

การออกแบบโครงสร้างอภีวัตถุสำหรับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสอง
แถบความถี่และสองขั้วคลื่น



นายพีรพันธุ์ คำสาดี

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมและคอมพิวเตอร์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2562

**A DESIGN OF METAMATERIAL STRUCTURE FOR A
DUAL BAND AND DUAL POLARIZED PYRAMIDAL
HORN ANTENNA**



Peerasan Khamsalee

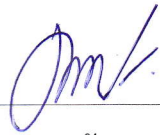
**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the
Degree of Doctor of Philosophy Program in Telecommunication and
Computer Engineering
Suranaree University of Technology**

Academic Year 2019

การออกแบบโครงสร้างอภีวัสดุสำหรับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบ
ความถี่และสองขั้วคลื่น

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(ศ. ดร. ประยุทธ์ อัครเอกมาลิน)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร. รังสรรค์ วงศ์สรค์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร. ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

กรรมการ



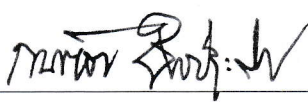
(รศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อูฑารสกุล)

กรรมการ



(รศ. ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)

กรรมการ



(รศ. ร.อ. ดร. กนต์ธร ชานีประศาสน์)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ดร. พรศิริ จงกล)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

พิธีสันต์ คำสาถลี : การออกแบบ โครงสร้างอภิวัดสำหรับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด
ชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น (A DESIGN OF METAMATERIAL STRUCTURE
FOR A DUAL BAND AND DUAL POLARIZED PYRAMIDAL HORN ANTENNA)
อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ , 138 หน้า.

สายอากาศแบบตัวสะท้อน (reflector antenna) เป็นหนึ่งในสายอากาศที่ให้อัตราขยายสูงจึง
ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากในการนำมาใช้งานในการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟภาคพื้นดิน การ
เชื่อมต่อสัญญาณผ่านดาวเทียม หรือ ระบบเรดาร์เป็นต้น สำหรับระบบเรดาร์สายอากาศตัวสะท้อน
เป็นอีกหนึ่งสายอากาศที่ได้ถูกนำมาใช้งานอย่างมาก โดยสายอากาศแบบตัวสะท้อนทั่วไปมี
ส่วนประกอบหลักอยู่ 2 ส่วน คือ พื้นผิวสำหรับการสะท้อน (reflector) และสายอากาศส่วน
ป้อน (feeder Antenna) สำหรับป้อนสัญญาณให้กับพื้นผิวสะท้อน ในการเพิ่มประสิทธิภาพการแผ่
กำลังของระบบเรดาร์จะสามารถทำได้ 2 วิธีคือ เพิ่มกำลังของเครื่องส่งให้มากขึ้น หรือ เพิ่ม
อัตราขยายของสายอากาศ การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศแบบตัวสะท้อนสามารถทำได้โดยการ
เพิ่มขนาดของตัวสะท้อนให้ใหญ่ขึ้นหรือทำการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศตัวป้อน อย่างไรก็ตาม
สายอากาศปากแตรรูปพีระมิด (pyramidal horn antenna) เป็นสายอากาศอีกประเภทหนึ่งที่มี
อัตราขยายสูงและนิยมนำมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่วนป้อนให้กับสายอากาศแบบตัวสะท้อนของ
ระบบเรดาร์ทุติยภูมิ (secondary radar) ที่ใช้งานในย่านความถี่แอล (L-band) โดยสามารถป้อนกำลัง
คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้แก่พื้นผิวตัวสะท้อนได้สองแถบความถี่ (dual band) และสองขั้วคลื่น (dual
polarization) แต่มีทิศทางของลำคลื่นหลักทั้งสองแถบแตกต่างกันประมาณ 6 องศา โดยมีอัตราขยาย
ของทั้งสองแถบความถี่อยู่ที่ประมาณ 12.4 dBi และ 10.8 dBi ตามลำดับ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้
นำเสนอการวิธีการเชิงเทคนิคในการออกแบบโครงสร้างอภิวัด (metamaterial) เพื่อใช้เป็น
องค์ประกอบเพิ่มเติมให้กับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดแบบสองความถี่และสองขั้วคลื่นให้มี
อัตราขยายสูงขึ้นประมาณ 3 dB แต่ยังคงคุณลักษณะสำคัญดังกล่าวไว้เช่นเดิม ซึ่งจะส่งผลให้ตัว
สะท้อนสามารถลดขนาดลงได้เนื่องจากสอดคล้องกับความกว้างลำคลื่น (half-power beamwidth) ที่
ส่งออกมาจากสายอากาศปากแตร ทำให้สามารถลดขนาดของภาคตัดขวางเรดาร์ (radar cross
section) และลดปัญหาเรื่องภาระแรงลม (wind load) ลงได้เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบตัว
สะท้อนแบบดั้งเดิม สุดท้ายทำการสร้างสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดและโครงสร้างอภิวัด
ต้นแบบเพื่อวัดทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2562

ลายมือชื่อนักศึกษา

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา

PEERASAN KHAMSALEE : A DESIGN OF METAMATERIAL
STRUCTURE FOR A DUAL BAND AND DUAL POLARIZED
PYRAMIDAL HORN ANTENNA. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF.
RANGSAN WONGSAN, Ph.D. 138 PP.

HORN ANTENNA/DUAL BAND/DUAL POLARIZED/METAMATERIALS

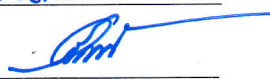
A reflector antenna is one of the high gain and the most popular antennas commonly used in terrestrial microwave link, microwave link via satellite, and radars. For the antenna radar, the reflector antenna is also one of the most popular antennas. The general reflector antenna consists of two main components: a reflecting surface and a feed antenna, which is located at the reflector's focal point. There are two ways to improve the radiated efficiency of radar system; those are the power increment of transmitter and/or the gain improvement of the antenna. The gain improvement of the reflector antenna can be achieved by enlarging the dimension of the reflector and/or increasing the gain of the antenna. Remarkably, the pyramidal horn antenna is one of the high gain antenna, which is popularly utilized to be the reflector's feeder of the L-band secondary radar system. The feed horn of such radar system can provide the electromagnetic power illuminated to the reflector with dual-band frequency and dual polarization. The directions of the lower- and upper-band main beams are approximately different 6 degrees, while the gains of lower- and upper-bands are around 12.4 dBi and 10.8 dBi, respectively. Therefore, this research proposes the technical design of the metamaterial structure for raising up the gain around 3 dB for the feed horn of such the secondary radar system while other important parameters still are maintained. However, the dimension of radar reflector can be resized down to match with the -3 dB beamwidth

from feed horn via metamaterial structure. Moreover, the radar cross section and wind load of the radar antenna will be reduced as a consequence of this technique too. Finally, the pyramidal horn antenna with the structure of metamaterial prototype is fabricated and compared to the measured results for validation.



School of Telecommunication Engineering Student's Signature Pecrasan.

Academic Year 2019

Advisor's Signature 

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่างๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา รองศาสตราจารย์ ดร.พีระพงษ์ อุทาร์สกุล รองศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุทาร์สกุล ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ วาณิชนันต์ชัย และอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการและให้โอกาสในการศึกษา

คุณภูมิพงษ์ ดวงตั้ง คุณวรารักษ์ สาริษา คุณสรณัย คัมภีร์ภัทร คุณเกวณัทรา คำพิกุล คุณนิภาพร พิมพ์ปัฐ และพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้คำปรึกษา ให้กำลังใจ และช่วยเหลือทั้งในด้านวิชาการและด้านวิทยานิพนธ์อย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่างๆ ทั้งในอดีตและปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้การอบรมเลี้ยงดูและให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้บิดา มารดาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

พิธีณธ์ คำสาลิ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย)	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	ง
สารบัญ	จ
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญรูป	ญ
บทที่	
1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย	2
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 บทนำ	4
2.2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	4
2.2.1 สายอากาศสำหรับระบบเรดาร์	4
2.2.2 สายอากาศปากแตร	7
2.2.3 อภิวัด	8
2.2.4 โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic band Gap หรือ EBG)	9
2.2.5 ตัวกลางแบบเส้น (wire medium)	13
2.3 สรุป	14

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	15
3.1	บทนำ.....	15
3.2	สายอากาศปากแตร.....	15
3.2.1	การออกแบบสายอากาศปากแตร	18
3.3	อภิวัดดู	22
3.4	โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า.....	24
3.4.1	คำจำกัดความ โครงสร้าง และพารามิเตอร์ของโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า	24
3.4.2	โครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ ที่โพรงเป็นลักษณะแบบกึ่งพื้น	28
3.5	ตัวกลางแบบเส้น	29
3.5.1	ความถี่พลาสมาสำหรับตัวกลางแบบเส้น	32
3.5.2	การกระจายตัวเชิงพื้นที่สำหรับตัวกลางแบบเส้น	33
3.6	สรุป	36
4	การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ	37
4.1	บทนำ.....	37
4.2	ศึกษาคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรระบบเรดาร์	37
4.3	อภิวัดดูแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า.....	44
4.3.1	การออกแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า 1 หน่วยเซลล์	46
4.3.2	การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความยาวซ้ำในระนาบแนวนอน (a).....	47
4.3.3	การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความสูงของแท่งชั้นที่ 1 และ 3 (h1)	48
4.3.4	การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความสูงของแท่งชั้นที่ 2 และ 4 (h2)	49

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.3.5 การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความยาวของแท่ง (w).....	50
4.4 การออกแบบการประยุกต์ใช้อิทธิพลแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งพื้นร่วมกับสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น.....	51
4.4.1 การพิจารณาระยะตำแหน่งการวางโครงสร้าง EBG ที่ตำแหน่งอะพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น	52
4.5 อิทธิพลแบบตัวกลางแบบเส้น	54
4.6 การพิจารณาโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น	55
4.6.1 การพิจารณาด้านวนอิลิมินต์ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นที่ตำแหน่งข้างโครงสร้าง EBG	55
4.7 การพิจารณาการปรับทิศทางของโหนดหลักของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้น	56
4.7.1 การเพิ่มแท่งซูเปอร์ไลน์ที่ด้านข้างโครงสร้าง EBG.....	56
4.7.2 การเพิ่มแผ่นซูเปอร์ไลน์ที่ด้านบนและด้านล่างของโครงสร้างอิทธิพล.....	58
4.7.3 การพิจารณาการเปลี่ยนแปลงจำนวนแถวของโครงสร้าง EBG	59
4.7.4 การปรับทิศทางของโหนดหลักในระบบเรดาร์หลักโดยใช้กริดโลหะ.....	60
4.8 การจำลองผลค่าสภาวะยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของโครงสร้างอิทธิพล.....	72
4.9 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดใช้เทคนิคอิทธิพลแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและอิทธิพลแบบตัวกลางแบบเส้นร่วมกับตัวแผ่นสะท้อน	74

