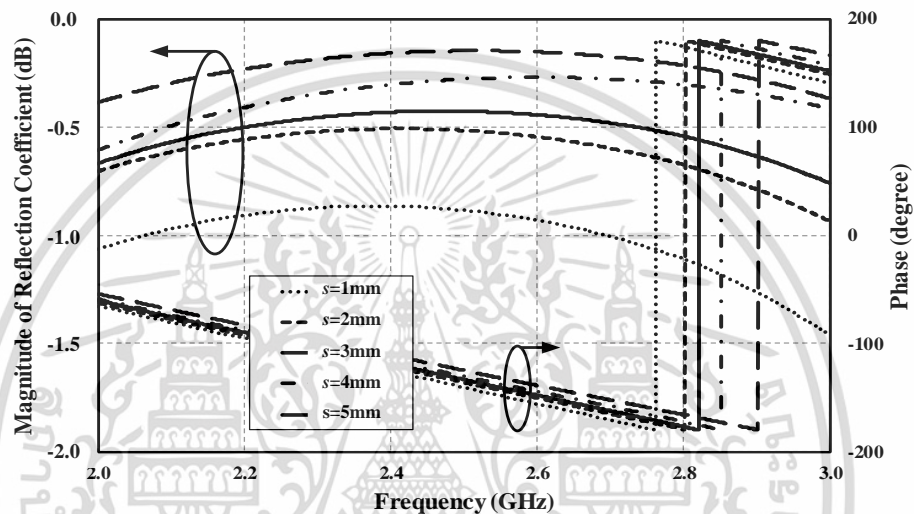


รูปที่ 4.12 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d

รูปที่ 4.12 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d โดยเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d ทำให้ขนาดความยาวทางไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงส่งผลให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนของโครงสร้าง FSS เทียบความถี่เปลี่ยนแปลงตาม เมื่อขนาดพารามิเตอร์ d เพิ่มขึ้นทำให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความถี่ลดลง

ตารางที่ 4.3 ปรับขนาดพารามิเตอร์ความกว้างของบ่วงสี่เหลี่ยม (w)

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d	30
s	1 - 5
g	1.5

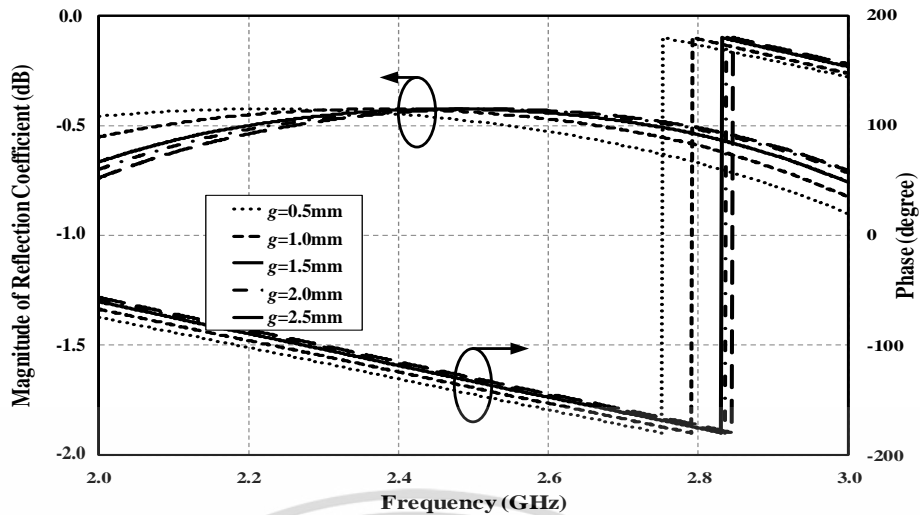


รูปที่ 4.13 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ s

รูปที่ 4.13 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ s โดยเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ s ทำให้ขนาดความหนาของบ่วงของโครงสร้าง FSS เปลี่ยนแปลงซึ่งสัมพันธ์กับค่าความเหนี่ยวนำ เมื่อขนาดพารามิเตอร์ s เพิ่มขึ้นทำให้โครงสร้าง FSS สามารถเหนี่ยวนำคลื่นตกกระทบบนโครงสร้างได้มากขึ้นส่งผลให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าขนาดเพิ่มขึ้น แต่ขนาดของบ่วงของโครงสร้าง FSS ก็จะมีขนาดหนาขึ้นตามส่งผลให้โครงสร้าง FSS มีขนาดที่ใหญ่ขึ้น

ตารางที่ 4.4 ปรับขนาดพารามิเตอร์ระยะห่างระหว่างเซลล์ (g)

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d	30
s	3
g	0.5 - 2.5



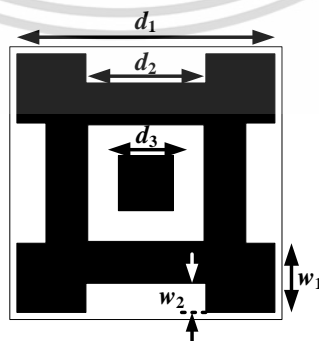
รูปที่ 4.14 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ g

รูปที่ 4.14 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ g โดยเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ g ทำให้ระยะห่างระหว่างเซลล์ของโครงสร้าง FSS เปลี่ยนแปลงซึ่งสัมพันธ์กับค่าความถี่ประจุ เมื่อพารามิเตอร์ g เพิ่มขึ้นทำให้ค่าความถี่ประจุลดลงส่งผลให้ความถี่เรโซแนนซ์เพิ่มขึ้น

โครงสร้าง FSS แบบวงสี่เหลี่ยมมีข้อดีในเรื่องของความง่ายในการออกแบบแต่มีข้อจำกัดในเรื่องการปรับจูนความถี่และมีขนาดที่ใหญ่ ในขั้นตอนถัดไปจะทำการดัดแปลงโครงสร้าง FSS เพื่อให้ได้ขนาดที่เล็กลงและสามารถปรับจูนความถี่ได้มากขึ้น

4.4.2 โครงสร้าง FSS แบบดัดแปลง

จากข้อจำกัดของโครงสร้าง FSS แบบวงสี่เหลี่ยม ในขั้นตอนนี้ทำการดัดแปลงโครงสร้าง FSS แบบวงสี่เหลี่ยมโดยอาศัยเทคนิคแบบแฟร็กทัล [40] และทำการเพิ่มแผ่นตัวนำ (d_3) หรือโหนดในช่องว่างของวงสี่เหลี่ยมเพื่อทำการปรับค่าความถี่ประจุที่เกิดขึ้นภายในช่อง ดังแสดงในรูปที่ 4.15 ดังนี้



รูปที่ 4.15 เซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.15 แสดงเซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลงโดยมีการกำหนดพารามิเตอร์ต่างๆของเซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลง ดังแสดงในตารางที่ 4.5 ดังนี้

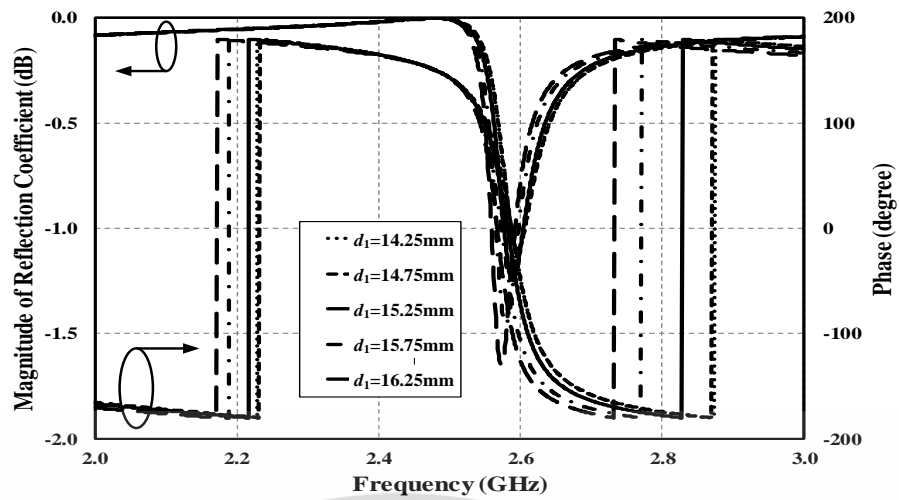
ตารางที่ 4.5 พารามิเตอร์ต่างๆของเซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลง

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์
d_1	ขนาดเซลล์
d_2	ขนาดเซลล์ด้านใน
d_3	ขนาดโหนด
w_1	ขนาดขอบ
w_2	ขนาดระหว่างขอบกับเซลล์ด้านใน

ในขั้นตอนนี้ได้ไปทำการปรับขนาดพารามิเตอร์ต่างๆตามตารางที่ 4.5 เพื่อให้ได้ขนาดที่เซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลงตอบสนองที่ความถี่ 2.45 GHz โดยขนาดของพารามิเตอร์ต่างๆจะถูกกำหนดเป็นค่าเริ่มต้นและทำการปรับขนาด ดังแสดงในตารางที่ 4.6 - 4.10 ต่อไปนี้

ตารางที่ 4.6 ปรับขนาดพารามิเตอร์ d_1

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d_1	14.25 - 16.25
d_2	5.75
d_3	5.5
w_1	5
w_2	2

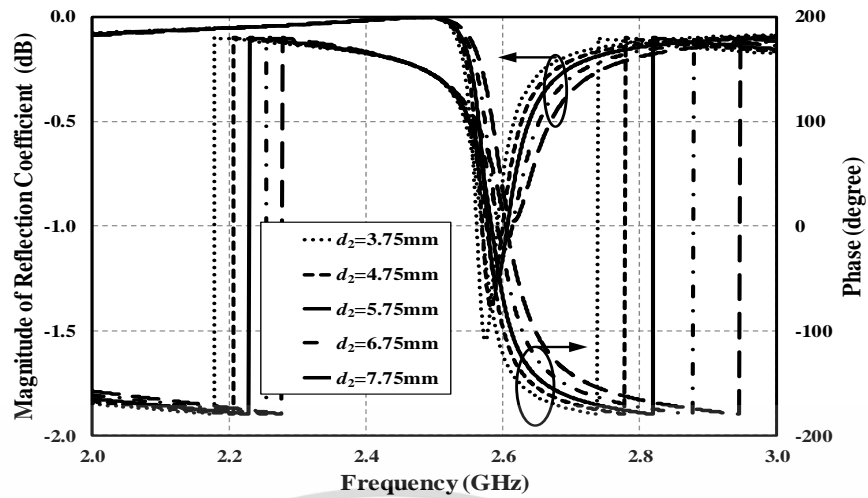


รูปที่ 4.16 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_1

รูปที่ 4.16 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_1 เมื่อขนาดของพารามิเตอร์ d_1 เพิ่มขึ้นส่งผลให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความถี่ลดลง เนื่องจากขนาดของเซลล์หนึ่งหน่วย FSS แบบดัดแปลงโดยรวมมีขนาดที่ใหญ่ขึ้นทำให้มีค่าความยาวทางไฟฟ้าเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4.7 ปรับขนาดพารามิเตอร์ d_2

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d_1	15.25
d_2	3.75 – 7.75
d_3	5.5
w_1	5
w_2	2

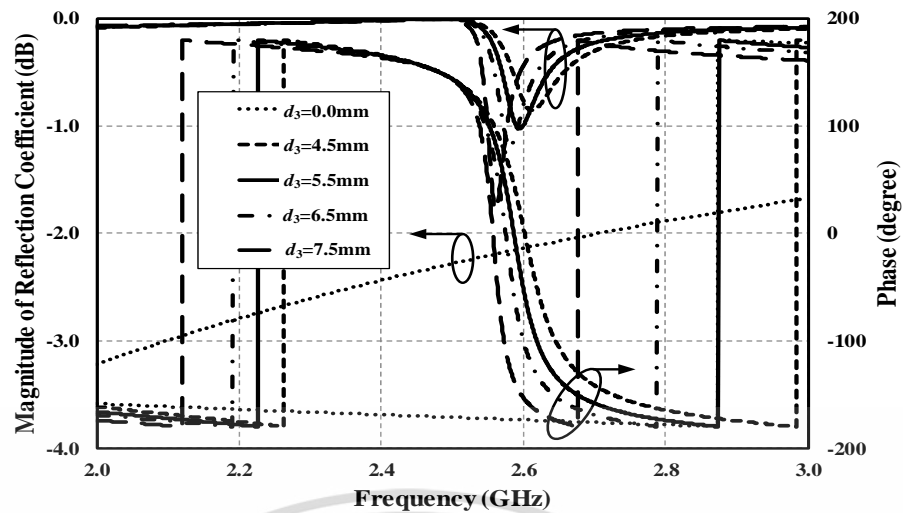


รูปที่ 4.17 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_2

รูปที่ 4.17 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_2 เมื่อขนาดของพารามิเตอร์ d_2 เพิ่มขึ้นส่งผลให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความถี่เพิ่มขึ้น เนื่องจากขนาดเซลล์ด้านในเพิ่มขึ้นแต่ขนาดของเซลล์โดยรวมมีขนาดเท่าเดิมทำให้มีค่าความยาวทางไฟฟ้าลดลง ตารางที่ 4.8 ปรับขนาดพารามิเตอร์ d_3

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d_1	15.25
d_2	5.75
d_3	0 - 7.5
w_1	5
w_2	2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