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.10 สรุป	77
5 การสร้างและทดสอบ	78
5.1 บทนำ.....	78
5.2 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิด DR 172 ADV	78
5.2.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน	80
5.2.2 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์	81
5.2.3 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย	83
5.2.4 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง	85
5.3 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดแบบโพรงช่องว่าง แถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น	91
5.3.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน	93
5.3.2 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์	95
5.3.3 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย	96
5.3.4 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง	99
5.4 การเปรียบเทียบผลการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ต้นแบบกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัด ต้นแบบ.....	105
5.5 สรุป.....	107
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	108
6.1 บทสรุป	108
6.2 ข้อเสนอแนะในการวิจัย	109
รายการอ้างอิง	110
ภาคผนวก	115
ภาคผนวก ก บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	115
ประวัติผู้เขียน	138

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลบนโครงสร้างของระนาบกราวด์ที่เป็น ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์และ โพรงของ EBG 10
4.1	ผลการจำลองสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม 43
4.2	ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป 53
4.3	ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป 56
4.4	ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป 57
4.5	ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป 58
4.6	ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป 60
4.7	ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป 62
4.8	เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองของสายอากาศปากแตรรูป พีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่ม แท่งอลูมิเนียม 71
5.1	แสดงผลการวัดอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ 85
5.2	เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองและผลการวัดทดสอบของ สายอากาศปากแตรรูปพีระมิด 90
5.3	แสดงผลการวัดอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครง สร้างอภิวัดต้นแบบ 98
5.4	เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองและผลการวัดทดสอบของสาย อากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัด 104
5.5	เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตร รูปพีระมิดต้นแบบกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้าง อภิวัดต้นแบบ..... 106

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	สายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟสในอะลาสกา..... 6
2.2	สายอากาศท่อนำคลื่นแบบร่องสำหรับระบบเรดาร์เรือพาณิชย์ 6
2.3	สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาสำหรับระบบเรดาร์ควบคุมการจราจรทางอากาศ..... 7
2.4	โพรง EBG ที่มีลักษณะเป็นแบบก้องพื้นทรงกระบอกมาล้อมรอบสายอากาศโมโนโพล..... 12
2.5	โครงสร้าง EBG แบบต่างๆ ที่นำมาวางข้างหน้าสายอากาศปากแตร 13
3.1	ลักษณะของสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากทั้ง 3 แบบหลัก 16
3.2	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศปากแตรทรงพีระมิด..... 19
3.3	ลักษณะของท่อนำคลื่นแบบท่อเหลี่ยมและท่อกลม 21
3.4	สายอากาศปากแตรต่อด้วยท่อนำคลื่นที่มีสายอากาศไดโพลขนาดเล็กเป็นจุดป้อน..... 21
3.5	ประเภทของอภิวัด..... 24
3.6	โพรง EBG แบบ 3 มิติ 25
3.7	EBG แบบ 2 มิติ 26
3.8	พารามิเตอร์และรูปแบบของโครงสร้าง EBG ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด..... 26
3.9	วงจรสมมูลของโครงสร้าง EBG ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด..... 27
3.10	หนึ่งหน่วยเซลล์ของโครงสร้างเป็นลักษณะก้องพื้นแบบระนาบที่มีสี่ชั้น 29
3.11	โครงสร้างสี่ตัวกลางแบบเส้น..... 32
4.1	สายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม..... 39
4.2	ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม 40
4.3	แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม 43

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4	รูปแบบการประยุกต์ใช้งานระหว่างสายอากาศและโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า..... 45
4.5	หนึ่งหน่วยเซลล์ของโพรงเป็นลักษณะกองพื้นแบบระนาบที่มีสี่ชั้น 47
4.6	แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวซ้ำในระนาบแนวนอน a 48
4.7	แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของแท่งชั้นที่ 1 และ 3 h_1 48
4.8	แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของแท่งชั้นที่ 2 และ 4 h_2 49
4.9	แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของแท่ง w 50
4.10	แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG หนึ่งหน่วยเซลล์ 51
4.11	โครงสร้างสายอากาศปากแตรที่จะดำเนินการพัฒนาทำงานร่วมกับ อภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกองพื้น 51
4.12	การจำลองการใส่ EBG ไว้หน้าปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตร..... 53
4.13	โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นที่ทำการออกแบบ 54
4.14	การพิจารณาการเพิ่มจำนวนอีลิเมนต์ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้น 55
4.15	การเพิ่มแท่งซูเปอร์ไลน์ที่ด้านข้างโครงสร้าง EBG 57
4.16	การเพิ่มแผ่นซูเปอร์ไลน์สำหรับยึดโครงสร้างอภิวัด 58
4.17	การเปลี่ยนแปลงจำนวนแถวโครงสร้าง EBG 59
4.18	แสดงสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,300 MHz ของสายอากาศปากแตรร่วมกับ อภิวัด..... 61
4.19	แสดงลักษณะและขนาดของโครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลาง แบบเส้นที่เพิ่มแท่งอคูมิเนียมซึ่งทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูป พีระมิดสำหรับระบบเรดาร์..... 62

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20	แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของ โครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และ ตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่มแท่งอูมิเนียมร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด สำหรับระบบเรดาร์..... 63
4.21	แสดงแบบรูปการแผ่กำลังที่เกิดจาก โครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และ ตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่มแท่งอูมิเนียมทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตร รูปพีระมิดสำหรับระบบเรดาร์..... 65
4.22	แสดงแบบรูปการแผ่กำลังที่เกิดจาก โครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และ ตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่มแท่งอูมิเนียมทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตร รูปพีระมิดสำหรับระบบเรดาร์..... 66
4.23	แสดงแบบรูปการแผ่กำลังที่เกิดจาก โครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และ ตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่มแท่งอูมิเนียมทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตร รูปพีระมิดสำหรับระบบเรดาร์..... 68
4.24	โพลาริซชันของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์เมื่อทำงานร่วม กับ โครงสร้างอภิวัด..... 70
4.25	การจำลองคุณสมบัติค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของ โครงสร้างอภิวัด..... 73
4.26	ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของ โครงสร้างอภิวัด 74
4.27	แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสาย อากาศปากแตรรูปพีระมิดมีและไม่มี โครงสร้างอภิวัด ขณะทำหน้าที่ ที่เป็นสายอากาศส่วนป้อนของสายอากาศแผ่นสะท้อน 76
5.1	สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ 79
5.2	เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและ ผลการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และ สองขั้วคลื่น..... 81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ต้นแบบ.....	82
5.4 แสดงการวัดของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ	84
5.5 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ต้นแบบ.....	86
5.6 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ.....	89
5.7 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบร่วมกับ โครงสร้างอภิวัด.....	93
5.8 เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและผล การวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้าง อภิวัดต้นแบบ.....	94
5.9 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วม กับ โครงสร้างอภิวัดต้นแบบ.....	96
5.10 แสดงการวัดของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัด ต้นแบบ.....	98
5.11 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ร่วมกับ โครงสร้างอภิวัด.....	100
5.12 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้าง อภิวัด.....	103

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

เรดาร์ (radio detection and ranging หรือ Radar) เป็นระบบที่ใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในการระบุระยะทาง ความสูง ทิศทาง ความเร็วของวัตถุที่อยู่กับที่และเคลื่อนที่ โดยมีหลักการทำงานคือ เครื่องส่งจะส่งคลื่นวิทยุออกไปผ่านทางสายอากาศส่งในทิศทางที่กำหนดไว้และเมื่อคลื่นสัมผัสกับวัตถุก็จะสะท้อนกลับมายังสายอากาศรับและส่งไปยังเครื่องรับหรือกระจายไปยังทิศทางต่างๆ ระบบเรดาร์สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ เรดาร์ปฐมภูมิ (primary radar) และเรดาร์ทุติยภูมิ (secondary radar) ซึ่งทั้งสองประเภทมีข้อแตกต่างกันที่การสะท้อนของสัญญาณ โดยระบบเรดาร์ทุติยภูมิจะมีการประมวลผลข้อมูลต่างๆของเป้าหมายที่สะท้อนกลับมายังสายอากาศภาคพื้น เพื่อใช้ในการพิสูจน์ฝ่าย (identification friend or foe: IFF) สำหรับระบบเรดาร์ทุติยภูมิแจ้งเตือนภัยทางอากาศระดับต่ำที่ใช้งานในย่านความถี่แอล (L-band) ประกอบด้วยส่วนการทำงานหลัก ได้แก่ 1) ระบบทางกลและการเคลื่อนย้าย 2) ระบบเรดาร์ 3) ระบบคอมพิวเตอร์ และ 4) ชุดเครื่องมือแสดงสถานการณ์ทางอากาศระยะไกล โดยส่วนที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยและพัฒนานี้จะเป็นส่วนของระบบเรดาร์เฉพาะในส่วนของระบบตัวสะท้อนแบบออฟเซตเฟด (off-set fed reflector)

ในส่วนของสายอากาศแบบตัวสะท้อน (reflector antenna) จะมีส่วนประกอบหลักอยู่ 2 ส่วน คือ พื้นผิวสำหรับการสะท้อน (reflector) และสายอากาศส่วนป้อน (feeder antenna) ที่ใช้สำหรับป้อนสัญญาณให้กับพื้นผิวสะท้อน ในการเพิ่มประสิทธิภาพการแผ่กำลังของระบบเรดาร์จะสามารถทำได้ 2 วิธีคือ เพิ่มกำลังของเครื่องส่งให้มากขึ้น หรือ เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศแบบตัวสะท้อนสามารถทำได้โดยการเพิ่มขนาดของตัวสะท้อนให้ใหญ่ขึ้นหรือทำการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศตัวป้อน ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด (pyramidal horn antenna) เป็นสายอากาศที่มีอัตราขยายสูงและนิยมนำมาเป็นตัวเลือกสำหรับเป็นสายอากาศส่วนป้อนให้กับสายอากาศแบบตัวสะท้อน แต่สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิมนั้นนั้นมีการทำงานสองแถบความถี่ (dual band) และสองขั้วคลื่น (dual polarization) ซึ่งมีทิศทางของลำคลื่นหลักทั้งสองแถบต่างกันประมาณ 6 องศา สำหรับใช้ในระบบเรดาร์หลักและระบบพิสูจน์ฝ่ายและได้ใช้เทคนิคใส่แผ่นโลหะ (metallic slab) และแท่งโลหะ (metallic rod) เข้าไปในปากแตรของสายอากาศเพื่อปรับแบบรูปการแผ่กำลังและปรับจุดศูนย์กลาง