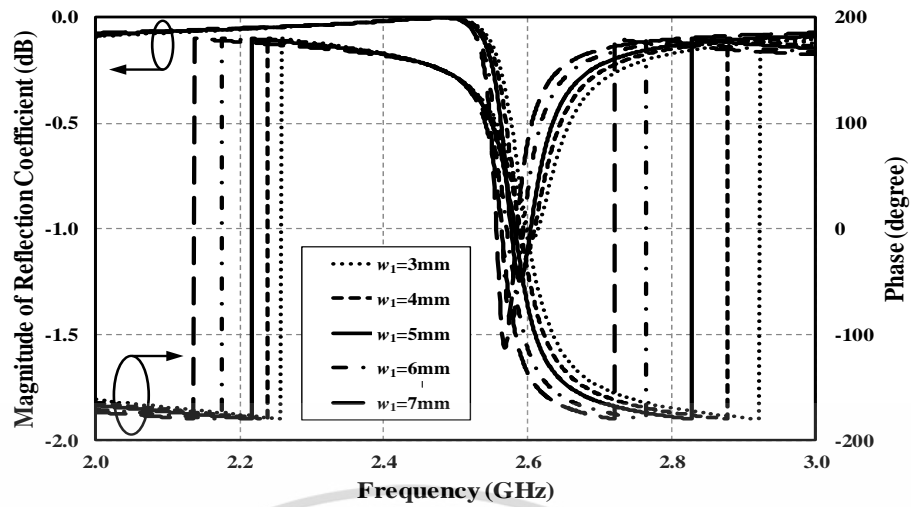


รูปที่ 4.18 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_3

รูปที่ 4.18 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ d_3 เมื่อขนาดของพารามิเตอร์ d_3 เพิ่มขึ้นส่งผลให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความถี่ลดลง เนื่องจากพารามิเตอร์ d_3 คือโหนดที่เกิดขึ้นในช่องของเซลล์ FSS แบบตัดแปลง โดยช่องของเซลล์ FSS เปรียบเสมือนตัวเก็บประจุสมมูลดังแสดงในรูปที่ 4.8(ข) เมื่อโหนดมีขนาดเพิ่มขึ้น (ขนาดพารามิเตอร์ d_3 เพิ่มขึ้น) ทำให้ค่าตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้น [16] ส่งผลให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความถี่ลดลง

ตารางที่ 4.9 ปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d_1	15.25
d_2	5.75
d_3	5.5
w_1	3 – 7
w_2	2



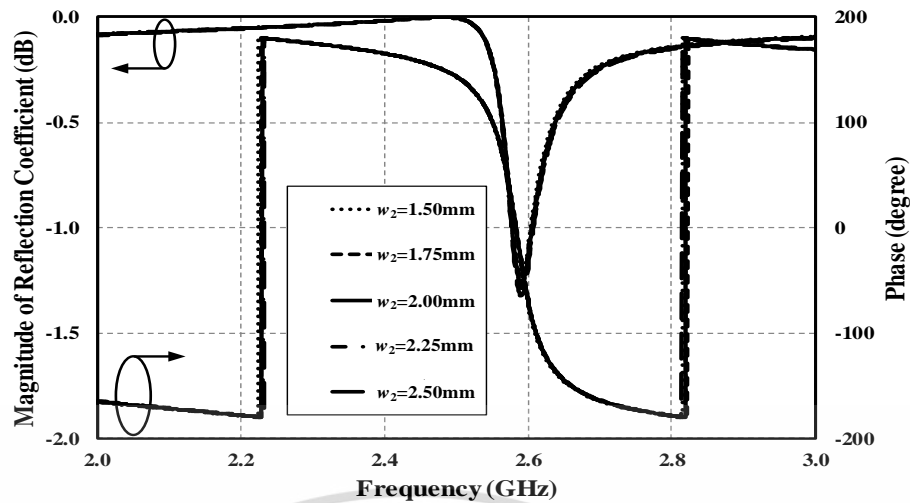
รูปที่ 4.19 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1

รูปที่ 4.19 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1 เมื่อขนาดของพารามิเตอร์ w_1 เพิ่มขึ้นส่งผลให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนมีความถี่ลดลง เนื่องจากการเพิ่มขนาดความยาวทางไฟฟ้า และการปรับพารามิเตอร์นี้ทำให้ขนาดโดยรวมของเซลล์ FSS แบบตัดแปลงไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ตารางที่ 4.10 ปรับขนาดพารามิเตอร์ w_2

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d_1	15.25
d_2	5.75
d_3	5.5
w_1	5
w_2	1.5 – 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 สัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_2

รูปที่ 4.20 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_2 เมื่อขนาดของพารามิเตอร์ w_2 เพิ่มขึ้นความถี่ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีค่าเท่าเดิม เนื่องจากการเพิ่มขนาดของพารามิเตอร์ w_2 ไม่มีผลต่อค่าความยาวทางไฟฟ้าทำให้ไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของความถี่

จากการศึกษาค่าพารามิเตอร์ของเซลล์ FSS แบบดัดแปลงในขั้นตอนที่ผ่านมาทำให้สามารถสรุปค่าขนาดของพารามิเตอร์ต่างๆที่ตอบสนองที่ความถี่ 2.45 GHz ดังตารางที่ 4.11 ดังนี้

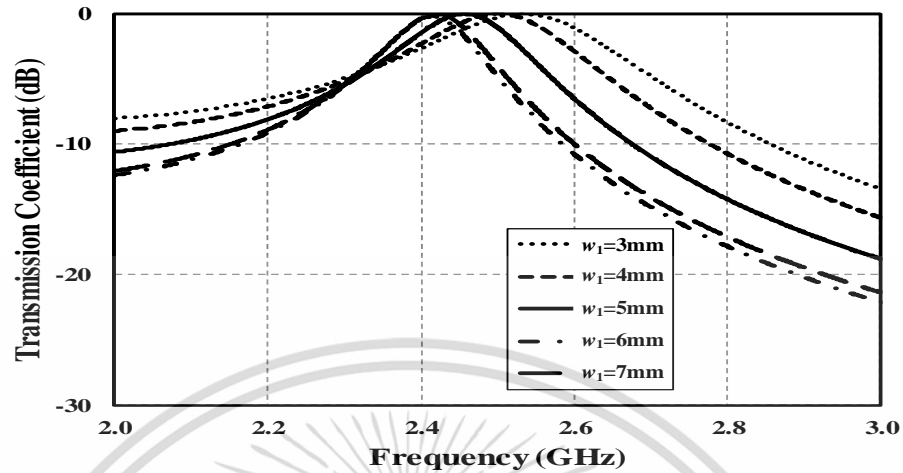
ตารางที่ 4.11 ขนาดพารามิเตอร์ของเซลล์ FSS แบบดัดแปลง

สัญลักษณ์	ขนาด (มิลลิเมตร)
d_1	15.25
d_2	5.75
d_3	5.5
w_1	5
w_2	2

จากค่าขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของเซลล์ FSS แบบดัดแปลงในตารางที่ 4.11 พบว่าเซลล์ FSS แบบดัดแปลงมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนและเฟสเท่ากับ -0.0057 dB และ 157.63 องศา เมื่อพิจารณาจากสมการที่ 2.79 พบว่าสายอากาศที่มีชั้นวางซ้อนจะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงเมื่อชั้นวางซ้อนมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับศูนย์หรือเข้าใกล้ศูนย์

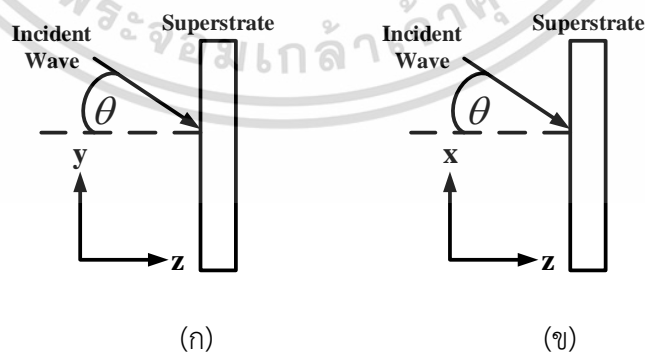
ในขั้นตอนถัดไปจะทำการจำลองผลค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านโดยใช้วิธีการจำลองวิธีที่สองดังแสดงในรูปที่ 4.9 ทำการศึกษาผลกระทบของค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านต่อความถี่โดยทำการปรับเอกซอร์เป็นเฮกซ์โกนัลที่ส่งแรงในเสาหรือการเชิงเส้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นใบเซปรีเยชันต้นการค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดพารามิเตอร์ w_1 เนื่องจากขนาดพารามิเตอร์ w_1 ไม่ทำให้ขนาดโดยรวมของเซลล์ FSS แบบตัดแปลงมีการเปลี่ยนแปลง

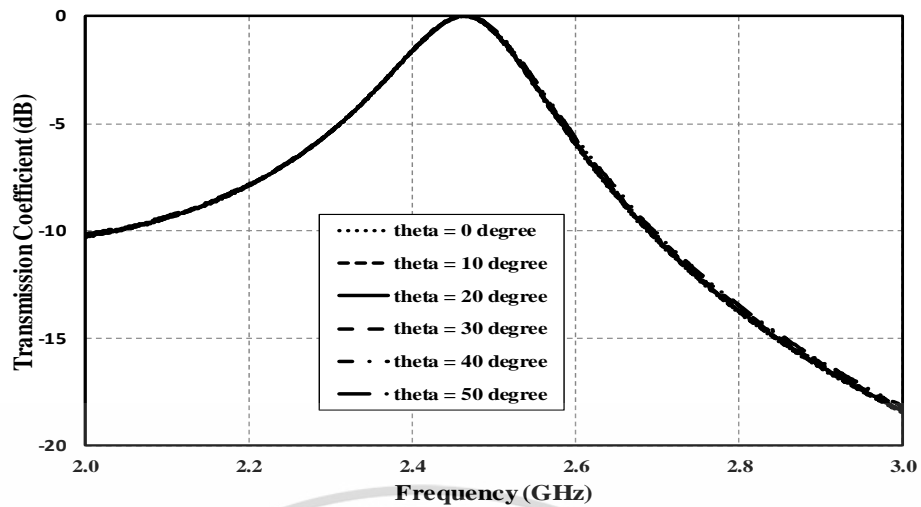


รูปที่ 4.21 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1

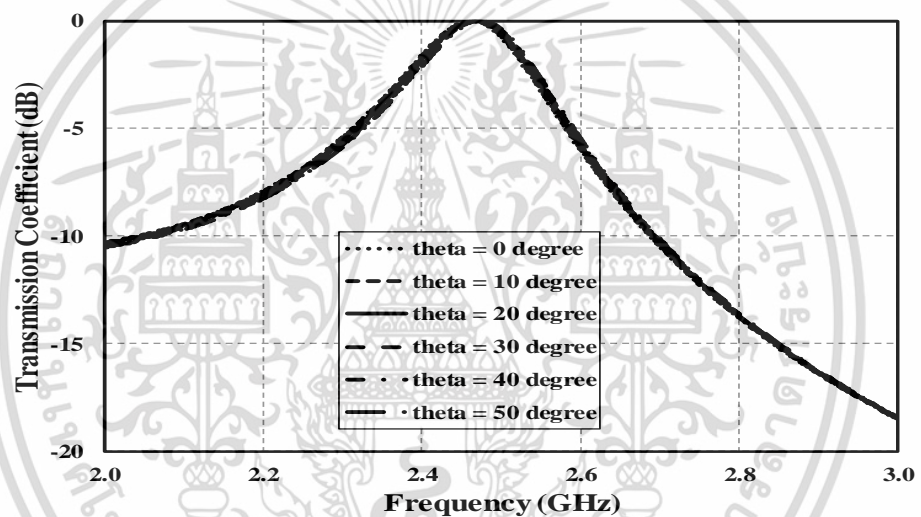
รูปที่ 4.21 แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อปรับขนาดพารามิเตอร์ w_1 พบว่าเซลล์ FSS แบบตัดแปลงที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อค่า w_1 เท่ากับ 5 มิลลิเมตรมีสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเท่ากับศูนย์ ทำให้โครงสร้าง FSS สามารถส่งผ่านคลื่นที่ความถี่ 2.45 GHz เมื่อคลื่นจากแหล่งกำเนิดมาตกกระทบกับโครงสร้าง FSS คลื่นจะเดินทางผ่านโครงสร้างทั้งหมด โดยคลื่นที่ตกกระทบทำมุมตั้งฉากกับชั้นวางซ้อนเท่านั้น ในการการใช้งานร่วมกับสายอากาศในบดัดไปจำเป็นต้องพิจารณามุมตกกระทบกับชั้นวางซ้อนที่มุมต่างๆ เพื่อแสดงถึงเสถียรภาพของ FSS เมื่อนำมาใช้งานเป็นชั้นวางซ้อนและประสิทธิภาพสูงสุดของสายอากาศที่ใช้งานร่วมกับชั้นวางซ้อน โดยในรูปที่ 4.22 แสดงมุมตกกระทบกับชั้นวางซ้อนและรูปที่ 4.23 แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อมีมุมตกกระทบที่มุมต่างๆ



รูปที่ 4.22 มุมตกกระทบกับชั้นวางซ้อนบนระนาบ (ก) yz (ข) xz



(ก)



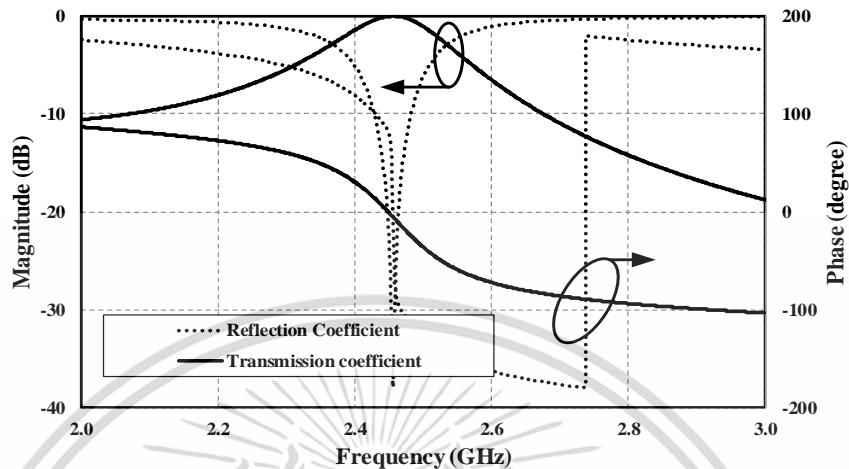
(ข)

รูปที่ 4.23 สัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่มุมตกกระทบต่างๆบนระนาบ (ก) yz (ข) xz

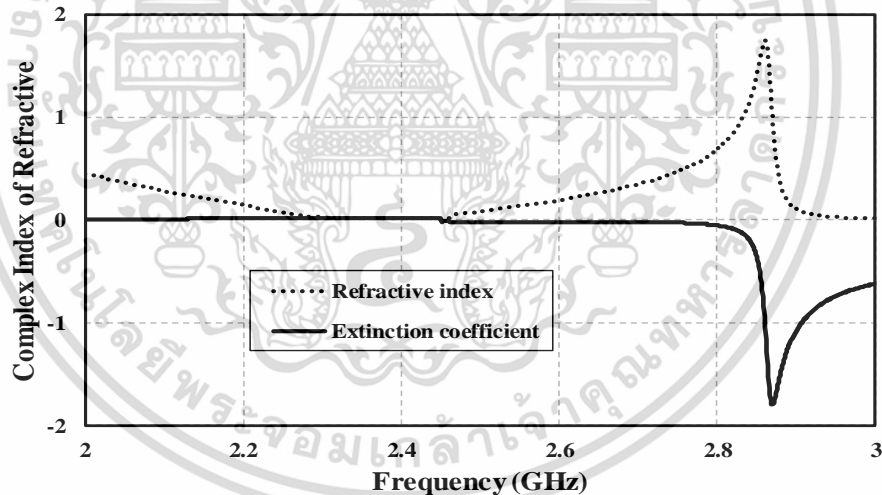
รูปที่ 4.23(ก) แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อมีคลื่นตกกระทบกับชั้นวางซ้อนบนระนาบ yz พบว่าเมื่อคลื่นตกกระทบทำมุมตั้งแต่ 0 ถึง 50 องศา สัมประสิทธิ์การส่งผ่านไม่มีการเปลี่ยนแปลง และในรูปที่ 4.23(ข) แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเมื่อมีคลื่นตกกระทบกับชั้นวางซ้อนบนระนาบ xz พบว่าเมื่อคลื่นตกกระทบทำมุมตั้งแต่ 0 ถึง 50 องศา สัมประสิทธิ์การส่งผ่านก็ไม่มีการเปลี่ยนแปลง โดยชั้นวางซ้อนมีเสถียรภาพเชิงมุมและเหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

จากคุณสมบัติของชั้นวางซ้อน FSS ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สูง (-0.0057 dB ที่ 2.45 GHz) เมื่อชั้นวางซ้อนวางขนานกับสายอากาศด้วยระยะ h ทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาจนเกิดการเรโซแนนซ์โดยตำแหน่งที่คลื่นตกกระทบกับชั้นวางซ้อนจะมีคลื่นส่วนหนึ่งที่ส่งผ่านชั้นวางซ้อนด้วยค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเท่ากับ 0 dB ที่ 2.45 GHz ทำให้คลื่นความถี่ที่ 2.45 GHz สามารถส่งผ่านเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้โดยมีการสูญเสียที่น้อยที่สุด รูปที่ 4.24 แสดงค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนของชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลงเพื่อทำการหาค่าดัชนีหักเหของชั้นวางซ้อนซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของชั้นวางซ้อน โดยจะแสดงในรูปที่ 4.25 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.24 ขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนของชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลง



รูปที่ 4.25 ดัชนีหักเหเชิงซ้อนของชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลง

รูปที่ 4.25 แสดงดัชนีหักเหเชิงซ้อนของโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงซึ่งได้จากค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนของชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลงในรูปที่ 4.25 นำมาคำนวณในสมการที่ 2.69 และ 2.70 พบว่าที่บริเวณความถี่ 2.4 – 2.5 GHz โครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงมีค่าดัชนีหักเหและสัมประสิทธิ์การดูดกลืนเข้าใกล้ศูนย์และที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าดัชนีหักเหและสัมประสิทธิ์การดูดกลืนเท่ากับศูนย์ ทำให้เมื่อมีคลื่นมาตกกระทบกับชั้นวางซ้อน FSS ที่บริเวณความถี่ดังกล่าวคลื่นจะไม่มีการสูญเสียในชั้นวางซ้อนและคลื่นมีลักษณะตั้งฉากกับชั้นวางซ้อน ทำให้

คลื่นที่เดินทางผ่านชั้นวางซ้อนจะขนานกันทำให้เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศจะทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง

4.5 สรุป

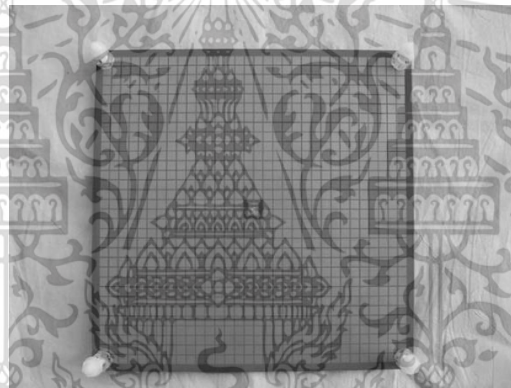
ในบทนี้มีการออกแบบชั้นวางซ้อนที่สร้างจากโครงสร้าง FSS และพิจารณาโครงสร้าง FSS โดยมีการจำลองผลค่าขนาดและเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของเซลล์ FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยมเท่ากับ -0.42 dB และ 166 องศาตามลำดับ ค่าขนาดและเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนของเซลล์ FSS แบบดัดแปลงพบว่ามีค่าขนาดและเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ -0.0057 dB และ 157.63 องศาตามลำดับที่ความถี่ 2.45 GHz โดยเซลล์ FSS แบบดัดแปลงมีขนาดมิติที่กว้างที่สุดเท่ากับ 15.25 มิลลิเมตรเมื่อเทียบกับเซลล์ FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยมเท่ากับ 30 มิลลิเมตร เซลล์ FSS แบบดัดแปลงมีขนาดที่เล็กกว่าและมีค่าขนาดสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่เข้าใกล้ศูนย์มากกว่าเซลล์ FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยมทำให้เมื่อนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงซึ่งสอดคล้องกับคุณลักษณะของเซลล์ FSS แบบดัดแปลงที่มีการส่งผ่านคลื่นตกกระทบด้วยคุณสมบัติที่มีค่าดัชนีหักเหเชิงซ้อนที่เท่ากับศูนย์ และเซลล์ FSS แบบดัดแปลงมีเฟสสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่น้อยกว่าเซลล์ FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยมทำให้เมื่อนำโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงใช้งานร่วมกับสายอากาศจะทำให้สายอากาศมีค่าสัญญาณที่ต่ำกว่าสายอากาศที่ใช้งานร่วมกับโครงสร้าง FSS แบบบ่วงสี่เหลี่ยม

บทที่ 5

สายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อน พื้นผิวเลือกความถี่

ในบทนี้นำเสนอหลักการพิจารณาเมื่อมีการนำพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่มาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป ทำการจำลองผลบนโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® และทดสอบผลต่างๆเช่น สัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น อัตราขยายและประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากสายอากาศดังกล่าวกับสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมเพื่อศึกษาถึงผลกระทบของพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่ที่มีผลต่อสายอากาศและทำการปรับค่าตำแหน่งที่เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศดังกล่าวมีอัตราขยายและประสิทธิภาพที่สูงที่สุด

5.1 งานวิจัยที่มีมาก่อน



(ก)

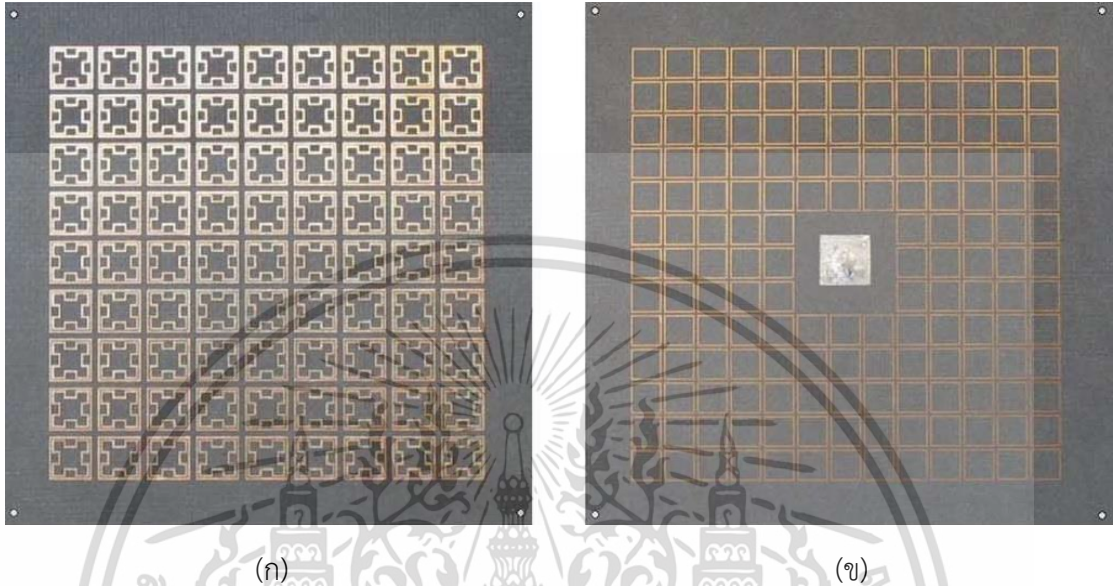


(ข)

รูปที่ 5.1 โครงสร้างสายอากาศ (ก) แพทช์กับระนาบกราวด์ AMC (ข) ชั้นวางซ้อน [19]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศแพทช์กับระนาบกราวด์ AMC และชั้นวางซ้อนถูกนำเสนอโดย A. P. Feresidis และคณะ [19] ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ในปี 2005 สายอากาศและชั้นวางซ้อนถูกออกแบบบนวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 2.2 สายอากาศมีอัตราขยาย 19 dBi ที่ความถี่ 14 GHz มีระดับลำคลื่นด้านข้างต่ำกว่า -15 dB และมีระดับโพลาริไซซ์ต่ำกว่า -25 dB



รูปที่ 5.2 โครงสร้าง (ก) ชั้นวางซ้อน (ข) สายอากาศแพทช์และ HIS [41]

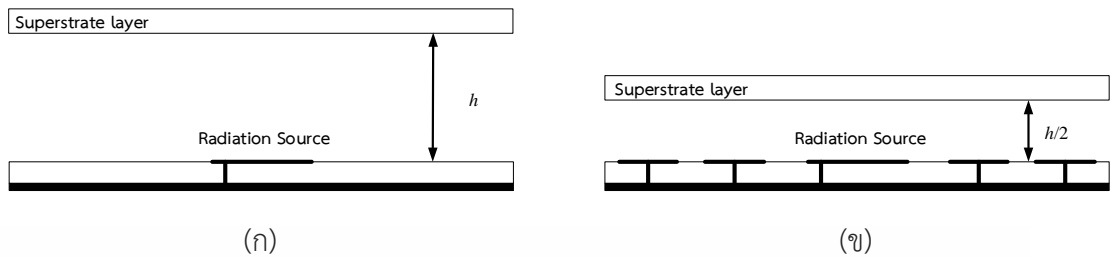
รูปที่ 5.2(ก) และ(ข) แสดงโครงสร้างชั้นวางซ้อน สายอากาศแพทช์และ HIS ตามลำดับ ถูกนำเสนอโดย A. Pirhadi และคณะ [41] ในปี 2007 สายอากาศและชั้นวางซ้อนถูกสร้างบนวัสดุชนิด RT/duroid 5870 สายอากาศดังกล่าวมีอัตราขยายเท่ากับ 16.2 และ 12.5 dBi ที่ความถี่ 11.2 และ 14.2 dBi