เฟสของระบบเรดาร์หลักและระบบพิสูจน์ฝ่ายให้ใกล้เคียงกันสำหรับวางที่จุดโฟกัสของแผ่นสะท้อนแต่การที่ใส่เทคนิคต่างๆเข้าไป มีผลให้อัตราขยายของสายอากาศปากแตรลดลงจึงจำเป็นที่จะต้องใช้แผ่นตัวสะท้อนที่มีขนาดใหญ่และทำให้เกิดปัญหาเรื่องภาวะแรงลม (wind load) ขึ้น ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดแบบสองความถี่และสองขั้วคลื่นที่ถูกปรับปรุงด้วยโครงสร้างอภิวัด (metamaterial) โดยในการออกแบบงานวิจัยนี้จะใช้สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิมในการศึกษา ออกแบบและทำการเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้นทั้งสองแถบความถี่โดยการนำอภิวัดวางที่หน้าปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ทำให้ระดับความกว้างลำคลื่นกำลังลดลงก็จะส่งผลให้ตัวสะท้อนจะต้องเล็กลงตามด้วยเพื่อสอดคล้องกับความกว้างลำคลื่นที่ส่งออกมาจากสายอากาศปากแตรให้มีประสิทธิภาพสูงที่สุด ทำให้สามารถลดขนาดของภาคตัดขวางเรดาร์ (radar cross section) และลดปัญหาเรื่องแรงลมลงได้ แต่สามารถคงสภาพอัตราขยายรวมของสายอากาศไม่ให้มีค่าต่ำกว่าเดิมได้เมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบตัวสะท้อนแบบดั้งเดิม

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาและค้นคว้าสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิมและประเภทของอภิวัดที่เหมาะสมสำหรับประยุกต์ใช้งานระบบเรดาร์

1.2.2 เพื่อศึกษาวิจัยพัฒนาออกแบบโครงสร้างอภิวัดประเภทที่เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นด้วยโปรแกรม CST

1.2.3 เพื่อให้ได้สายอากาศต้นแบบที่สามารถใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ (มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นทั้งสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นประมาณ 2 dB และสามารถรักษาคุณสมบัติเดิมในการควบคุมทิศทางของลำคลื่นทั้งสองไว้ได้)

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

1.3.1 เทคนิคคุณสมบัติของอภิวัดจะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นให้สูงขึ้น

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 งานวิจัยนี้ทำการพัฒนาสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นด้วยโครงสร้างอภิวัดที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศตัวป้อนให้กับสายอากาศแบบตัวสะท้อนสำหรับระบบเรดาร์

1.4.2 ศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบและจำลองผลสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio

1.5 ขอบเขตของงานวิจัย

1.5.1 ศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นและโครงสร้างอภิวัด

1.5.2 จำลองการวิเคราะห์ความเป็นไปได้ของสายอากาศปากแตรร่วมกับโครงสร้างอภิวัดต้นแบบที่ดำเนินการพัฒนาและออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST

1.5.3 สร้างสายอากาศปากแตรร่วมกับโครงสร้างอภิวัดต้นแบบ เพื่อวัดทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 ได้สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นโดยใช้เทคนิคโครงสร้างอภิวัดที่มีประสิทธิภาพเพิ่มสูงขึ้น

1.6.2 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการศึกษาและพัฒนาต่อไป

1.6.3 ได้สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคโครงสร้างอภิวัดต้นแบบที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง

บทที่ 2

ปรัทัศนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

สายอากาศแบบตัวสะท้อนเป็นหนึ่งในสายอากาศที่ได้รับความนิยมอย่างมากในการนำมาใช้งานสำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟภาคพื้นดิน การเชื่อมต่อสัญญาณผ่านดาวเทียม และระบบเรดาร์ เป็นต้น ในกรณีของระบบเรดาร์ สายอากาศตัวสะท้อนได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้อย่างมาก ซึ่งส่วนประกอบของสายอากาศประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ พื้นผิวสำหรับใช้ในการสะท้อน และสายอากาศส่วนป้อนที่ใช้สำหรับป้อนสัญญาณให้กับพื้นผิว ซึ่งเป็นที่ทราบดีว่าสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดเป็นสายอากาศที่มีอัตราขยายสูงและมีประสิทธิภาพในการแยกแยะขั้วคลื่นได้ดีกว่าสายอากาศปากแตรชนิดอื่นและทนกำลังที่ป้อนได้สูงจึงนิยมนำมาใช้งานเป็นสายอากาศส่วนป้อนให้กับสายอากาศแบบตัวสะท้อน วัตถุประสงค์หลักในงานวิจัยนี้คือ การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นซึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่วนป้อน โดยใช้เทคนิคเพิ่มโครงสร้างอภิวัดเข้าไปที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของปากแตร ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปรัทัศนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนา เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึง ปรัทัศนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศที่นิยมใช้กับระบบเรดาร์และอภิวัด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของสายอากาศให้ดียิ่งขึ้น เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยที่เกี่ยวข้อง ระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินการวิจัย ตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่ได้ตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้นงานวิจัยนั้นเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่น ฐานข้อมูล IEEE และฐานข้อมูล IEICE นอกจากนี้ยังได้ทำการสืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่น ๆ ทั้งในและต่างประเทศเพื่อนำผลการสืบค้นที่ได้มาใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

2.2 ปรัทัศนัวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.2.1 สายอากาศสำหรับระบบเรดาร์

สายอากาศในระบบเรดาร์มีหน้าที่ในการรวมและกำหนดทิศทางของคลื่นเรดาร์ที่ถูกส่งออกไป โดยให้การสะท้อนทางกายภาพจากเรดาร์ในแบบต่าง ๆ ซึ่งสามารถปรับปรุงร่างของ

แนวคลื่น (beam shape) ให้เป็นไปตามที่ต้องการทั้งภาครับและภาคส่งได้ปัจจุบันสายอากาศที่ใช้ในงานในระบบเรดาร์มีสามชนิดหลัก ๆ ได้แก่ (1) สายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟส (phased array antenna) (2) สายอากาศท่อนำคลื่นแบบร่อง (slotted waveguide antenna) และ (3) สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา (parabolic reflector antenna) (http://en.wikipedia.org/wiki/Radar#Antenna_design; <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/an02.en.html>)

สายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟส เป็นสายอากาศแถวลำดับที่สามารถกำหนดให้มีการแผ่พลังงานออกไปในทิศทางตามที่ต้องการได้ ประกอบด้วยอิลิเมนต์สำหรับการแผ่คลื่นจำนวนมาก ซึ่งแต่ละอิลิเมนต์หรือกลุ่มของอิลิเมนต์จะถูกแยกออกจากกันด้วยตัวเปลี่ยนเฟส (phase shifter) โดยอิลิเมนต์หรือกลุ่มของอิลิเมนต์จะให้ค่าคลื่นที่มีความต่างเฟสกัน สำหรับการสวิตซ์ค่าคลื่นได้รับการพัฒนาบนพื้นฐานของสายอากาศแถวลำดับแบบวงกลม (Krairiksh, Ngamjanyaporn, and Kessuwan, 2002) สายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟสถูกนำมาใช้งานในระบบเรดาร์ตั้งแต่สมัยสงครามโลกครั้งที่สอง สำหรับเป็นระบบนำร่องขีปนาวุธ จากรูปที่ 2.1 แสดงสายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟสในอะลาสก้า จะเห็นว่าสายอากาศมีขนาดใหญ่และมีจำนวนของอิลิเมนต์มาก ส่งผลให้มีค่าใช้จ่ายที่สูงในการก่อสร้างและประสิทธิภาพของอิลิเมนต์ในการเปลี่ยนเฟสลดลง ต่อมาสายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟสได้ถูกพัฒนาให้มีขนาดกะทัดรัดและโครงสร้างเหมาะสมสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานด้านอื่น ๆ อาทิเช่น การติดตั้งสายอากาศบนยานพาหนะ เรือ หรือเครื่องบิน สายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟสนอกจากจะใช้งานเป็นระบบนำร่องขีปนาวุธในระบบเรดาร์แล้ว ยังถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบการค้นหาและการชี้เอกลักษณ์ของวัตถุหรือเป้าหมาย ด้วยการสร้างภาพจำลอง (imaging) การติดตามเป้าหมายจากระบบจำลองผล (simultaneous target tracking) และระบบการนำทาง (navigation system) (Skolnik, 1990) ข้อดีของสายอากาศแถวลำดับแบบจัดเฟส คือ อัตราขยายที่สูง ในขณะที่เดียวกันก็มีข้อจำกัด คือ ค่าคลื่นสามารถสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้ไม่เกิน 120° และมีความซับซ้อนของโครงสร้างและระบบการเปลี่ยนเฟส



รูปที่ 2.1 สายอากาศแฉะลำดับแบบจัดเฟสในอะลาสกา

(https://en.wikipedia.org/wiki/PAVE_PAWS)

สายอากาศท่อนำคลื่นแบบร่อง เป็นการนำท่อนำคลื่นมาประยุกต์เป็นสายอากาศ ด้วยการเจาะร่องท่อนำคลื่น สายอากาศท่อนำคลื่นแบบร่องนี้สามารถรองรับการใช้งานย่านความถี่ ตั้งแต่ 300 MHz ถึง 25 GHz นิยมนำมาใช้งานในระบบนำทางเรดาร์เช่นเดียวกับสายอากาศแฉะ ลำดับแบบจัดเฟส เนื่องจากมีราคาต้นทุนที่ถูกกว่ามาก (<http://www.radartutorial.eu/06.antennas/an30.en.html>) นอกจากนี้สายอากาศท่อนำคลื่นแบบร่องยังสามารถพบเห็นได้อย่างแพร่หลายในสายอากาศเรดาร์แบบสามมิติ (3D radar antennas) เพราะมีข้อดีในเรื่องของการสูญเสียต่ำ ประสิทธิภาพสูง และการโพลาไรซ์เส้นตรง (linear polarization) ที่มีโพลาไรซ์ไขว้ต่ำ (low cross-polarization) (Skolnik, 2001; Liu, Jackson, and Long, 2012) รูปที่ 2.2 แสดงสายอากาศท่อนำคลื่นแบบร่องที่ใช้ในระบบเรดาร์ของเรือพาณิชย์



รูปที่ 2.2 สายอากาศท่อนำคลื่นแบบร่องสำหรับระบบเรดาร์เรือพาณิชย์

(<https://www.techwalla.com/articles/what-is-the-spinning-radar-on-a-boat>)

สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลา เป็นสายอากาศอีกชนิดหนึ่งที่มีความนิยมสำหรับใช้งานในระบบเรดาร์ เนื่องจากสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาสามารถออกแบบให้มีค่าอัตราขยายที่มากกว่า 30 dB ในย่านความถี่ไมโครเวฟหรือย่านความถี่ที่สูงกว่า ด้วยหลักการที่ใช้ตัวสะท้อนพาราโบลาทำหน้าที่ในการรับส่งคลื่น และมีสายอากาศส่วนป้อน (feed antenna) ขนาดเล็กที่ใช้สำหรับป้อนสัญญาณให้กับผิวสะท้อนพาราโบลา โดยสายอากาศส่วนป้อนจะถูกติดตั้งอยู่ที่ตำแหน่งของจุดโฟกัส ซึ่งอยู่ด้านหลังของผิวสะท้อนพาราโบลา (วงศ์ธรรม, 2555) รูปที่ 2.3 แสดงสายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาที่ใช้งานในระบบเรดาร์สำหรับควบคุมการจราจรทางอากาศ สำหรับสายอากาศส่วนป้อนที่นิยมใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับผิวสะท้อนพาราโบลา คือสายอากาศปากแตร (horn antenna) เนื่องจากอัตราขยายของสายอากาศปากแตรจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Balanis, 2005) ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของสายอากาศส่วนป้อน