จากงานวิจัยที่มีมาก่อนทั้งสอง สายอากาศที่มีโครงสร้าง EBG ล้อมรอบและชั้นวางซ้อนสามารถเพิ่มอัตราขยายและลดสัณฐานสายอากาศ แต่สายอากาศทั้งสองใช้โครงสร้าง EBG ชนิด Uniplanar EBG และใช้ชั้นวางซ้อนที่มีรูปร่างเซลล์เป็นรูปสี่เหลี่ยมและพื้นผิวเลือกความถี่แบบบ่วงสี่เหลี่ยมที่บ่วงวงนอก (รูปที่ 5.1(ข) และ 5.2(ข) ตามลำดับ) ซึ่งมีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับโครงสร้าง EBG ชนิด Mushroom-like EBG และชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่แบบบ่วงสี่เหลี่ยมแบบดัดแปลง ซึ่งเป็นโครงสร้างที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เพื่อวัตถุประสงค์ในการลดขนาดโดยรวมของสายอากาศ ทำให้สายอากาศมีขนาดกะทัดรัดที่ตอบสนองที่ความถี่กลาง 2.45 GHz

5.2 สายอากาศต้นแบบ

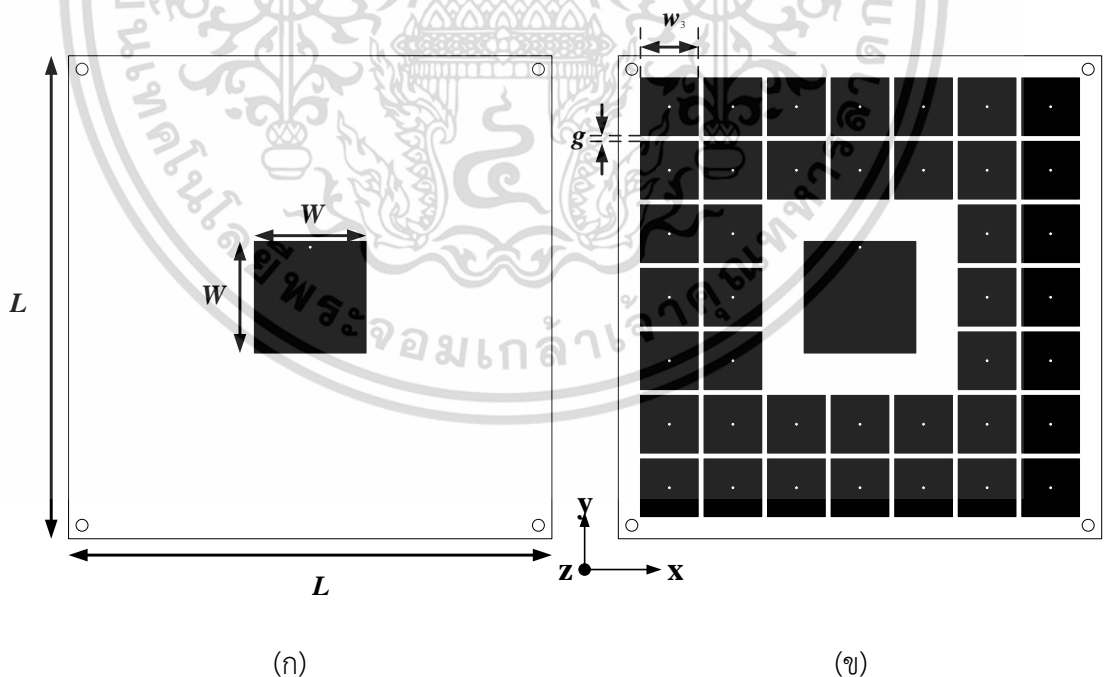
สายอากาศไมโครสตริปที่ต้องการให้มีอัตราขยายสูงจะประกอบด้วยกันสองส่วนหลักคือการกำจัดคลื่นพื้นผิวและบังคับทิศทางการแพร่กระจายคลื่น โดยวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (HIS) และชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่ (FSS) แบบดัดแปลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

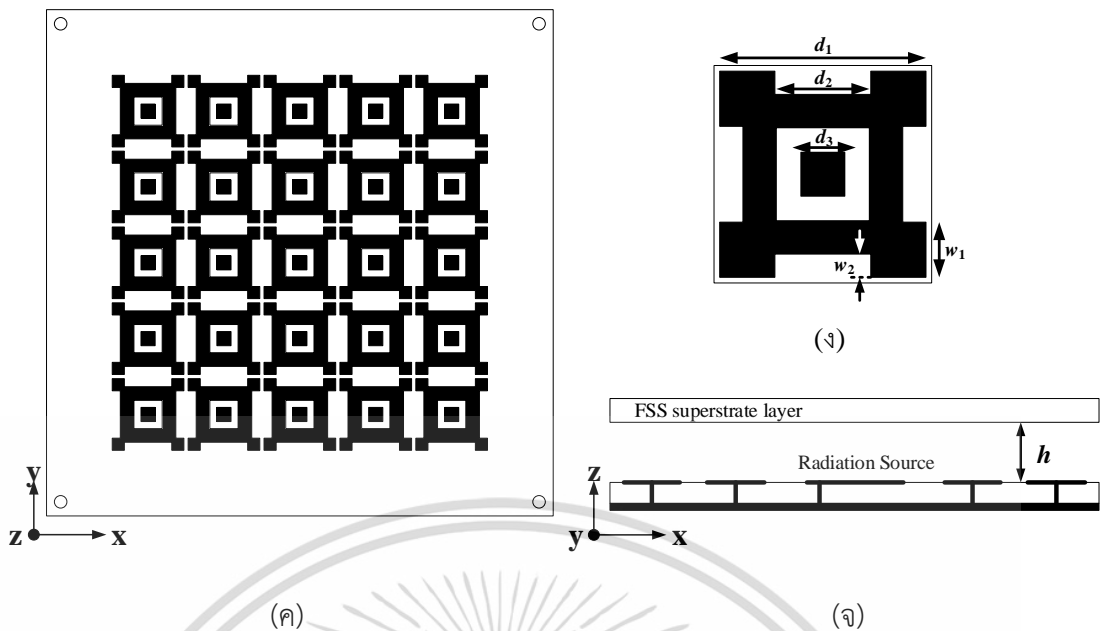
หรือสายอากาศต้นแบบ (Proposed Antenna) โดย HIS จะทำหน้าที่ในการกำจัดคลื่นพื้นผิวและ FSS ทำหน้าที่บังคับทิศทางการแพร่กระจายคลื่น เมื่อพิจารณาผลกระทบของ HIS และชั้นวางซ้อน FSS ต่อสายอากาศไมโครสตริปจะทำการพิจารณาดังนี้



รูปที่ 5.3 สายอากาศไมโครสตริปที่มี (ก) ชั้นวางซ้อน FSS (ข) HIS และชั้นวางซ้อน FSS

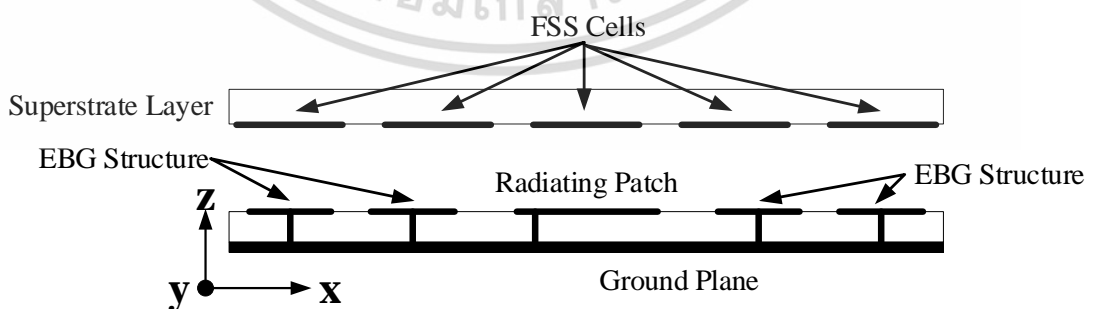
รูปที่ 5.3(ก) และ(ข) แสดงสายอากาศไมโครสตริปที่มีชั้นวางซ้อน FSS และ HIS กับชั้นวางซ้อน FSS ตามลำดับ รูปที่ 5.3(ข) HIS มีผลทำให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนลดลง เนื่องจาก HIS ของโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีเฟสการสะท้อนเท่ากับศูนย์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ (2.45 GHz) เมื่อแทนในสมการที่ 2.81 ทำให้สายอากาศมีสัมพันธ์ต่ำลงเมื่อเทียบกับสายอากาศในรูปที่ 5.3(ก) ที่มีเฟสการสะท้อนจากแผ่นระนาบกราวด์เท่ากับ 180 องศา จากสมการที่ 2.81 และค่าเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของ HIS และ FSS คือ 0.53 และ 157.63 องศาตามลำดับ ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนคือ $h = 0.22\lambda_{2.45\text{GHz}}$ หรือเท่ากับ 26 มิลลิเมตร





รูปที่ 5.4 โครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอ (ก) เริ่มต้น (ข) สายอากาศกับ HIS (ค) โครงสร้าง FSS แบบดัดแปลง (ง) เซลล์ FSS (จ) ด้านข้าง

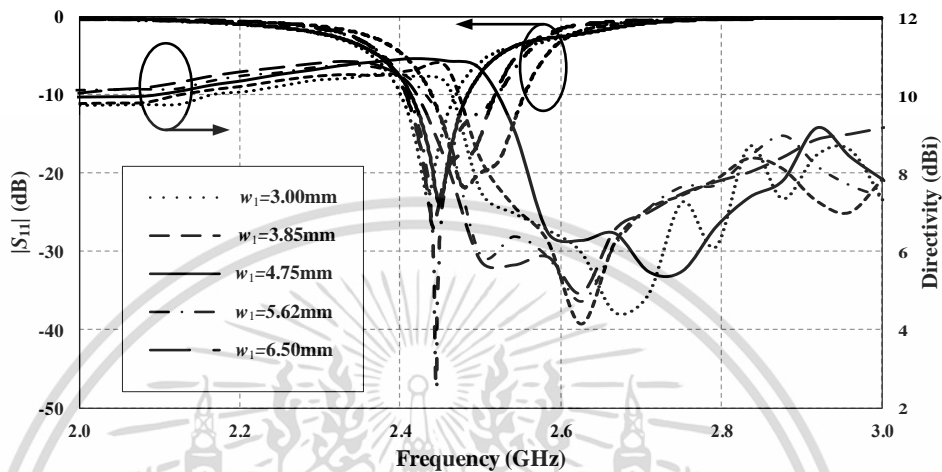
โครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอถูกแสดงในรูปที่ 5.4 โดยโครงสร้าง Mushroom-like EBG จะถูกวางบนระนาบเดียวกับสายอากาศและล้อมรอบแพทช์สายอากาศไมโครสตริปดังแสดงในรูปที่ 5.4(ข) เนื่องจากมีคุณสมบัติเป็น HIS สำหรับใช้กำจัดคลื่นพื้นผิวสายอากาศถูกออกแบบบนวัสดุชนิด FR-4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 โดยที่ความถี่ 2.45 GHz มีขนาดของสายอากาศ (L) เท่ากับ 120 มิลลิเมตรและขนาดแพทช์เท่ากับ 29 มิลลิเมตรดังแสดงในรูปที่ 5.4(ก) โดยจำนวนเซลล์ FSS แบบดัดแปลงมีจำนวน 5×5 เซลล์ ดังแสดงในรูปที่ 5.4(ค) เนื่องจากจำนวนเซลล์มีผลต่อการเพิ่มบริเวณการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าและเป็นจำนวนเซลล์ที่สามารถเรียงตัวอยู่บนสายอากาศขนาด 120×120 ตารางมิลลิเมตร ($2\lambda \times 2\lambda$) ได้ โดยองค์ประกอบของโครงสร้างสายอากาศต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.5 ดังนี้



รูปที่ 5.5 องค์ประกอบของโครงสร้างสายอากาศต้นแบบ

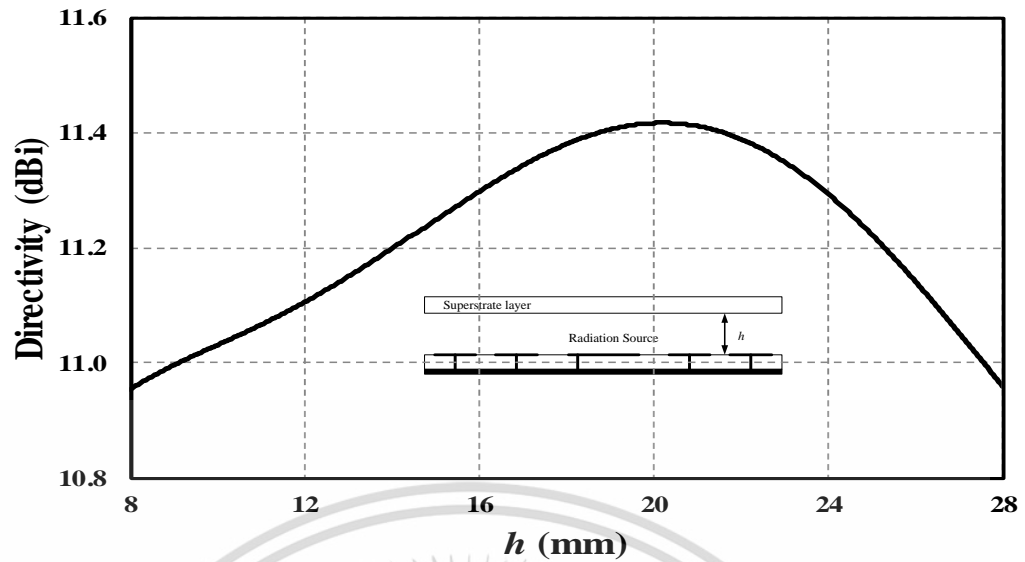
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขั้นตอนถัดไปทำการปรับขนาดที่เหมาะสมของโครงสร้างสายอากาศเนื่องจากในขั้นตอนที่ผ่านมาทำการแยกการจำลองผลของ HIS และ FSS ซึ่งเมื่อนำโครงสร้างทั้งหมดมารวมกับสายอากาศ จำเป็นต้องทำการปรับขนาดให้เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศมีคุณสมบัติที่ดีที่สุดโดยทำการปรับพารามิเตอร์สองพารามิเตอร์คือขนาดขอบ (w_1) และระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน (h)

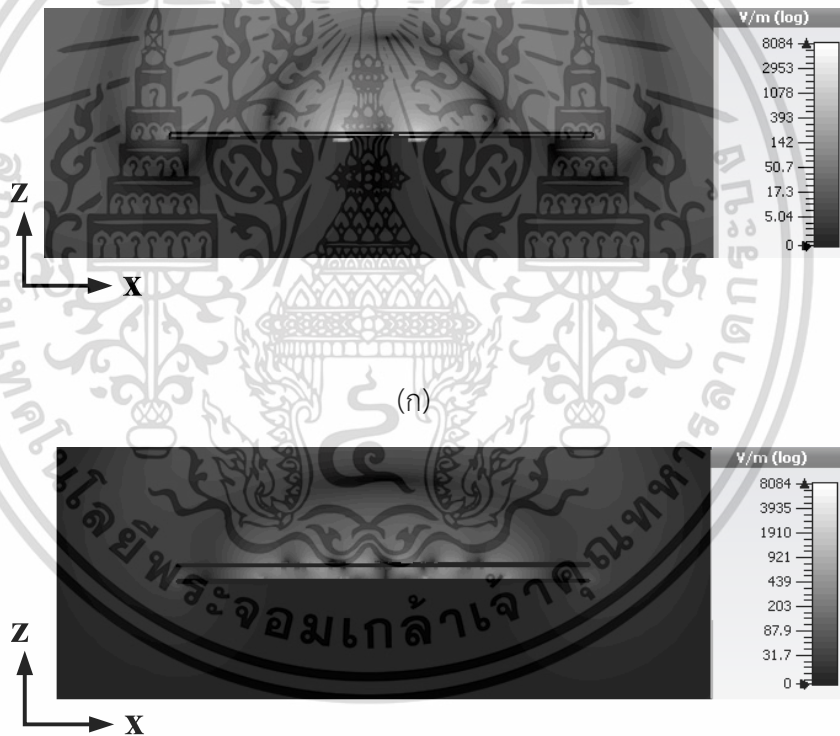


รูปที่ 5.6 สัมประสิทธิ์การสะท้อนและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อปรับพารามิเตอร์ w_1 บนโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลง

รูปที่ 5.6 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $|S_{11}|$ และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อปรับพารามิเตอร์ w_1 บนโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลง พบว่าเมื่อค่าพารามิเตอร์ w_1 เท่ากับ 5.62 มิลลิเมตรสายอากาศจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ต่ำที่สุดแต่สายอากาศจะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงที่สุดเมื่อค่าพารามิเตอร์ w_1 เท่ากับ 4.75 มิลลิเมตร ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนเริ่มต้นที่ได้จากสมการที่ 2.81 เท่ากับ 26 มิลลิเมตร โดยในขั้นตอนถัดไปจะทำการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนเพื่อให้ได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่สูงที่สุด จากรูปที่ 5.7 พบว่าเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนเท่ากับ 20 มิลลิเมตรสายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 11.41 dBi



รูปที่ 5.7 ปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน

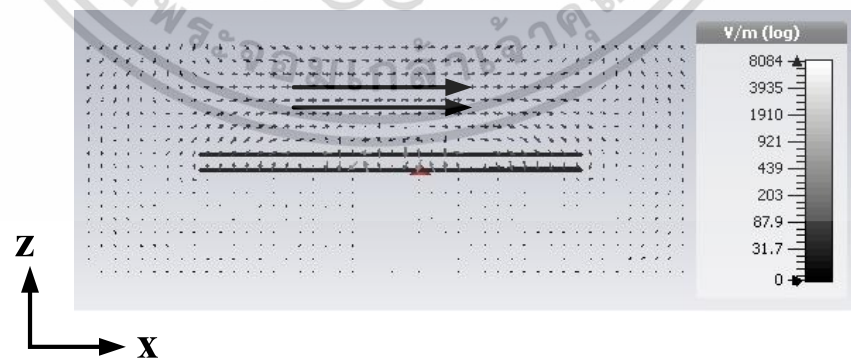
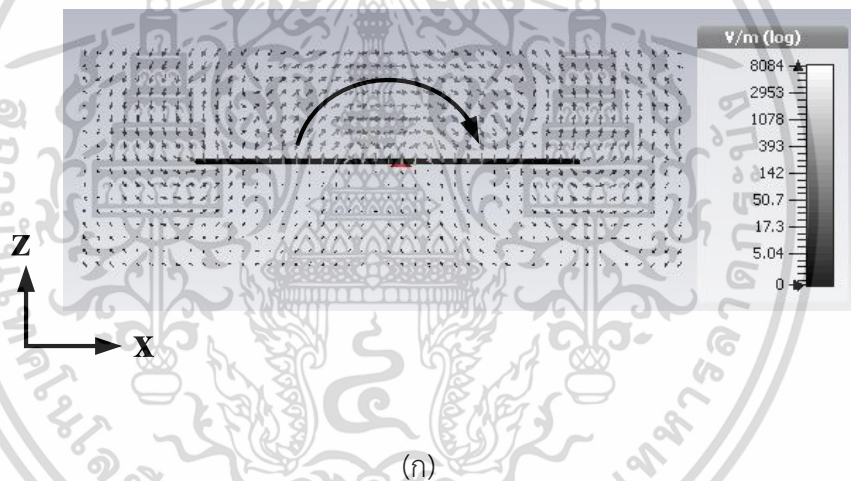


(ข)

รูปที่ 5.8 การแพร่กระจายสนามไฟฟ้าบน (ก) สายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิม (ข) สายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.8(ก) และ(ข) แสดงการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าบนสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมและสายอากาศต้นแบบ ตามลำดับ โดยสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมมีลักษณะเป็นเส้นโค้ง (รูปที่ 5.8(ก) และ 5.9(ก)) โดยบริเวณการแพร่กระจายสนามของสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมมีบริเวณที่เล็กกว่าบริเวณการแพร่กระจายสนามของสายอากาศต้นแบบ เนื่องจากบริเวณการแพร่กระจายสนามจะถูกเพิ่มโดยเซลล์ FSS บนชั้นวางซ้อน ในขณะที่สนามที่แพร่กระจายผ่านชั้นวางซ้อนมีลักษณะขนานกันดังแสดงในรูปที่ 5.9(ข) เนื่องจากชั้นวางซ้อนมีค่าดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์ โดยสายอากาศต้นแบบมีการแพร่กระจายคลื่นพื้นผิวที่น้อยกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมเนื่องจากโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีคุณสมบัติเป็น HIS ดังแสดงในรูปที่ 5.10 และจากชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลงมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สูงมาก โดยชั้นวางซ้อนวงเหนือสายอากาศด้วยระยะ 20 มิลลิเมตรทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาระหว่างสายอากาศและชั้นวางซ้อนส่งผลให้สายอากาศต้นแบบมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางและมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้นเมื่อเทียบกับสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิม โดยค่าขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศต้นแบบถูกแสดงในตารางที่ 5.1

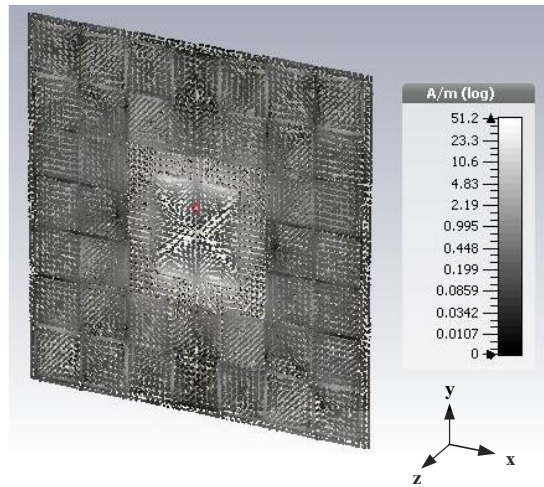


รูปที่ 5.9 การกระจายของสนามไฟฟ้าบน (ก) สายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิม (ข) สายอากาศ

ไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 กระจแสงเชิงพื้นผิวบนสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS

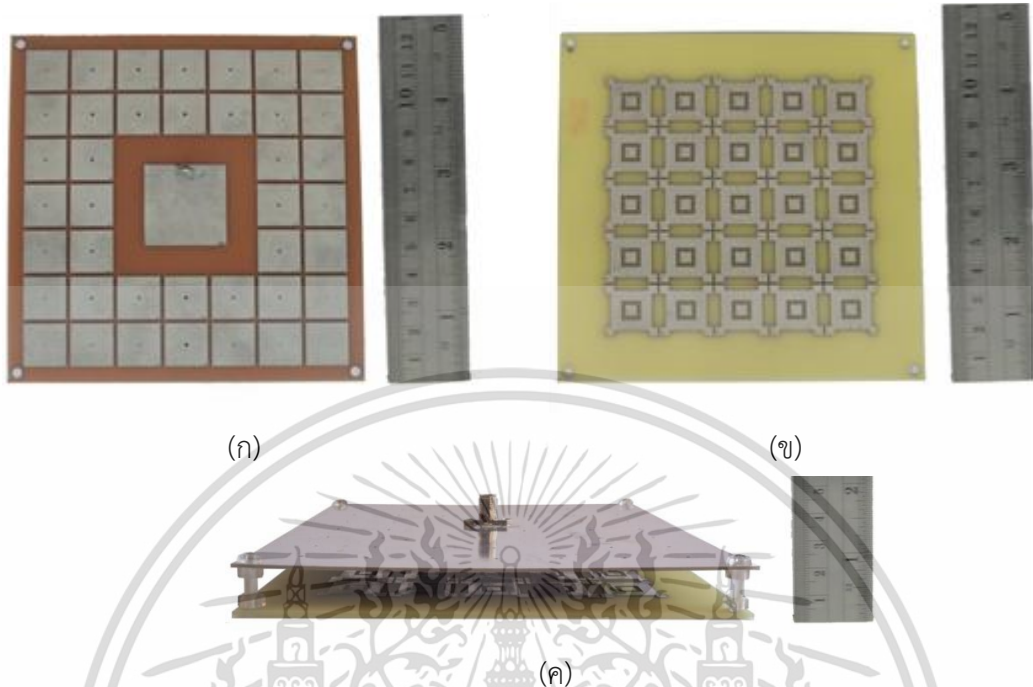
รูปที่ 5.10 แสดงการจำลองกระจแสงเชิงพื้นผิวบนสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS ที่ความถี่ 2.45 GHz พบว่ากระจแสงเชิงพื้นผิวที่บริเวณโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีปริมาณลดลงไม่สามารถกระจายผ่านได้เนื่องจากที่ความถี่ดังกล่าวโครงสร้าง Mushroom-like EBG มีคุณสมบัติเป็น HIS ทำให้สายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS ไม่มีการแพร่กระจายคลื่นพื้นผิวบนวัสดุฐานรอง

ตารางที่ 5.1 ขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศต้นแบบ

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
L	ขนาดสายอากาศ	120
W	ขนาดแพทช์สายอากาศ	29
h	ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน	20
d_1	ขนาดเซลล์ FSS	15.25
d_2	ขนาดเซลล์ FSS ด้านใน	5.75
d_3	ขนาดโหลด	5.5
w_1	ขนาดขอบ	4.75
w_2	ขนาดระหว่างขอบกับเซลล์ด้านใน	2
w_3	ขนาดเซลล์ HIS	15
g	ระยะห่างระหว่างเซลล์ HIS	1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการจำลองและทดสอบสายอากาศต้นแบบ



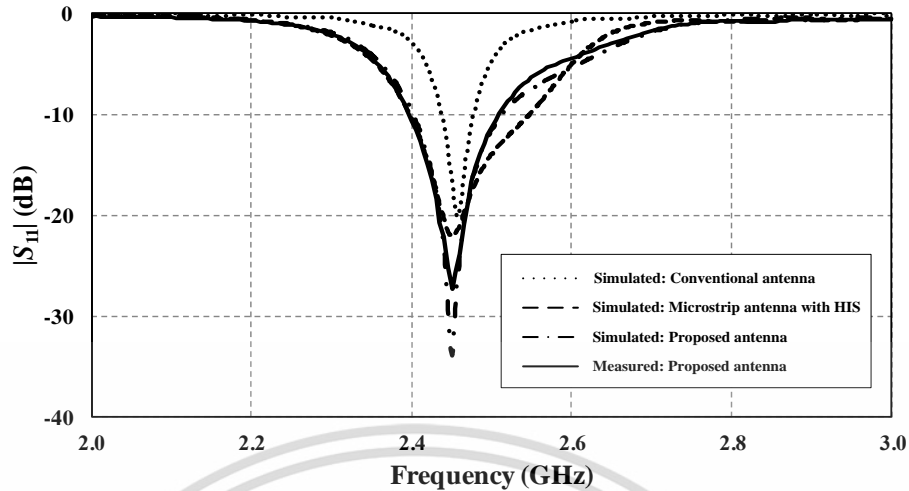
รูปที่ 5.11 สายอากาศต้นแบบ (ก) สายอากาศที่มี HIS (ข) ชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลง (ค) ด้านข้าง