รูปที่ 2.3 สายอากาศตัวสะท้อนพาราโบลาสำหรับระบบเรดาร์ควบคุมการจราจรทางอากาศ

(https://en.wikipedia.org/wiki/Secondary_surveillance_radar)

2.2.2 สายอากาศปากแตร

สายอากาศปากแตรถือได้ว่าเป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานในการรับส่งสัญญาณความถี่ย่านไมโครเวฟ เป็นสายอากาศแบบอะเพอร์เจอร์ ซึ่งสายอากาศปากแตรมีคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นคือ การให้อัตราขยายที่สูงให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำมากและทนกำลังที่ป้อนได้สูง นอกจากนี้ยังให้ความกว้างแถบค่อนข้างกว้างและที่สำคัญสามารถออกแบบสร้างได้โดยง่าย สำหรับงานวิจัยออกแบบพัฒนาสายอากาศปากแตรได้มีการคิดค้นขึ้นมาตั้งแต่ในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2

โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อใช้ในการรับ-ส่งคลื่นไมโครเวฟกำลังสูง นับตั้งแต่นั้นมาสายอากาศปากแตรก็ได้ถูกพัฒนาโครงสร้างและประสิทธิภาพมาจนถึงปัจจุบัน โดยมีการออกแบบพัฒนาวิจัยรูปแบบของสายอากาศปากแตรให้มีประสิทธิภาพตรงต่อระบบประยุกต์การใช้งาน สายอากาศปากแตรที่นิยมใช้งานในปัจจุบันมี 2 ชนิด คือสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (rectangular horn antenna) หรือ สายอากาศปากแตรรูปพีระมิด (pyramidal horn antenna) และสายอากาศปากแตรรูปกรวย (conical horn antenna) ซึ่งในงานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์หลักเพื่อการพัฒนาสายอากาศปากแตร รูปพีระมิด เพื่อใช้งานสำหรับเป็นตัวป้อนให้กับตัวสะท้อนของระบบเรดาร์ ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าอัตราขยายและสภาพเจาะงทศทางของสายอากาศปากแตรจะเปลี่ยนแปลงตามขนาดความยาวและมุมกางของอะเพอร์เจอร์ โดยถ้าความยาวและมุมกางของอะเพอร์เจอร์เพิ่มขึ้น อัตราขยายและสภาพเจาะงทศทางของสายอากาศปากแตรก็จะเพิ่มขึ้นตามด้วย แต่อย่างไรก็ตามการเพิ่มขนาดความยาวและมุมกางของอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรก็มีขีดจำกัดในการเพิ่มเพื่อให้ได้อัตราขยาย ซึ่งจากการวิเคราะห์พบว่าถ้าสายอากาศปากแตรมีความยาวเพิ่มสูงขึ้นมุมกางอะเพอร์เจอร์ที่ทำให้ได้ประสิทธิภาพสายอากาศที่ดีก็จะมีขนาดของมุมกางที่ลดต่ำลง (D.R. Rhodes, 1948)

2.2.3 อภิวัดดู (Metamaterials)

ในปัจจุบันการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้มีการนำเทคโนโลยีใหม่ๆ เข้ามาใช้ในการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งอภิวัดดูถือได้ว่าเป็นอีกเทคโนโลยีที่เริ่มได้รับความนิยมในช่วงระยะเวลาที่ผ่านมาไม่นานนี้ อภิวัดดูถูกนิยามไว้ว่าเป็นวัสดุที่ถูกประดิษฐ์ขึ้นเชิงวิศวกรรมที่มีคุณสมบัติไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยคุณสมบัติของอภิวัดดูเหล่านี้จะเกิดจากการจัดเรียง (composition) และการผนวกกันของวัสดุที่มีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมากๆ (D. R. Smith, et al, 2000) การประยุกต์ใช้อภิวัดดูร่วมกับสายอากาศเริ่มมีจำนวนมากขึ้น เนื่องจากอภิวัดดูมีคุณสมบัติพิเศษคือ มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบทางแม่เหล็กเป็นลบหรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ และมีดัชนีหักเหเป็นลบในการออกแบบโครงสร้างอภิวัดดูในรูปแบบต่างๆ ที่ผ่านมามีได้ออกแบบอภิวัดดูเพื่อนำมาใช้ในการพัฒนาและเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศประเภทต่างๆ อภิวัดดูยังเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างมากทางงานวิจัยด้านความถี่ไมโครเวฟเนื่องจากมีคุณสมบัติพิเศษที่สามารถทำงานทางด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคือสามารถลดความเร็วคลื่นที่ผ่านโครงสร้างอภิวัดดูซึ่งเป็นคุณสมบัติพิเศษที่สำคัญของอภิวัดดูที่มีผลต่อคลื่นความถี่ไมโครเวฟ (Zhou et al., 2010) ต่อมาได้มีการนำคุณสมบัติของอภิวัดดูมาใช้ในการเพิ่มและปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศเช่นกัน โดย (Davide R. et al., 2013) ได้นำเสนอการใช้อภิวัดดูที่มี

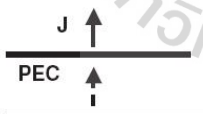
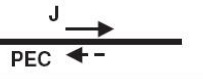
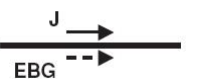
คุณสมบัติค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่มีค่าใกล้เคียงศูนย์หรือมีค่าติดลบมาวางข้างหน้าของสายอากาศปากแตรขนาดกะทัดรัดในลักษณะเลนส์ ซึ่งทำให้การออกแบบโดยการลดขนาดความยาวของสายอากาศปากแตรลงมาครึ่งหนึ่งจากความยาวของสายอากาศปากแตรมาตรฐานแล้วทำการออกแบบโครงสร้างวัสดุเพื่อให้มีคุณสมบัติเป็นอภิวัด โดยมีโครงสร้างเป็นลวดวางเรียงกันในรูปแบบโครงข่ายสี่เหลี่ยมจากการทดสอบพบว่าสายอากาศที่นำเสนอขึ้นมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับสายอากาศปากแตรมาตรฐานและจุดเด่นของเทคนิคนี้คือสามารถลดขนาดของสายอากาศปากแตรให้มีขนาดลดลงได้แต่ยังคงประสิทธิภาพของสายอากาศให้ใกล้เคียงกับสายอากาศมาตรฐานได้ หลังจากนั้น (Di Wu, et al., 2015) ได้ใช้เทคนิคการนำไดอิเล็กตริกแบบไฮเปอร์โบลิกวางที่ด้านหน้าของสายอากาศปากแตรในลักษณะแบบเลนส์ร่วมกับไดอิเล็กตริกที่ใส่ข้างในสายอากาศ ทำให้สามารถปรับความสมมาตรของโหนดหลักของสายอากาศปากแตรได้และยังให้ค่าการโพลาไรซ์ไขว้มีค่าน้อยลงอีกด้วย หลังจากนั้นได้มีการออกแบบไดอิเล็กตริกในรูปแบบต่างๆไปวางไว้ข้างหน้าของสายอากาศในลักษณะเลนส์ ซึ่งต่อมา (S. Demirel, et al., 2016) ได้ออกแบบไดอิเล็กตริกทรงกลมที่มีการตัดหัวตัดท้ายและไดอิเล็กตริกแบบทรงลูกบาศก์ไปวางไว้ที่หน้าสายอากาศปากแตรเพื่อเปรียบเทียบกันพบว่าไดอิเล็กตริกทรงกลมจะได้อัตราขยายมากกว่าไดอิเล็กตริกทรงลูกบาศก์

2.2.4 โพร่งช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap หรือ EBG)

การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นไปตามทิศทางของระนาบกราวด์ โดยจะมีการแผ่พลังงานไปยังอากาศว่าง ซึ่งคลื่นผิวนี้อาจจะลดประสิทธิภาพและอัตราขยายของสายอากาศ การเลี้ยวเบนของคลื่นผิวนี้อาจจะเพิ่มการแผ่พลังงานของพู่คลื่นด้านหลัง (back lobe) ให้มากขึ้น ซึ่งอาจจะส่งผลให้มีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) ที่ไม่ดี ปัจจุบันได้มีการประยุกต์ใช้ EBG ร่วมกับโครงสร้างของสายอากาศ เพื่อลดหรือขจัดคลื่นผิวนอกจากนี้ EBG ยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ในส่วนของอัตราขยาย และลดระดับการแผ่พลังงานของพู่คลื่นด้านข้างและด้านหลัง และการเชื่อมต่อร่วม (mutual coupling) สำหรับสายอากาศแถวลำดับ (Yang and Rahmat-Samii, 2009) ในการประยุกต์ใช้ EBG เพื่อลดหรือขจัดคลื่นผิวนของสายอากาศนั้น อาจทำได้โดยการออกแบบให้ EBG ล้อมรอบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศและลดระดับของพู่คลื่นด้านหลัง (Coccioli et al., 1999; Gonzalo, Maagt, and Sorolla, 1999; Colburn and Rahmat-Samii, 1999) หรือในการออกแบบสายอากาศสำหรับระบบระบุตำแหน่งบนพื้นโลก GPS โดยใช้โพร่ง EBG แทนที่ใช้ควงกลมหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (quarter-wavelength choke rings) (McKinzie III et al., 2002)

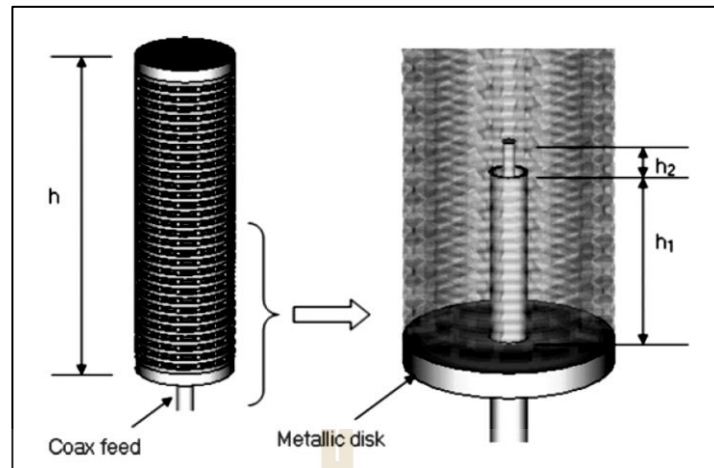
ในการประยุกต์ใช้ EBG เพื่อออกแบบให้สายอากาศมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน และมีประสิทธิภาพ เป็นอีกหัวข้อหนึ่งที่เป็นความต้องการสำหรับระบบการสื่อสารไร้สายที่ทันสมัย ตารางที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลบนโครงสร้างของระนาบกราวด์ที่เป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (perfect electric conductor หรือ PEC) และ EBG พบว่าในกรณีที่ 1 เมื่อกระแสไฟฟ้ามีทิศพุ่งขึ้นในแนวตั้งของระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์กระแสจินตภาพ ($\bar{J}$) ก็จะมีทิศพุ่งขึ้นในแนวตั้งเช่นเดียวกัน ส่งผลให้สายอากาศมีการแผ่พลังงานที่มีประสิทธิภาพดี แต่สายอากาศจะมีขนาดใหญ่ เพื่อให้สายอากาศมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน จึงได้กำหนดตำแหน่งของสายอากาศให้อยู่ในแนวอนเหมือนกับระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ พบว่าสายอากาศมีการแผ่พลังงานที่ไม่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากกระแสไฟฟ้าและกระแสจินตภาพมีทิศทางตรงข้ามกัน ดังเช่นกรณีที่ 2 ที่เป็นเช่นนี้ก็เพราะกระแสที่ไหลผ่านระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์จะมีการกลับเฟส ดังนั้นจึงแก้ปัญหาด้วยการนำ EBG มาใช้ทดแทนระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่าน EBG จะไม่มีการกลับเฟส ทำให้กระแสไฟฟ้าและกระแสจินตภาพมีทิศทางเดียวกัน ส่งผลให้สายอากาศมีการแผ่พลังงานที่มีประสิทธิภาพดี และนอกจากนี้ยังมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อนดังกรณีที่ 3