รูปที่ 5.11 แสดงสายอากาศต้นแบบ (สายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลง) โดยสายอากาศต้นแบบสร้างบนวัสดุฐานรองชนิด epoxy มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ประมาณ 4.3 หนา 0.8 มิลลิเมตร ชั้นวางซ้อนถูกวางเหนือสายอากาศด้วยระยะห่างเท่ากับ 20 มิลลิเมตรดังแสดงในรูปที่ 5.5(ค) ในขั้นตอนถัดไปทำการเปรียบเทียบผลการจำลองและทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น อัตราขยายและประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิม สายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และสายอากาศต้นแบบ

ในขั้นตอนการทดสอบทำการทดสอบในห้องไร้การสะท้อน (Anechoic Chamber) โดยมีอุปกรณ์และเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบสายอากาศต้นแบบดังนี้ เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) ยี่ห้อ Hewlett-Packard รุ่น 8720C สายนำสัญญาณอิมพีแดนซ์ 50 โอห์มและสายอากาศมาตรฐานล็อกพีริออดิกยี่ห้อ Wilson รุ่น 304411

ในการหาช่วงกว้างความถี่สามารถพิจารณาได้จากคุณลักษณะของสัมประสิทธิ์การสะท้อน สำหรับการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศต้นแบบสามารถทำได้โดยนำสายอากาศต้นแบบต่อเข้ากับสายนำสัญญาณและเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย โดยก่อนทำการทดสอบต้องทำการปรับเทียบเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย คุณลักษณะของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศทั้งสามแสดงในรูปที่ 5.12 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



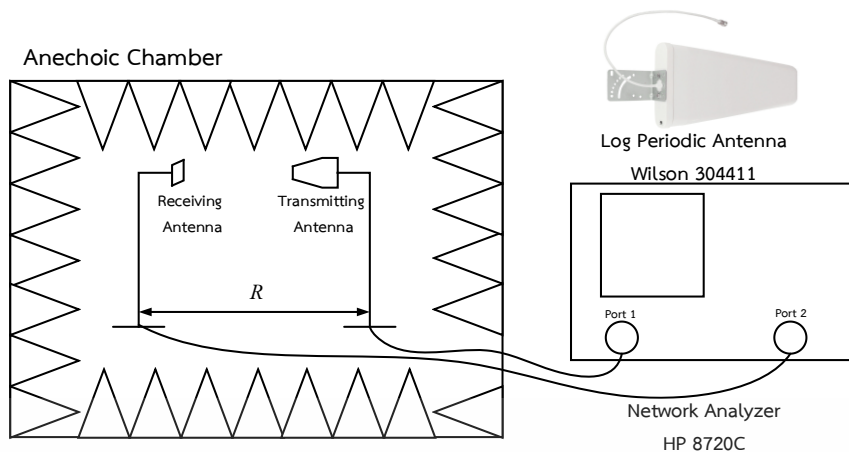
รูปที่ 5.12 สัมประสิทธิ์การสะท้อน

รูปที่ 5.12 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศทั้งสามชนิด โดยสายอากาศที่มี HIS และสายอากาศต้นแบบมีแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศแบบดั้งเดิมเนื่องจากที่ความถี่เรโซแนนซ์ (2.45 GHz) โครงสร้าง Mushroom-like EBG มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ 3.21 เมื่อพื้นผิวอิมพีแดนซ์ที่สูงกว่าอิมพีแดนซ์ในช่องว่างอิสระทำให้แบนด์วิดท์กว้างขึ้น โดยสายอากาศต้นแบบมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ต่ำกว่า -10 dB ตั้งแต่ 2.39 – 2.51 GHz

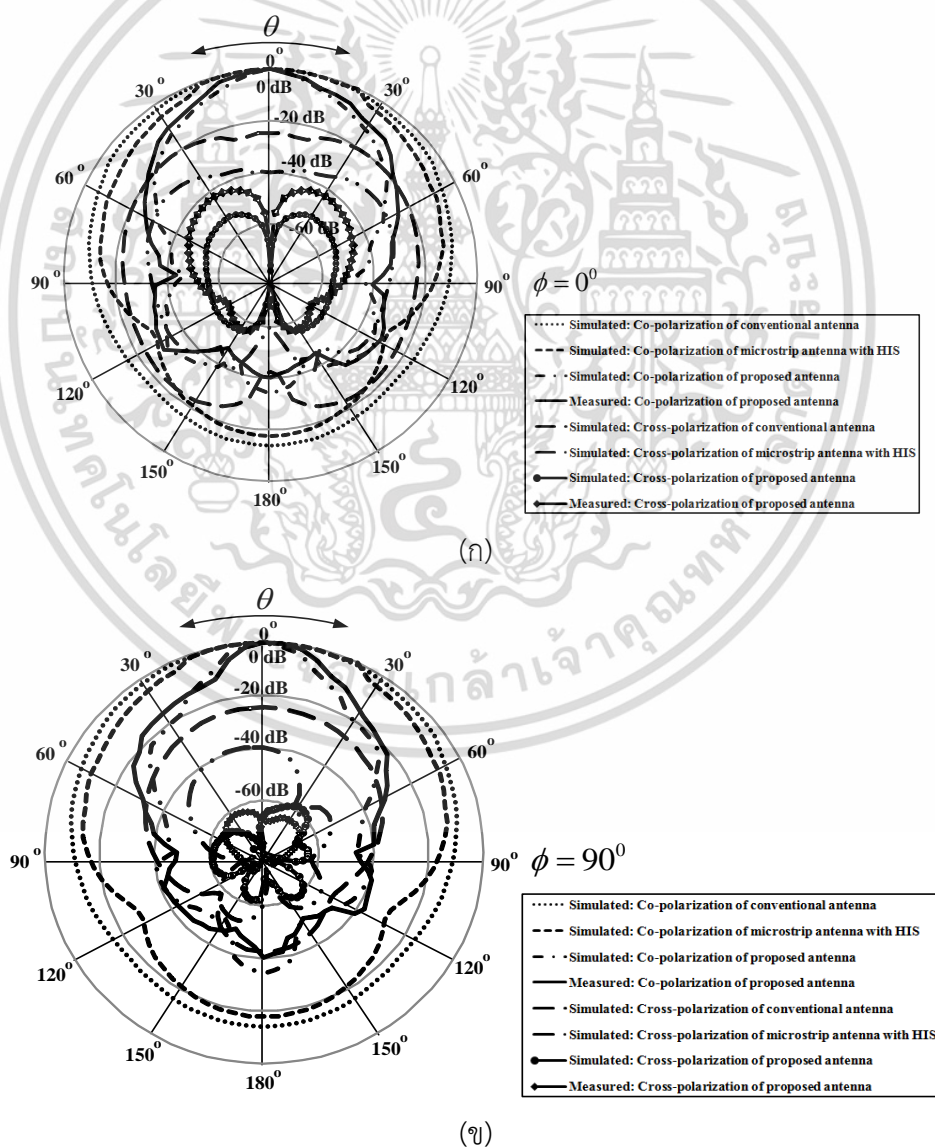
การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศต้นแบบ ซึ่งแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ทดสอบได้เป็นของสายอากาศรับและใช้สายอากาศลูปฟิรียอดิกเป็นสายอากาศส่ง ซึ่งเหมาะสมกว่าการใช้สายอากาศคู่เหมือนในการทดสอบเนื่องจากสายอากาศคู่เหมือนอาจจะมีขนาดต่างๆที่สร้างขึ้นไม่เท่ากันเช่น ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน เป็นต้น อาจส่งผลให้การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและอัตราขยายมีความผิดพลาดเกิดขึ้น โดยการติดตั้งสายอากาศส่งและรับสำหรับทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นต้องวางให้ห่างกันในระยะสนามระยะไกล (R) สามารถคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.1)$$

เมื่อ D คือมิติที่กว้างที่สุดของสายอากาศมีหน่วยเป็นเมตร โดยการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแสดงดังรูปที่ 5.13 ดังนี้



รูปที่ 5.13 การทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในห้องไร้การสะท้อน



รูปที่ 5.14 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นระนาบ (ก) XZ (ข) YZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้อนุญาตให้เผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.14 แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ XZ และ YZ ที่ความถี่ 2.45 GHz ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (HPBW) ในระนาบ XZ และ YZ ของสายอากาศแบบดั้งเดิมเท่ากับ 95 และ 105 องศาตามลำดับ อัตราส่วนลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง (F/B ratio) เท่ากับ 13.97 dB ในขณะที่ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบ XZ และ YZ ของสายอากาศต้นแบบเท่ากับ 45 และ 50 องศาตามลำดับ อัตราส่วนลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง (F/B ratio) เท่ากับ 26.96 dB ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศต้นแบบมีความกว้างที่แคบกว่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศแบบดั้งเดิม โดยระดับการโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศต้นแบบมีระดับที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับระดับการโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศแบบดั้งเดิม เนื่องจากคลื่นพื้นผิวของสายอากาศต้นแบบไม่สามารถแพร่กระจายผ่าน HIS และโครงสร้าง FSS สามารถบังคับการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศไปในทิศทาง 0 องศา ส่งผลให้สายอากาศต้นแบบมีสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงกว่าสายอากาศแบบดั้งเดิม

การทดสอบอัตราขยายของสายอากาศใช้สายอากาศลูปฟิรียอดิกเป็นสายอากาศส่ง โดยที่ความถี่ 2.45 GHz สายอากาศลูปฟิรียอดิกมีอัตราขยายเท่ากับ 7 dBi และใช้สายอากาศต้นแบบเป็นสายอากาศรับ อัตราขยายที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศต้นแบบสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

$$(G_{or})_{dBi} + (G_{or})_{dBi} = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \quad (5.2)$$

เมื่อ $(G_{or})_{dBi}$ คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง (dBi)

$(G_{or})_{dBi}$ คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ (dBi)

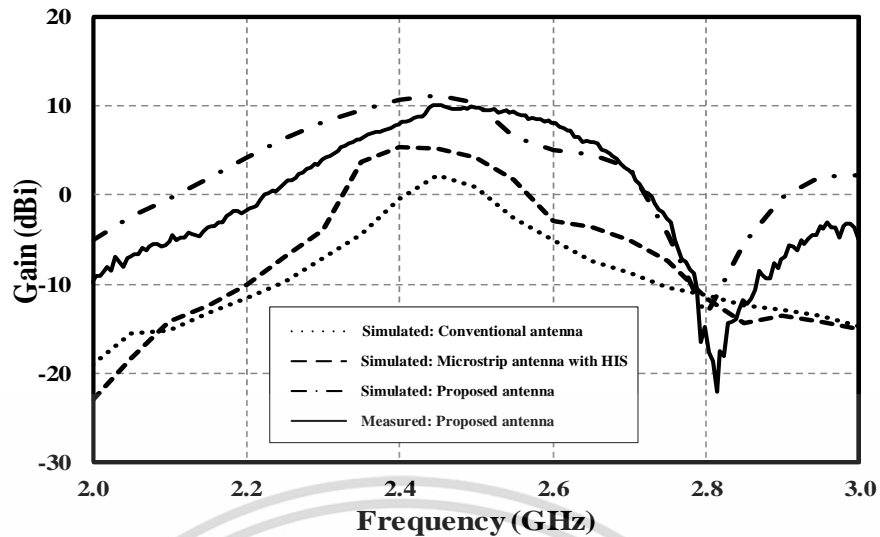
R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและรับ (เมตร)

λ คือ ความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้งาน (เมตร)

P_t คือ กำลังงานของภาคส่ง (W)

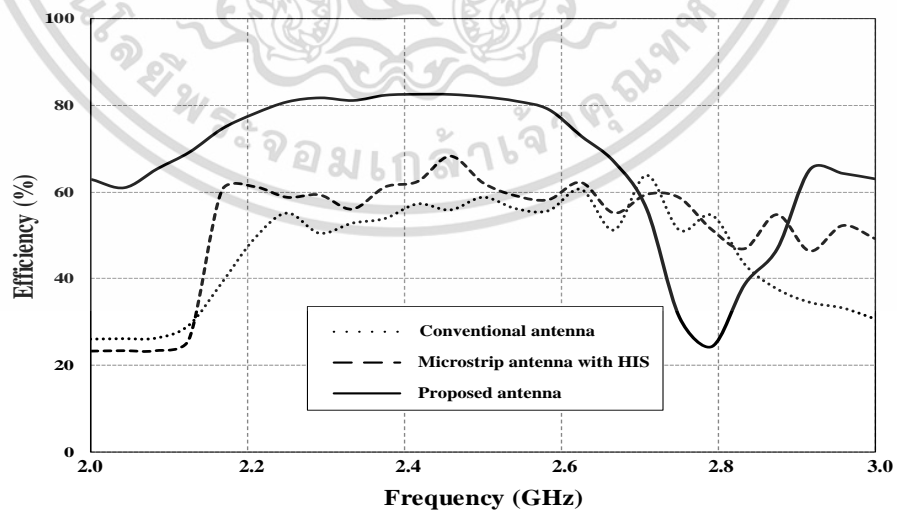
P_r คือ กำลังงานของภาครับ (W)