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลบนโครงสร้างของระนาบกราวด์ที่เป็นตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์และ โพรงของ EBG

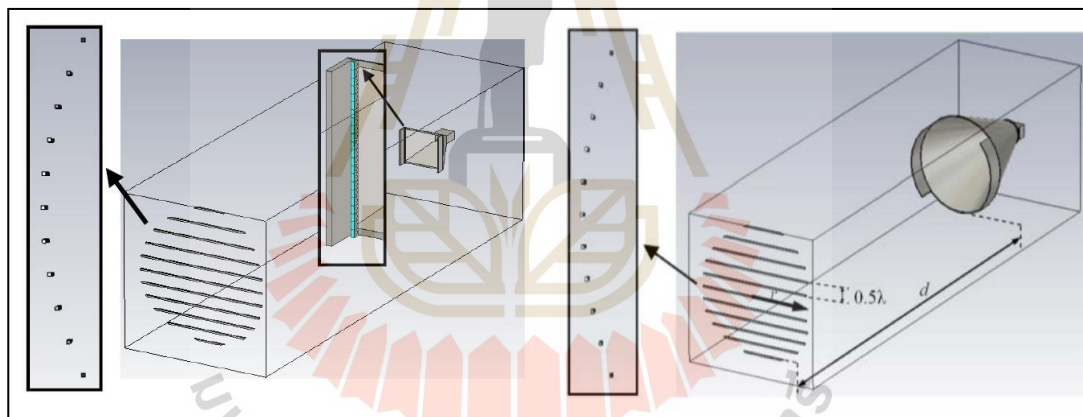
ทิศทางการไหลของกระแส	ประสิทธิภาพ	โครงสร้างง่าย ไม่ซับซ้อน
	✓	✗
	✗	✓
	✓	✓

จากแนวคิดดังกล่าวจึงได้มีงานวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศเส้น (wire antenna) ออกตีพิมพ์เผยแพร่มากมาย โดยออกแบบประยุกต์ให้สายอากาศเส้นมีโครงสร้างบนระนาบกราวด์ที่เป็น EBG (Li and Rahmat-Samii, 2000; Yang and Rahmat-Samii, 2001; Yang and Rahmat-Samii, 2003; Clavijo, Diaz, and E. McKinzie, 2003; Nakano et al., 2005) ตัวอย่างของสายอากาศเส้นได้แก่ สายอากาศไดโพล (dipole antenna) สายอากาศโมโนโพล (monopole antenna) และสายอากาศรูปก้นหอย (spiral antenna) นอกจากนี้ EBG ยังสามารถปรับให้สมรรถนะของสายอากาศมีความเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้มากขึ้นอีกด้วย ได้แก่ การออกแบบให้เป็นสายอากาศหลายแถบความถี่ และสายอากาศแถบความถี่กว้าง อาทิเช่น สายอากาศเคิร์ล (curl antenna) เป็นสายอากาศอย่างง่ายที่มีแบบรูปโพลาริซแบบวงกลม (Nakano et al., 1993) แต่อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของสายอากาศเคิร์ลไม่ดีนัก ถ้าวางอยู่บนระนาบกราวด์ PEC เนื่องจากกระแสไฟฟ้าและ กระแสจินตภาพมีทิศตรงข้ามกัน เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการใช้ระนาบกราวด์ EBG แทนระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Yang and Rahmat-Samii, 2001) กระแสที่ไหลผ่าน EBG จะไม่มีการกลับเฟส ทำให้กระแสไฟฟ้าและ กระแสจินตภาพมีทิศตรงกัน ส่งผลให้สายอากาศมีการแผ่พลังงานที่มีประสิทธิภาพดี

EBG สามารถประยุกต์ใช้ในการออกแบบสายอากาศเพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศได้มากถึง 20 dBi อาทิเช่น การใช้โพรง EBG แบบ 3 มิติในการออกแบบสายอากาศโมโนโพล (monopole antenna) ให้มีลำคลื่นที่แคบ (narrow-beam) เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศให้สูงขึ้น สำหรับการประยุกต์ใช้งานในแถบความยาวคลื่นมิลลิเมตร (millimeter wave) ที่ความถี่ 95 GHz (Lee et al., 2009) โดยนำโพรง EBG ที่มีลักษณะเป็นแบบกึ่งวงรีทรงกระบอกมาล้อมรอบสายอากาศแสดงดังรูปที่ 2.4 จากการวัดทดสอบพบว่าระบบสายอากาศมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (half power beam Width หรือ HPBW) 6.5° และมีอัตราขยาย 5 dBi (S. Kampeephath, et al., 2014) นำ quadratic-shaped woodpile วางด้านหน้าสายอากาศที่ระยะ 31λ ทำให้ได้อัตราขยายเพิ่มขึ้นประมาณ 9 dB (R. Wongsan, et al., 2015) นำ EBG วางข้างหน้าสายอากาศปากแตรรูปกรวย พบว่ามีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง 7° และมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นประมาณ 6 dB เมื่อเทียบกับสายอากาศปากแตรตัวเดิม หลังจากนั้น (P. Kamphikul and R. Wongsan, 2016) นำ EBG แบบโค้งวางข้างหน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดที่ระยะ 16λ พบว่ามีอัตราขยายเพิ่มขึ้นถึง 7 dB ซึ่งเทคนิคการนำ EBG มาเพิ่มอัตราขยายโดยนำมาวางไว้ที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรที่กล่าวมาจะถูกแสดงดังรูปที่ 2.5

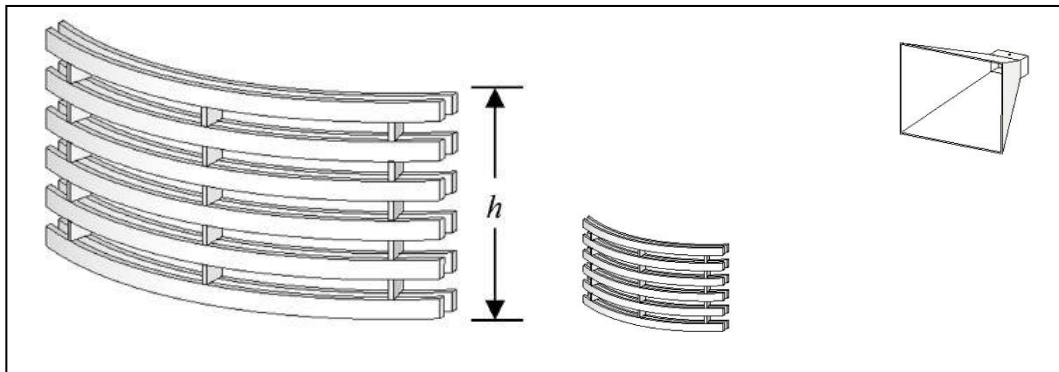


รูปที่ 2.4 โพรง EBG ที่มีลักษณะเป็นแบบกองฟืนทรงกระบอกมาล้อมรอบสายอากาศโมโนโพล
(Lee et al., 2009)



ก. โครงสร้าง EBG แบบ quadratic-shaped woodpile

(S. Kampeephath, et al., 2014)



ข. โครงสร้าง EBG แบบโค้ง

(P. Kamphikul and R. Wongsan, 2016)

รูปที่ 2.5 โครงสร้าง EBG แบบต่างๆ ที่นำมาวางข้างหน้าสายอากาศปากแตร

2.2.5 ตัวกลางแบบเส้น (wire medium)

ตัวกลางแบบเส้น (wire medium structure) เป็นชนิดของวัสดุโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Burghignoli *et al.*, 2008) ครอบคลุมเดียวกับ EBG แบบสามมิติแบบกึ่งพื้น (Antonio *et al.*, 2013) ซึ่งเป็นโครงสร้างหนึ่งที่ทำให้คุณสมบัติเป็นอภิวัดเช่นกันและได้มีการศึกษาตั้งแต่ปี 1950 โดยโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นเกิดจากการจัดเรียงเส้นขนาดเล็กขนานกันเป็นชั้น ๆ ผังตัวลงในตัวกลางไดอิเล็กตริก โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นมีคุณสมบัติที่ทำให้เกิดค่ามีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์และถูกออกแบบมาใช้ในย่านความถี่พลาสมา (plasma frequency) (Forati *et al.*, 2008) หลังจากนั้น (Tomaz *et al.*, 2013) ได้นำตัวกลางแบบเส้นมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศด้วยการนำตัวกลางแบบเส้นที่ประกอบด้วยจำนวนชั้นของเส้นที่วางเรียงกันจำนวนห้าชั้นโดยเส้นถูกวางฝังอยู่ในโอดิเล็กตริกสไตโรโฟม (styrofoam) เพื่อปรับปรุงแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรให้ดีขึ้น จากผลการทดลองพบว่าสามารถลดระดับพูข้างของสายอากาศลงได้และสามารถทำให้สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเพิ่มสูงขึ้น แต่อัตราขยายของสายอากาศเมื่อเพิ่มโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นมีค่าน้อยกว่าสายอากาศปากแตรแบบเดิม นอกจากนี้ตัวกลางแบบเส้นยังถูกนำมาใช้เพื่อพัฒนาสายอากาศปากแตรโดยการลดขนาดความยาวของสายอากาศลงแต่ยังคงขนาดของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศไว้ให้มีขนาดเท่าเดิมและเพิ่มเทคนิคตัวกลางแบบเส้นมาวางปิดที่ปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรเพื่อปรับปรุงสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ จากการทดลองพบว่าสามารถ