การหาค่าประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นจะได้รับการจำลองผลทางโปรแกรม เนื่องจากการทดสอบประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์บางชนิดในการทดสอบเช่น Wheeler Cap เพื่อให้ผลการทดสอบประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมีความถูกต้อง โดยผลการจำลองประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นแสดงในรูปที่ 5.16 ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.15 อัตราขยาย

รูปที่ 5.15 แสดงอัตราขยายของสายอากาศที่ตำแหน่งด้านหน้าของสายอากาศ ($\varphi = \theta = 0$ องศา) ที่ความถี่ 2.45 GHz ผลการจำลองสายอากาศแบบดั้งเดิมและสายอากาศที่มี HIS มีอัตราขยายเท่ากับ 2.28 และ 4.18 dBi ตามลำดับ ผลการทดสอบสายอากาศต้นแบบมีอัตราขยายเท่ากับ 10.14 dBi โดยที่ช่วงบริเวณความถี่ที่มากกว่า 2.8 GHz สายอากาศต้นแบบมีอัตราขยายลดลงเนื่องจากโครงสร้าง FSS มีค่าดัชนีหักเหและสัมประสิทธิ์การดูดกลืนไม่เท่ากับศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.23 ทำให้เมื่อมีคลื่นตกกระทบในช่วงความถี่ดังกล่าวทำให้มีคลื่นบางส่วนสะท้อนออกมาทำให้มีคลื่นส่งผ่านบางส่วนหักเหไปในทิศทางอื่นและโครงสร้าง FSS มีการดูดกลืนคลื่นบางส่วนทำให้อัตราขยายของสายอากาศต้นแบบลดลง



รูปที่ 5.16 ประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น

รูปที่ 5.16 แสดงประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ที่ความถี่ 2.45 GHz เปรียบเทียบสายอากาศแบบดั้งเดิมและสายอากาศที่มี HIS มีประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นเท่ากับ 55.74% ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ 68.23 เปอร์เซ็นต์โดยสายอากาศต้นแบบมีประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นเท่ากับ 82.42 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งสายอากาศต้นแบบมีประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นเพิ่มขึ้นประมาณ 26.68 เปอร์เซ็นต์เมื่อเทียบกับสายอากาศแบบดั้งเดิม

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของสายอากาศที่มีอภิวัด

งานวิจัยที่มีมาก่อน	ขนาดสายอากาศ (กว้าง×ยาว) (λ)	ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน (λ)	วัสดุฐานรอง (ϵ_r)	ความหนาวัสดุฐานรอง (มม.)	ความถี่ (GHz)	อัตรายาย (dBi)
[19]	7×7	0.27	N/A (2.2)	1.13	14	19
[28]	0.37×0.37	-	FR-4 (4.4)	2.4	2.4	5.6
[30]	1.31×1.31	-	FR-4 (4.3)	1.5	2.45	7.087
[35]	N/A	0.47	RT-duroid (3.38)	0.782	9.5	15
[41]	5.2×5.2	0.36	RT/duroid 5870 (N/A)	N/A	11.2 and 14.2	16.2 and 12.5
สายอากาศต้นแบบ	0.98×0.98	0.16	FR-4 (4.3)	0.8	2.45	10.14

จากตารางที่ 5.2 จากสายอากาศในงานวิจัยที่มีมาก่อน [28] และ [30] เป็นสายอากาศที่ใช้ทำงานร่วมกับโครงสร้าง EBG และใช้วัสดุที่สามารถหาซื้อได้ง่าย โดยใน [28] สายอากาศมีขนาดเล็กแต่มีอัตรายายที่น้อยกว่าสายอากาศใน [30]

ใน [35] สายอากาศมีอัตรายายเท่ากับ 15 dBi ที่ความถี่ 9.5 GHz แต่สายอากาศมีระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนที่มากเนื่องจากสายอากาศไม่ได้ใช้งานร่วมกับโครงสร้าง EBG

ใน [19] และ [41] เป็นสายอากาศที่ใช้งานร่วมกับโครงสร้าง EBG และชั้นวางซ้อนทำให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนลดลงเมื่อเทียบกับ [35] แต่สายอากาศมีขนาดใหญ่เนื่องจากใช้โครงสร้าง EBG แบบ Uni-planar EBG

โดยสายอากาศต้นแบบมีขนาดเล็กเมื่อและระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนน้อยกว่ามีเทียบกับสายอากาศใน [19] และ [41] โดยมีอัตรายายเท่ากับ 10.14 dBi ที่ความถี่ 2.45 GHz และสายอากาศสร้างขึ้นจากวัสดุที่สามารถหาได้ง่ายและราคาไม่สูง

5.4 สรุป

ในบทนี้ทำการสร้าง จำลองผลและทดสอบสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลงเทียบกับสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิมและสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS โดยจากผลการทดสอบสายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ต่ำกว่า -10 dB ตั้งแต่ 2.39 – 2.51 GHz มีอัตราขยายเท่ากับ 10.14 dBi และมีประสิทธิภาพการแพร่กระจายเท่ากับ 86.63 เปอร์เซ็นต์ที่ความถี่ 2.45 GHz เนื่องจากคลื่นพื้นผิวไม่สามารถแพร่กระจายและชั้นวางซ้อนทำหน้าที่บังคับคลื่นให้แพร่กระจายขนานกันสู่อากาศทำให้สายอากาศไมโครสตริปที่มี HIS และชั้นวางซ้อน FSS แบบดัดแปลงมีอัตราขยายและประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นที่สูงกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบดั้งเดิม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่ โดยมีวัตถุประสงค์ในการออกแบบโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง FSS เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับสายอากาศไมโครสตริป โดยทำการออกแบบสายอากาศให้เหมาะสมกับการใช้งานในย่านความถี่ที่สนใจ มีขนาดกะทัดรัดและมีสัญญาณต่ำเหมาะสมกับการนำไปติดตั้งใช้งาน ซึ่งสามารถทำได้โดยการออกแบบโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง FSS ที่ถูกใช้เป็นตัวพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนให้มีการทำงาน (เฟสการสะท้อน สัมประสิทธิ์การส่งผ่านและสะท้อน) ในช่วงความถี่ที่สนใจ

ในบทที่ 6 จะถูกแบ่งเป็น 3 หัวข้อหลัก โดยในหัวข้อแรกจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่มีพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงและชั้นวางซ้อนพื้นผิวเลือกความถี่และแสดงผลที่ได้จากการเปรียบเทียบคุณลักษณะต่างๆ ที่ได้จากการจำลองและการทดสอบ ส่วนในหัวข้อที่สองและสามจะกล่าวถึงข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนางานวิจัยที่ถูกนำเสนอในขั้นตอนต่อไป

6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้อธิบายถึงความเป็นมาและวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ซึ่งจะกล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริป คลื่นพื้นผิว พื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง อภิวัด การวิเคราะห์โครงสร้างรายคาบ โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ชั้นวางซ้อน พื้นผิวเลือกความถี่ การออกแบบพารามิเตอร์ FSS และสายอากาศไมโครสตริปที่มีโครงสร้าง HIS และชั้นวางซ้อน ซึ่งเป็นหลักการที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศต้นแบบในวิทยานิพนธ์นี้ สำหรับขั้นตอนการออกแบบและจำลองคุณลักษณะของโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง FSS ดำเนินการในโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® เพื่อให้มีคุณสมบัติที่เหมาะสมกับการใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป

ในการออกแบบพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูง (HIS) ทำการออกแบบจากโครงสร้าง Mushroom-like EBG โดยออกแบบให้มีเฟสการสะท้อนที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับศูนย์องศา (ความถี่เรโซแนนซ์) ซึ่งคุณสมบัตินี้ทำให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนลดลงเมื่อเทียบกับสายอากาศที่ไม่มีโครงสร้าง Mushroom-like EBG เพราะมีเฟสการสะท้อนของระนาบกราวด์เท่ากับ 180 องศา โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์โครงสร้าง Mushroom-like EBG มีคุณสมบัติเป็น HIS ซึ่งถูกแสดงในรูปของไดอะแกรมการกระจายที่แสดงให้เห็นว่าคลื่นพื้นผิว TM และ TE ไม่มีการกระจายตัวในบริเวณแถบช่องว่างความถี่ คุณสมบัติดังกล่าวเหมาะสมกับการนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริป เนื่องจากสามารถกำจัดการแพร่กระจายคลื่นพื้นผิวของสายอากาศได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบพื้นผิวเลือกความถี่ (FSS) เริ่มต้นจากโครงสร้างแบบบวงสี่เหลี่ยมเนื่องจากเป็นโครงสร้างสมมาตรและง่ายต่อการออกแบบ หลังจากนั้นทำการจำลองผลค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนเนื่องจากขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีผลต่อค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อใช้งานร่วมกับโครงสร้าง FSS โดยโครงสร้าง FSS ที่มีขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ 1 หรือ 0 dB ทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนมีผลต่อความหนาของสายอากาศเมื่อใช้งานร่วมกับโครงสร้าง FSS โครงสร้าง FSS ที่มีเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนเท่ากับ 180 องศาทำให้สายอากาศมีความหนาน้อยที่สุดและมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากที่สุด โครงสร้าง FSS ถูกออกแบบบนวัสดุชนิด FR-4 หนา 0.8 มิลลิเมตร จากการศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง FSS แบบบวงสี่เหลี่ยมพบว่าค่าความยาวของบวงสี่เหลี่ยมส่งผลต่อค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อเทียบกับความถี่มากที่สุด

โครงสร้าง FSS แบบบวงสี่เหลี่ยมมีข้อจำกัดในเรื่องการปรับจูนความถี่และมีขนาดใหญ่ โดยทำการดัดแปลงโครงสร้าง FSS เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าวข้างต้น จากการศึกษาขนาดพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงพบว่าการปรับพารามิเตอร์ w_1 ส่งผลให้ค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนเมื่อเทียบกับความถี่มีการเปลี่ยนแปลงโดยที่ขนาดโดยรวมของโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงไม่เปลี่ยนแปลง โครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงมีขนาดโดยรวมเล็กกว่าและมีขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนเข้าใกล้ 1 เมื่อเทียบกับโครงสร้าง FSS แบบบวงสี่เหลี่ยมแต่เฟสของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโครงสร้าง FSS แบบบวงสี่เหลี่ยมเข้าใกล้ 180 องศามากกว่าโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงและโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงมีเสถียรภาพเชิงมุม โดยเมื่อนำโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงมาใช้งานเป็นชั้นวางซ้อนให้กับสายอากาศไมโครสตริบ ทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงขึ้นและทำให้โครงสร้างสายอากาศโดยรวมมีต้นทุนต่ำ

จากการออกแบบพื้นผิวอิมพีแดนซ์สูงจากโครงสร้าง Mushroom-like EBG และชั้นวางซ้อนจากโครงสร้าง FSS ซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสมกับการนำมาใช้งานร่วมกับสายอากาศไมโครสตริบ โดยทำการออกแบบสายอากาศต้นแบบที่เป็นสายอากาศไมโครสตริบแบบแพทช์สี่เหลี่ยมวางล้อมรอบด้วยโครงสร้าง Mushroom-like EBG และมีชั้นวางซ้อนวางเหนือสายอากาศด้วยระยะห่างเริ่มต้นเท่ากับ 26 มิลลิเมตร หลังจากนั้นทำการปรับขนาดให้เหมาะสมเพื่อให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด โดยทำการปรับขนาดขอบ (w_1) ของโครงสร้าง FSS แบบดัดแปลงและทำการปรับระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อน หลังจากทำการปรับขนาดให้เหมาะสมพบว่าระยะห่างระหว่างสายอากาศกับชั้นวางซ้อนลดลงเท่ากับ 20 มิลลิเมตรทำให้สายอากาศมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดเท่ากับ 11.41 dBi และทำการสร้างสายอากาศต้นแบบจากวัสดุชนิด FR-4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกเท่ากับ 4.3 โดยมีขนาดต่างๆเป็นไปตามตารางที่ 5.1 ซึ่งสายอากาศกับชั้นวางซ้อนถูกยึดด้วยน็อตพลาสติกเพื่อไม่ให้มีผลกระทบต่อการทดสอบ สายอากาศต้นแบบทำการทดสอบ สัมประสิทธิ์การสะท้อน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น อัตราขยายและประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบกับสายอากาศไมโครสตริบแบบดั้งเดิมและสายอากาศไมโครสตริบที่มี HIS จากการทดสอบพบว่าสายอากาศต้นแบบมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าสายอากาศไมโครสตริบแบบดั้งเดิมและสายอากาศไมโครสตริบที่มี HIS ดังแสดงในตารางที่ 6.1 ดังนี้

ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบสมรรถนะของสายอากาศ

สายอากาศ ไมโคร- สตริบ	S ₁₁ (dB)	แบนด์ วิดท์ (MHz)	HPBW (องศา)		อัตราส่วน คลื่นหน้า ต่อคลื่น หลัง (dB)	อัตรายบาย (dBi)	ประสิทธิภาพ การ แพร่กระจาย คลื่น (%)
			ระนาบ XZ	ระนาบ YZ			
ดั้งเดิม	-16.25	39	95	105	13.97	2.28	55.74
ที่มี HIS	-22.06	140	80	90	17.72	5.28	68.23
ต้นแบบ	-27.36	120	45	50	26.96	10.14	82.42

6.2 ข้อเสนอแนะ

ในขั้นตอนการจำลองผลของโครงสร้าง Mushroom-like EBG และโครงสร้าง FSS ด้วยโปรแกรม CST MICROWAVE STUDIO® ในส่วนของการจำลองผลด้วยวิธีคลื่นเต็มเพื่อให้ได้ค่าเฟสการสะท้อนของโครงสร้าง Mushroom-like EBG ค่าขนาดและเฟสของสัมประสิทธิ์การส่งผ่านและการสะท้อนของโครงสร้าง FSS โดยเมื่อนำโครงสร้างทั้งสองมาใช้งานร่วมกับสายอากาศผลลัพท์ที่ได้จะมีการผิดเพี้ยนหรืออาจทำให้มีสมรรถนะที่แย่กว่าสายอากาศไมโครสตริบแบบปกติ เนื่องจากการจำลองด้วยวิธีคลื่นเต็มซึ่งใช้คลื่นระนาบในการวิเคราะห์ เป็นการวิเคราะห์ในระยະสนามระยະไกล ซึ่งการใช้งานร่วมกับสายอากาศโครงสร้างทั้งสองจะติดตั้งใกล้กับสายอากาศซึ่งการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศอยู่ในระยະสนามระยະใกล้ ดังนั้นในขั้นตอนการจำลองต้องกำหนดระยะพอร์ทให้มีระยะเป็นไปตามกับระยะที่ใช้งานร่วมกับสายอากาศเพื่อให้ได้ผลการจำลองค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศต้นแบบยังอยู่ในช่วงที่ทำการออกแบบและมีสมรรถนะที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับสายอากาศไมโครสตริบแบบปกติ

6.3 แนวทางการพัฒนาต่อ

สายอากาศแบบหนึ่งย่านความถี่สามารถตอบสนองได้มากกว่าหนึ่งย่านความถี่โดยทำการออกแบบชั้นวางซ้อน FSS ให้สามารถส่งผ่านคลื่นได้มากกว่าหนึ่งย่านความถี่และใช้ชั้นวางซ้อนเพียงชั้นเดียว แต่สิ่งที่จำเป็นต้องพิจารณาเพิ่มเติมคือค่าความเสถียรเชิงมุมในย่านความถี่ที่สูงขึ้น ซึ่งจะมีผลกระทบมากกว่าในย่านความถี่ต่ำ ซึ่งเป็นข้อดีของการออกแบบชั้นวางซ้อนเพียงชั้นเดียวเมื่อเทียบกับการออกแบบด้วยชั้นวางซ้อนแบบหลายชั้น โดยการแก้ไขปัญหาเบื้องต้นอาจเลือกวัสดุที่นำมาสร้างสายอากาศให้มีค่าความสูญเสียต่ำเช่นแผ่นวงจรพิมพ์ชนิด Rogers โดยสายอากาศที่สร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์ที่มีค่าความสูญเสียต่ำจะมีสมรรถนะที่ดีขึ้นและสามารถนำมาใช้งานได้หลากหลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้งานโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชั้นวางซ้อนสามารถออกแบบให้รองรับสายอากาศที่มีการโพลารไรซ์แบบวงกลมโดยทำการออกแบบเซลล์บนชั้นวางซ้อน เพื่อให้สายอากาศมีอัตราขยายที่สูงขึ้นและมีการโพลารไรซ์แบบวงกลม อีกทั้งยังสามารถออกแบบเป็นตัวแปลงการโพลารไรซ์จากสายอากาศได้ เช่นตัวแปลงโพลารไรซ์เชิงเส้นจากสายอากาศให้เป็นโพลารไรซ์แบบวงกลม ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่น่าสนใจในการพัฒนาต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] R. B. Waterhouse, *Microstrip Patch Antennas A Designer's Guide*, Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [2] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications," *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol.51, pp.2936–2946, Oct. 2003.
- [3] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*, Cambridge University Press, 2009.
- [4] S. Kampeephat, P. Krachodnok and R. Wongsan, "Efficiency Improvement for Conventional Rectangular Horn Antenna by Using EBG Technique," *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, Vol.8, No:7, pp.1038-1043, 2014.
- [5] L. Moustafa, and B. Jecko, "Design of a wideband highly directive EBG antenna using double-layer Frequency selective surfaces and multi-feed technique for application in the Ku-band," *IEEE antennas and wireless prop. letters*, vol.9, 2010.
- [6] F. Costa, O. Luukkonen, C. R. Simovski, A. Monorchio, S. A. Tretyakov and P. M. de Maagt, "TE surface wave resonances on high-impedance surface based antennas: analysis and modeling," *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol.59, no. 10, pp.3588-3596, Oct. 2011.
- [7] S. Peddakrishna, T. Khan, and B. K. Kanaujia, "Resonant characteristics of aperture type FSS and its application in directivity improvement of microstrip antenna," *IJEC*, pp.199-206, 2017.
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analasis and Design*, John Wiley & Sons, 2005.
- [9] R. Marques, F. Martin, and M. Sorolla, "*Metamaterials with Negative Parameters*," John Wiley & Sons, 2008.
- [10] S. Zouhdi, A. Sihvola and A. Vinogradov, *Metamaterials and Plasmonics: Fundamentals, Modelling, Applications*, New York: Springer-Verlag, 2009.
- [11] W. H. Hayt and J. A. Buck, *Engineering Electromagnetics*, Mc Graw Hill, 6th edn., 2001.
- [12] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures*, 2nd edn., Dover Publications, 2003.
- [13] S. Chaimool, and P. Akkaraekthalin, "Metamaterials for antenna applications," *The Journal of KMUTNB.*, vol.21, no.2, May- Aug. 2011.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [14] H. H. Sung, *Frequency Selective Wallpaper for Mitigating Indoor Wireless Interference*, University of Auckland, 2006.
- [15] A. Baniya, *Assessment of Frequency Selective Surface for Improving Indoor Cellular Coverage*, Master of Science Thesis, Fac. of Computing and Electrical Engineering, Tampere University of Technology, 2014.
- [16] B.A. Munk, *Frequency Selective Surfaces Theory and Design*, John Wiley & Sons, 2000.
- [17] J. T. Verdeyen, *Laser Electronics*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, pp. 123–131, 1989.
- [18] A. P. Feresidis and J. C. Vardaxoglou, “High gain planar antenna using optimized partially reflective surfaces,” *Proc. Inst. Elect. Eng. Microw. Antennas Propag.*, vol.148, no.6, pp.345–350, Dec. 2001.
- [19] A.P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, and J.C. Vardaxoglou, “Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.1, pp.209-215, Jan 2005.
- [20] Y. Zhang, J. V. Hagen, M. Younis, C. Fischer and W. Wiesbeck, “Planar artificial magnetic conductors and patch antennas,” *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol.51, no.10, pp.2704-2712, 2003.
- [21] A. P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang and J. C. Vardaxoglou, “Artificial magnetic conductors surface and their application to low-profile high-gain planar antennas,” *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol.53, no.1, pp.209-215, 2005.
- [22] J. R. Sohn, K. Y. Kim and S. Tae, “Comparative study on various artificial magnetic conductors for low-profile antenna,” *Progress in Electromagnetic Research*, vol.61, pp.27-37, 2006.
- [23] M. E. de Cos, Y. Alvarez and F. Las-Heras, “A novel approach for RCS reduction using a combination of artificial magnetic conductors,” *Progress in Electromagnetic Research*, vol.107, pp.147-159, 2010.
- [24] A. Foroozesh and L. Shafai, “Investigation into the application of artificial magnetic conductors to bandwidth broadening, gain enhancement and beam shaping of low profile and conventional monopole antennas,” *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, vol.59, no.1, pp.4-20, 2011

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [25] Y. Kim, Fan Yang and A. Z. Elsherbeni, "Compact artificial magnetic conductor design using planar square spiral geometries," *Progress in Electromagnetic Research*, vol.77, pp.43-54, 2007.
- [26] D. N. Elsheakh, H. A. Elsadek and E. A. Abdallah, "Ultrawide bandwidth umbrella-shaped microstrip monopole antenna using spiral artificial magnetic conductor (SAMC)," *IEEE Ant. and Wirel. Prop. Lett.*, vol.8 pp.1255-1258, 2009.
- [27] M. Hosseini and M. Hakkak, "Characteristics estimation for Jerusalem cross-based artificial magnetic conductors," *IEEE Ant. and Wirel. Prop. Lett.*, vol.7 pp.58-61, 2008.
- [28] A. A. Roseline, K. Malathi and A. K. Shrivastav, "Enhanced performance of a patch antenna using spiral-shaped electromagnetic bandgap structures for high-speed wireless networks," *IET Microw. Ant. and Prop.*, vol.5, iss.14, pp.1750-1755, Nov.2011.
- [29] M. S. Alam, M. T. Islam and N. Misran, "A novel compact split ring slotted electromagnetic bandgap structure for microstrip patch antenna performance enhancement," *Progress in Electromagnetic Research*, vol.130, pp.389-409, 2012.
- [30] S. Eardprab, C. Phongcharoenpanich, and D. Torrungrueng, "Improvement of a circular microstrip antenna excited by four feeds and suspended with artificial magnetic conductor," *Interna. Jour. of Ant. and Prop.*, vol. 2013, Article ID 310686, 2013.
- [31] D. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," Ph. D. dissertation, Dep. Elect.Eng, Univ. California at Los Angeles, Los Angeles, CA, 1999.
- [32] N. Engheta and R. Ziolkowski, "*Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*," John Wiley & Sons, 2006.
- [33] F. M. Monavar and N. Komjani, "Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using Jerusalem cross-shaped frequency selective surfaces by invasive weed optimization approach," *Progress in Electromagnetic Research*, vol.121, pp.103-120, 2011.
- [34] A. Pirhadi, H. Bahrami and J. Nasri, "Wideband high directive aperture coupled microstrip antenna design by using a FSS superstrate layer," *IEEE Trans. on Ant. Prop.*, vol.60, no.4, pp.2101-2106, April 2012.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [35] N. Wang, J. Li, G. Wei, L. Talbi Q. Zeng, and J. Xu, "Wideband Fabry-Perot resonator antenna with two layers of dielectric superstrates," *IEEE ant. and wirel. prop. lett.*, vol. 14, pp. 229-232, Sep. 2014.
- [36] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, pp.278-280, New York, Peter Peregrinus Ltd., 1986.
- [37] D. Ferreira, R. F. S. Caldeirinha, I. Cuiñas, and T. R. Fernandes, "Square loop and slot frequency selective surfaces study for equivalent circuit model optimization," *IEEE Trans. on Ant. Prop.*, vol.63, iss.9, pp.3947-3955, Sep.2015.
- [38] G. H. H. Sung et al, "A frequency selective wall for interference reduction in wireless indoor environments," *IEEE Ant. and Prop. Magazine*, vol.48, no.5, pp.29-37, 2006.
- [39] D. Ferreira I. Cuiñas, R. F. S. Caldeirinha, T. Fernandes and J. Reis, "A square loop frequency selective surface parametric study for EC model optimization," *Loughborough Ant. and Prop. Conference*, pp.102-105, 2014.
- [40] W. J. Krzysztofik, "Fractal geometry in electromagnetics applications from antenna to metamaterials," *Microwave review*, Wroclaw University of Technology Poland, pp.3-14, Dec 2013.
- [41] A. Pirhadi, M. Hakkak, F. Keshmiri, and R. Karimzadeh, "Design of compact dual band high directive electromagnetic bandgap (EBG) resonator antenna using artificial magnetic conductor," *IEEE Trans. antennas Propag.*, vol.55, no.6, pp.1682-1690, Jun. 2007.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายประพัทธ์ อานมณี
 วัน เดือน ปีเกิด 24 พฤษภาคม 2526
 ที่อยู่ 1771 อรุณอมรินทร์ 53 ถ.อรุณอมรินทร์
 แขวงบางยี่ขัน เขตบางพลัด กรุงเทพฯ 10700 โทร.086-664-4438
 ประวัติการศึกษา 2551 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 2554 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วารสารที่ได้รับตีพิมพ์

- [1] P. Arnmanee and C. Pongcharoenpanich, "Improved Microstrip Antenna with HIS Elements and FSS Superstrate for 2.4 GHz Band Applications," *International Journal of Antennas and Propagation (IJAP)*, Article ID 9145373, 2018.

บทความที่ได้รับตีพิมพ์

- [1] P. Arnmanee and C. Pongcharoenpanich, "I-Shaped Microstrip Antenna with Octagonal-Shaped HIS and EBG Structure for WLAN Application," *IEICE Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2016)*, pp. 59-63, Sep. 2016.
- [2] P. Arnmanee and C. Pongcharoenpanich, "Planar Antenna with Modified FSS Superstrate and EBG Structure," *International Symposium on Multimedia and communication Technology (ISMAC 2017)*, pp. 191-194, Aug. 2017.