ลดขนาดของสายอากาศปากแตรลงได้ครึ่งหนึ่งแต่ให้อัตราขยายของสายอากาศปากแตรมีค่าใกล้เคียงกับสายอากาศปากแตรแบบเดิม (Al-Nuaimi *et al.* 2014) ต่อมา Pumipong และ คณะฯ (2016) ได้นำโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นจำนวนสองชั้นที่ขึ้นกลางด้วยไดอิเล็กทริกพอลิเอไมด์มาวางไว้ที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้สูงขึ้น จากการทดลองพบว่าตัวกลางแบบเส้นสามารถให้อัตราขยายของสายอากาศปากแตรเพิ่มขึ้นประมาณ 3 dB เมื่อเทียบกับสายอากาศปากแตรแบบเดิม หลังจากนั้น S. Kampeephath และ คณะฯ (2017) ได้นำตัวกลางแบบเส้นจำนวนสองชั้นมาวางที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร โดยที่ชั้นแรกจะวางอยู่ที่ข้างหน้าอะเพอร์เจอร์และชั้นที่สองจะวางห่างออกไปในระยะที่เหมาะสมเพื่อเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศและปรับปรุงแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศ พบว่าตัวกลางแบบเส้นสามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศปากแตรและสามารถลดระดับพูข้างของสายอากาศทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กได้

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่ผ่านมาทั้งหมด ในงานวิจัยนี้จึงมีความสนใจในการนำคุณสมบัติของวัสดุชนิดโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและตัวกลางแบบเส้นมาทำการออกแบบร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นด้วยคุณสมบัติพิเศษของวัสดุทั้งสองโครงสร้างนั้นเมื่อทำการออกแบบโครงสร้างและตำแหน่งการวางที่เหมาะสมแล้วจะสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด

2.3 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวในบทนี้ได้อธิบายถึงสายอากาศที่ใช้ในระบบเรดาร์ การพัฒนาสายอากาศปากแตรและเทคนิคในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ เพื่อให้เหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ จากการศึกษปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นพบว่าเทคนิคในการพัฒนาสายอากาศปากแตรที่เริ่มนิยมนำมาใช้คือเทคนิคของการนำคุณสมบัติของโครงสร้างอภิวัดออกมาออกแบบร่วมกับสายอากาศ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงนำเสนอการเพิ่มอัตราขยายสำหรับสายอากาศปากแตรที่ถูกปรับปรุงด้วยวิธีอภิวัดบนโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและตัวกลางแบบเส้น

บทที่ 3

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

3.1 บทนำ

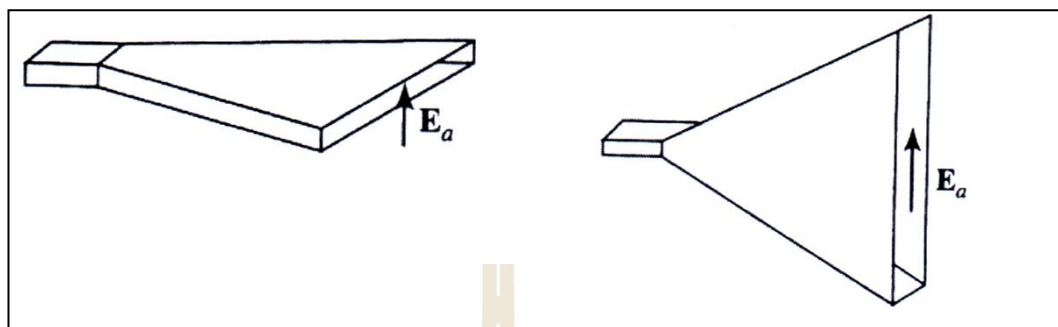
เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องในการวิเคราะห์และออกแบบระบบสายอากาศสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบเรดาร์ โดยจะแบ่งออกเป็นหัวข้อต่างๆ ได้แก่ (1) ลักษณะโครงสร้าง การทำงานของสายอากาศปากแตร (2) คุณสมบัติของอภิวัดชุดทฤษฎี (3) ทฤษฎีและหลักการของอภิวัดชุดชนิดโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (4) ทฤษฎีและหลักการของอภิวัดชุดตัวกลางแบบเส้น ในส่วนสุดท้ายของบทนี้จะกล่าวถึงบทสรุป

3.2 สายอากาศปากแตร

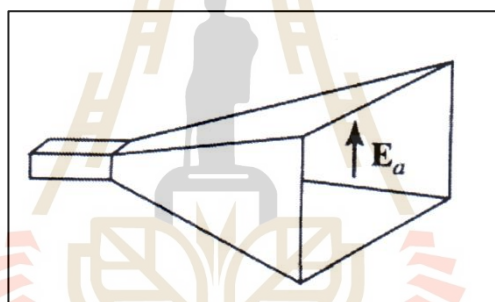
สายอากาศปากแตร (รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 2552) เป็นสายอากาศแบบอะเพอร์เจอร์ที่มีการปล่อยพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านออกมาจากอะเพอร์เจอร์หรือช่องเปิดของตัวสายอากาศ ซึ่งจะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกับการทำงานของเครื่องขยายเสียงที่เรียกว่าเมกะโฟน (megaphone) หรือไมโครโฟน (microphone) แบบที่มีตัวสะท้อนพาราโบลา ในกรณีที่ใช้สายอากาศปากแตรทำหน้าที่ในการรับสัญญาณก็จะใช้อะเพอร์เจอร์สำหรับรับสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศอะเพอร์เจอร์นิยมใช้กันในช่วงความถี่ตั้งแต่ UHF (ultra-high frequency) ขึ้นไป เนื่องจากสายอากาศแบบนี้จะให้อัตราขยายสูงและมีค่าเป็นสัดส่วนโดยประมาณกับความถี่ยกกำลังสอง (f^2) และหากต้องการให้สายอากาศมีประสิทธิภาพและสภาพเจาะจงทิศทางของกำลังที่สูงขึ้น จะต้องออกแบบให้พื้นที่ของอะเพอร์เจอร์มีขนาดกว้างกว่าความยาวคลื่นใช้งานยกกำลังสอง (λ^2) ดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งานกับย่านความถี่ต่ำเพราะจะทำให้สายอากาศมีขนาดใหญ่เกินไป ข้อดีของสายอากาศอะเพอร์เจอร์นอกจากให้อัตราขยายที่สูงแล้วค่าของอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedance) ของสายอากาศจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของตัวป้อน (feeder) ซึ่งทำให้ง่ายในการแมตช์สายอากาศ

สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (rectangular horn antenna) นิยมใช้งานกับความถี่ย่านไมโครเวฟ เพราะมีคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่น คือ มีอัตราขยายที่สูงและมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งต่ำ นอกจากนี้ยังให้ความกว้างแถบคั่นข้างกว้างและที่สำคัญ คือ สามารถออกแบบและสร้างได้โดยง่าย สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากถูกแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบหลัก ได้แก่ (1) ปากแตรแบบเชกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็ก (h-plane sectoral horn) (2) ปากแตรแบบเชกเตอร์ระนาบ

สนามไฟฟ้า (e-plane sectoral horn) และ (3) ปากแตรทรงพีระมิด แสดงดังรูปที่ 3.1(ก), (ข) และ (ค) ตามลำดับ



ก. ปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็ก ข. ปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามไฟฟ้า



ค. ปากแตรทรงพีระมิด

รูปที่ 3.1 ลักษณะของสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากทั้ง 3 แบบหลัก

สายอากาศปากแตรทรงพีระมิดเป็นสายอากาศย่านความถี่ไมโครเวฟที่นิยมใช้งานมากที่สุด โดยมีลักษณะเด่นที่แตกต่างจากสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็กและสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามไฟฟ้า นั่นคือ มีการออกแบบปลายของท่อนำคลื่นให้ทางออกทั้งสองทิศทาง หรือให้ทางออกทั้งในระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้า ดังนั้นวิธีในการวิเคราะห์จึงได้นำวิธีที่ใช้กับสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็กและระนาบสนามไฟฟ้ามารวมกัน โดยมีการแจกแจงรูปสนามไฟฟ้าซึ่งเกิดขึ้นที่อะพอร์เจอร์ของปากแตรทรงพีระมิด (E_a) แสดงได้ด้วยสมการ

$$E_{a_y} = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{A}\chi\right) e^{-j\frac{\beta}{2}\left(\frac{x^2}{R_0^{E^2}} + \frac{y^2}{R_0^{H^2}}\right)} \quad (3.1)$$

โดยที่ A คือ ความกว้างของปากแตร R_0 คือ ระยะจากจุดกึ่งกลางของท่อนำคลื่นไปยังจุดกึ่งกลางของอะเพอร์เจอร์ของปากแตร ขณะที่แบบรูปการแผ่กำลังของสนามในระนาบสนามไฟฟ้าจะเหมือนกับแบบรูปของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามไฟฟ้า และแบบรูปการแผ่กำลังของสนามในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรทรงพีระมิดก็จะเหมือนกับแบบรูปของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็กด้วยเช่นกัน

สำหรับสภาพเจาะงทิสทาง (D_p) ของสายอากาศปากแตรทรงพีระมิดนี้ สามารถหาค่าได้โดยง่ายโดยใช้ตัวประกอบประสิทธิภาพเชิงเฟส (phase efficiency factor: ε_{ph}) ของทั้งสองระนาบ รวมทั้งตัวประกอบประสิทธิภาพของการเรียว (taper efficiency factor: ε_t) ของระนาบสนามแม่เหล็กมาใช้ในการคำนวณซึ่งทั้งหมดสามารถแสดงได้ด้วยสมการ

$$D_p = \frac{4\pi}{\lambda^2} \varepsilon_t \varepsilon_{ph}^E \varepsilon_{ph}^H \quad (3.2)$$

โดยที่ $\varepsilon_t = \frac{8}{\pi^2}$, $\varepsilon_{ph}^E = \frac{c^2(q) + s^2(q)}{q}$

$$\varepsilon_{ph}^H = \frac{\pi^2}{64t} \left\{ [C(p_1) - C(p_2)]^2 + [S(p_1) - S(p_2)]^2 \right\}$$

$$p_1 = 2\sqrt{t} \left[1 + \frac{1}{8t} \right] \quad \text{และ} \quad p_2 = 2\sqrt{t} \left[-1 + \frac{1}{8t} \right]$$

$$t = \frac{1}{8} \left(\frac{A}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{R_0^H / \lambda} \quad \text{และ} \quad q = \frac{B}{\sqrt{2\lambda R_0^E}}$$

อย่างไรก็ตามอัตราขยายของสายอากาศปากแตรมักจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าสภาพเจาะงทิสทางที่เกิดขึ้น เพราะว่าสายอากาศแบบนี้จะให้ค่าประสิทธิภาพการแผ่พลังงานที่สูงมาก เนื่องจาก

การสูญเสียมีค่าต่ำ โดยสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยายดังกล่าวนี้สามารถหาค่าได้โดยใช้สมการ (3.2) ซึ่งจะให้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการวัดเป็นอย่างมาก สมการนี้เป็นการประมาณค่าโดยใช้วิธีทศนาศตร์เชิงฟิสิกส์ ซึ่งไม่ได้นำค่าการเลี้ยวเบนที่เกิดขึ้นภายในและที่ขอบของปากแตรที่เกิดจากการสะท้อนกลับไปภายในโครงสร้างของปากแตรเองมาคิดด้วย ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นและไม่ได้ถูกนำมาคิดด้วยนี้ จึงทำให้ผลที่ได้จากการวัดมีค่าคลาดเคลื่อนจากการคำนวณโดยใช้สมการ (3.2) เพียงเล็กน้อย นี่คือเหตุผลที่มีการนำค่าของอัตราขยายของสายอากาศปากแตรไปใช้เป็นมาตรฐาน ในการวัดอัตราขยายของสายอากาศอื่นๆ

สภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศปากแตรในระนาบสนามไฟฟ้านี้ จะมีการกำหนดให้ค่า $q = 1$ โดยค่า $\varepsilon_{ph}^E = 0.8$ ส่วนค่าของสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดในระนาบสนามแม่เหล็กได้กำหนดให้ $t = 3/8$ โดยค่า $\varepsilon_{ph}^H = 0.79$ ซึ่งจะทำให้ได้สายอากาศปากแตรที่ดีที่สุดโดยมีค่าประสิทธิภาพเชิงเฟสของอะเพอร์เจอร์เท่ากับ

$$\varepsilon_{ph}^P = \varepsilon_{ph}^E \varepsilon_{ph}^H = 0.632 \quad (3.3)$$

เมื่อนำประสิทธิภาพทั้งหมดของอะเพอร์เจอร์มารวมเข้ากับตัวประกอบประสิทธิภาพที่เกิดจากการรื้อยจะทำให้ได้

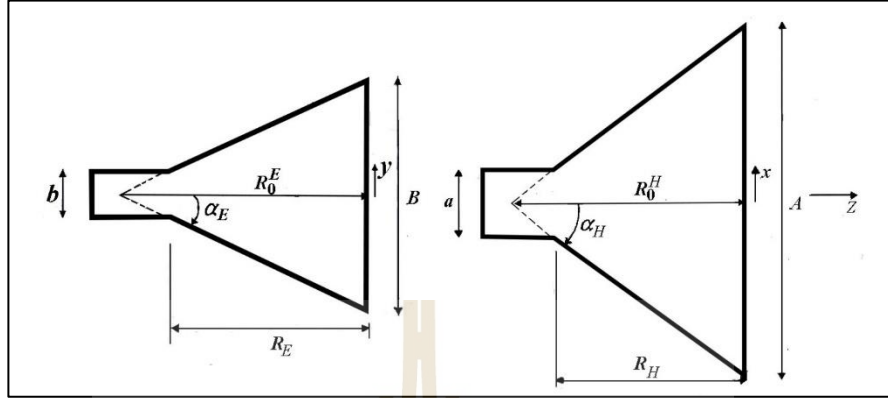
$$\varepsilon_{ph}^P = \varepsilon_t \varepsilon_{ph}^E \varepsilon_{ph}^H = 0.81 \times 0.632 \quad (3.4)$$

ดังนั้น สภาพเจาะจงทิศทางที่ดีที่สุดสำหรับสายอากาศปากแตรแบบมุมฉากที่สามารถกระทำได้นี้จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของอะเพอร์เจอร์รูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก ที่มีการแจกแจงของแหล่งกำเนิดสม่ำเสมอและที่ต้องสังเกตด้วยก็คือ การได้มาของผลเฉลยที่มีความแม่นยำสูงที่สุดสามารถกระทำได้โดยการคำนวณหาค่า ε_{ph}^E และ ε_{ph}^H ด้วยวิธีเชิงเลขแทนการใช้การประมาณค่าเฟสแบบอันดับสอง

3.2.1 การออกแบบสายอากาศปากแตร

การออกแบบสายอากาศปากแตรให้ได้ประสิทธิภาพดีที่สุดนั้น มักจะพิจารณาในเรื่องของการทำให้ได้อัตราขยายมีค่าสูงที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ และควรออกแบบให้ความยาวของปากแตรมีขนาดสั้นที่สุด ในการออกแบบนั้นที่จะต้องกระทำกับสมการทุกส่วน ถัดลงให้เหลือเพียงผลเฉลยของสมการอันดับสี่ (fourth-order equation) เพียงสมการเดียว ซึ่งสายอากาศปากแตรที่ออกแบบจำเป็นต้องมีขนาดดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยกำหนดให้

$$R_E = R_H = R_P \quad (3.5)$$



รูปที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบสายอากาศปากแตรทรงพีระมิด

จากรูปที่ 3.2 จะแสดงความสัมพันธ์ของขนาดปากแตรโดยใช้หลักการทางเรขาคณิต ซึ่งแสดงในรูปของสมการได้ นั่นคือ

$$\frac{R_0^H}{R_H} = \frac{A/2}{A/2 - a/2} = \frac{A}{A - a} \quad (3.6)$$

และ

$$\frac{R_0^E}{R_E} = \frac{B/2}{B/2 - b/2} = \frac{B}{B - b} \quad (3.7)$$

โดยที่เงื่อนไขที่ให้อัตราขยายสูงที่สุดในระนาบสนามไฟฟ้าของสมการ $B = \sqrt{2\lambda R_0}$ จะถูกแทนลงในสมการ (3.7) ก็จะได้

$$B^2 - bB - 2\lambda R_E = 0 \quad (3.8)$$

ซึ่งผลเฉลยของสมการ (3.8) จะมีเพียงผลเฉลยเดียวที่มีความหมายทางกายภาพ นั่นคือ

$$B = \frac{1}{2} \left(b + \sqrt{b^2 + 8\lambda R_E} \right) \quad (3.9)$$

ในทำนองเดียวกัน เงื่อนไขที่ให้อัตราขยายสูงสุดในระนาบสนามแม่เหล็กของสมการ $B = \sqrt{2\lambda R_0}$ จะถูกแทนลงในสมการ (3.6) ก็จะได้

$$R_H = \frac{A-a}{A} \left(\frac{A^2}{3\lambda} \right) = A \frac{(A-a)}{3\lambda} \quad (3.10)$$

และเนื่องจากต้องทำให้เป็นไปตามที่กำหนดให้ $R_E = R_H$ สมการ (3.10) จึงถูกนำไปแทนลงในสมการ (3.9) จะได้

$$B = \frac{1}{2} \left(b + \sqrt{b^2 + \frac{8A(A-a)}{3}} \right) \quad (3.11)$$

จากนั้นนำขนาดของ B ไปแทนในสมการที่ใช้สำหรับการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศปากแตร นั่นคือ

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \varepsilon_{ap} AB \quad (3.12)$$

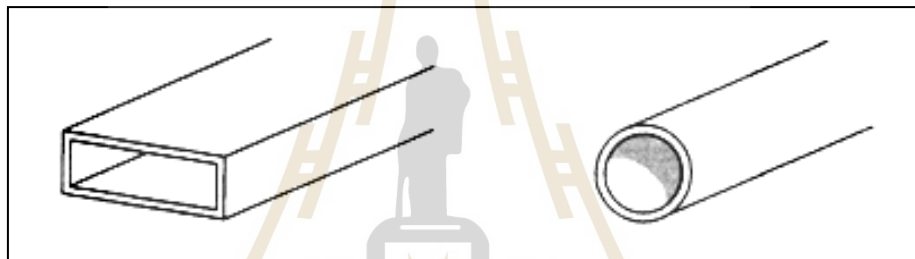
โดยที่สมการนี้จะเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง A และอัตราขยาย G รวมทั้งค่าประสิทธิภาพของอะเพอร์เจอร์ ซึ่งจะเท่ากับ

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \varepsilon_{ap} A \frac{1}{2} \left(b + \sqrt{b^2 + \frac{8A(A-a)}{3}} \right) \quad (3.13)$$

และเมื่อนำสมการ (3.13) มาจัดให้อยู่ในรูปของสมการพหุนามอันดับสี่ (fourth-order polynomial equation) ตามที่กล่าวไว้ข้างต้นจะได้

$$A^4 - aA^3 + \frac{3bG\lambda^2}{8\pi\varepsilon_{ap}} A - \frac{3G^2\lambda^2}{32\pi^2\varepsilon_{ap}^2} = 0 \quad (3.14)$$

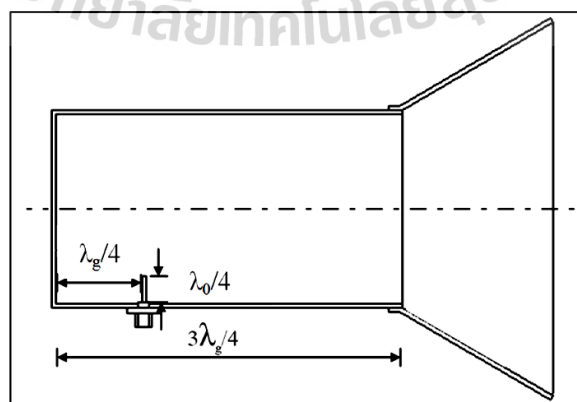
สำหรับการป้อนกำลังงานให้กับสายอากาศปากแตรนั้น จะใช้ท่อนำคลื่น (waveguide) เป็นตัวป้อน ซึ่งท่อนำคลื่นเป็นสายส่งสัญญาณชนิดหนึ่งคือสายโคแอกเชียลที่ไม่มีตัวนำตรงกลาง ท่อนำคลื่นโดยทั่วไปจะมีลักษณะเป็นท่อกลมหรือท่อเหลี่ยมจะขึ้นอยู่กับลักษณะการนำไปใช้งานแสดงดังรูปที่ 3.3 ท่อนำคลื่นนิยมทำมาจากทองแดงหรืออะลูมิเนียม และผิวด้านในจะฉาบด้วยเงินเพื่อให้มีคุณสมบัติเป็นตัวนำที่ดี (<http://th.wikipedia.org/wiki/ไมโครเวฟ>) ท่อนำคลื่นจะใช้สายอากาศไดโพลขนาดเล็กเป็นจุดป้อนสำหรับส่งผ่านกำลังไปยังสายอากาศปากแตร รูปที่ 3.4 แสดงสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ต่อกับท่อนำคลื่นแบบท่อเหลี่ยมซึ่งภายในมีสายอากาศไดโพลขนาดเล็กเป็นจุดป้อน และระยะห่างในการออกแบบจุดป้อน โดยที่ λ_g คือ ความยาวคลื่นของสัญญาณในท่อ (wavelength of the signal in the guide) และ λ_0 คือ ความยาวคลื่นในอากาศว่าง (wavelength in free space)



(ก) ท่อนำคลื่นแบบท่อเหลี่ยม

(ข) ท่อนำคลื่นแบบท่อกลม

รูปที่ 3.3 ลักษณะของท่อนำคลื่นแบบท่อเหลี่ยมและท่อกลม



รูปที่ 3.4 สายอากาศปากแตรต่อกับท่อนำคลื่นที่มีสายอากาศไดโพลขนาดเล็กเป็นจุดป้อน

3.3 อภิวัด

ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาอภิวัดหรือวัสดุเมทาเริ่มได้รับความสนใจจากนักวิทยาศาสตร์และนักวิทยาศาสตร์เป็นอย่างมากเนื่องจากอภิวัดมีคุณสมบัติพิเศษคือเป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติไม่ปรากฏตามธรรมชาติ ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวนี้เกิดจากการจัดเรียงและผนวกรวมกันของวัสดุขนาดเล็กโดยวัสดุที่นำมาผนวกรวมกันจะมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมากๆ จึงได้ถูกนิยามไว้ว่า อภิวัดเป็นวัสดุเชิงวิศวกรรมที่มีคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติและคุณสมบัติของอภิวัดยังถูกนำมาใช้ในการชดเชยข้อจำกัดของวัสดุตามธรรมชาติจึงทำให้นักวิทยาศาสตร์และนักวิจัยให้ความสนใจนำคุณสมบัติดังกล่าวมาทำการออกแบบและวิจัยพัฒนานวัตกรรมและสิ่งประดิษฐ์ใหม่ๆ ขึ้นตามมา (ศราวุธและประยูทธ, 2011) เพื่อให้เกิดคุณสมบัติตามต้องการอภิวัดจะถูกกำหนดคุณสมบัติจากโครงสร้างที่ได้จากการออกแบบและสร้างขึ้น

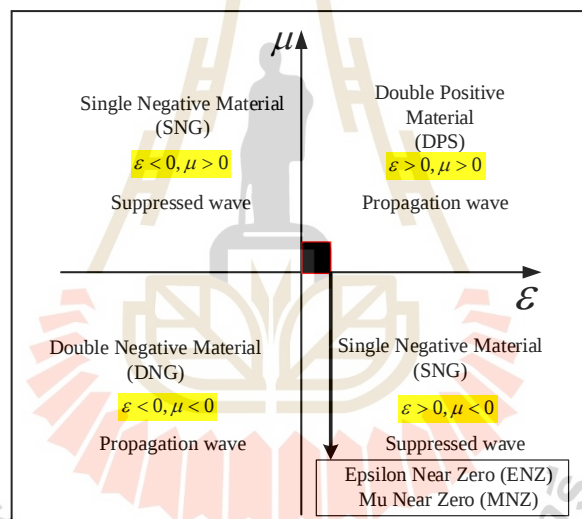
ในการศึกษาวิจัยเกี่ยวกับอภิวัดในยุคแรกๆ นั้น นักวิจัยได้เริ่มต้นจากการศึกษาคุณสมบัติของวัสดุที่มีดัชนีการหักเหเป็นลบ (negative reflection index) โดยการนำอภิวัดนำมาออกแบบและสร้างซูเปอร์เลนส์เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการเพิ่มความละเอียดของรูปภาพ (N. fang and X. Zhang, 2002) ซึ่งจากการออกแบบและสร้างคุณสมบัติดังกล่าวพบว่าสามารถทำการขยายภาพโดยภาพที่ได้มีความละเอียดสูงขึ้นจากการที่ใช้เลนส์ปกติทั่วไป หลังจากนั้นไม่นานได้มีการนำคุณสมบัติของอภิวัดมาทำการออกแบบและพัฒนาสำหรับใช้งานเกี่ยวกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic wave) อีกทั้งยังมีการนำไปพัฒนาวิจัยเกี่ยวกับทางด้านคลื่นเสียง (acoustic) และงานทางด้านคลื่นปฐพี (seismic) อีกด้วย อภิวัดถือได้ว่าเป็นเทคโนโลยีที่สามารถนำไปวิจัยพัฒนาและประยุกต์ใช้กับงานได้หลายด้าน เช่น งานทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าวิศวกรรมไมโครเวฟ วิศวกรรมสาขาอากาศ วิศวกรรมสารกึ่งตัวนำ วิศวกรรมออปโตอิเล็กทรอนิกส์ ฟิสิกส์ของแข็ง วัสดุศาสตร์ วิทยาศาสตร์นาโน และอื่นๆ อีกมากมาย

การผนวกตัวของการเหนี่ยวนำของโมเมนต์ทางไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (electric and magnetic moment) ทำให้ตัวกลางมีผลกระทบต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งผลกระทบในระดับมาโครจะอยู่ในรูปของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (effective permittivity : ϵ) และความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล (permeability : μ) ของตัวกลางขนาดใหญ่ (bulk medium) ดังนั้นอภิวัดก็อาจจะเกิดจากการประกอบรวมกันของวัสดุประดิษฐ์หลายชนิดฝังตัวเข้าไปยังตัวกลางหรือผิวของตัวกลางที่ผู้ออกแบบเป็นผู้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้อย่างอิสระ เช่น คุณสมบัติต่างๆ ของตัวกลาง รูปร่าง ขนาด การจัดวางตำแหน่ง และอื่นๆ เพื่อให้ได้ผลได้ผลตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าตามที่ผู้ออกแบบต้องการ

วัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นลบซึ่งจะทำให้เกิดค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ ($\epsilon < 0$ และ $\mu < 0$) วัสดุชนิดนี้จะถูกเรียกว่า Double Negative Medium (DNG) เนื่องจากวัสดุ DNG มีคุณสมบัติตรงข้ามกับวัสดุส่วนใหญ่ที่มีอยู่ในธรรมชาติคือวัสดุที่มีอยู่ในธรรมชาติส่วนใหญ่จะมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นบวกทั้งคู่ ($\epsilon > 0$ และ $\mu > 0$) หรือเรียกว่า Double Positive Medium (DPS) ซึ่งในปี ค.ศ. 1968 แนวคิดที่เกี่ยวกับวัสดุเชิงซ้อนที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากโดย Veselago ได้ตั้งสมมติฐานและหาคำตอบเชิงทฤษฎีขึ้นว่าจะเกิดผลอย่างไรเมื่อคลื่นระนาบเดินทางเข้าไปยังตัวกลางที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ จากผลการศึกษาเขาพบว่าทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ (pointing vector) จะขนานกับทิศทางของความเร็วเฟส (phase velocity) แต่จะมีทิศทางตรงกันข้ามกัน (anti-parallel) ซึ่งเมื่อทำการพิจารณาในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในตัวกลางที่มีอยู่ในธรรมชาติทั่วไปแบบ DPS นั้นพบว่าทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ที่เกิดขึ้นจะขนานกับความเร็วเฟสและมีทิศทางเดียวกันกับความเร็วเฟสอีกด้วย อย่างไรก็ตามวัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่สามารถเรียกอีกชื่อหนึ่งคือ Negative Refractive Index (NRI) ซึ่งมาจากคุณสมบัติของวัสดุที่มีมุมหักเหเป็นลบโดยปกติทั่วไปของวัสดุที่มีอยู่ในธรรมชาติจะพิจารณาโดยใช้กฎมือขวา (left handed medium: LHM) ของปริมาณเวกเตอร์สามตัวคือสนามไฟฟ้า (E) สนามแม่เหล็ก (H) และทิศทางการเคลื่อนที่ (k) แต่ในทางตรงกันข้าม Veselago ได้นิยามไว้ว่าวัสดุจะต้องทำการพิจารณาปริมาณเวกเตอร์โดยใช้กฎมือซ้าย (backward wave: BW) เพราะทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นนั้นเกิดขึ้นตรงกันข้ามกับทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์และ Negative Phase Velocity (NPV) เกิดขึ้นจากคุณสมบัติของคลื่นเมื่อคลื่นเดินทางผ่านวัสดุแล้วจะทำให้เวกเตอร์เฟสที่เกิดขึ้นมีค่าเป็นลบ นอกจากนี้ในบางช่วงความถี่เมื่อคลื่นเดินทางผ่านวัสดุบางชนิดอาจทำให้เกิดคุณสมบัติของวัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กอย่างใดอย่างหนึ่งมีค่าเป็นลบซึ่งจะเรียกกรณีดังกล่าวว่า single negative medium (SNG) โดยในกรณีที่วัสดุมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบเพียงอย่างเดียวจะถูกเรียกว่า epsilon negative medium (ENG) และในกรณีที่ค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบอย่างเดียวก็จะถูกเรียกว่า mu negative medium (MNG) นอกจากนี้คุณสมบัติของวัสดุที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากอีกประเภทหนึ่งคือ กรณีที่วัสดุนั้นมีค่าดัชนีหักเหมีค่าเท่ากับศูนย์ (zero refractive index: ZRI) หรือค่าดัชนีหักเหมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ (nearzero refractive index: NZI) โดยจากคุณสมบัติดังกล่าวนี้สามารถเกิดขึ้นได้ทั้งหมด 3 กรณี ดังนี้

1. Epsilon Near Zero (ENZ) คือ วัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ ($\epsilon = 0$) หรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ($\epsilon \rightarrow 0$) และค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง ($\mu \geq 1$)
2. Mu Near Zero (MNZ) คือ วัสดุที่มีค่าซึมซาบแม่เหล็กเท่ากับศูนย์ ($\mu = 0$) หรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ($\mu \rightarrow 0$) และมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามากกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง ($\epsilon \geq 1$)
3. Mu-Epsilon Near Zero (MENZ) คือ วัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ($\epsilon = \mu = 0$) หรือวัสดุที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ($\epsilon \rightarrow \mu \rightarrow 0$)

ดังนั้นสามารถแสดงคุณสมบัติของอภิวัดในกรณีต่างๆด้วยค่าพารามิเตอร์ของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (ϵ และ μ) โดยพารามิเตอร์ทั้งสองนี้สามารถนำมาแบ่งกลุ่มประเภทของอภิวัดได้แสดงดังรูปที่ 3.5



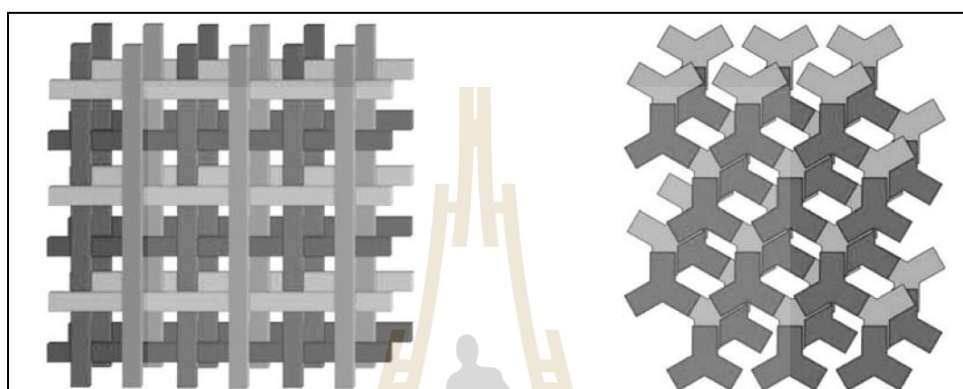
รูปที่ 3.5 ประเภทของอภิวัด

3.4 โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

3.4.1 คำจำกัดความ โครงสร้าง และพารามิเตอร์ของโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าหรือ EBG (electromagnetic band gap) คือ วัสดุที่ขัดขวางหรือสนับสนุนการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแถบความถี่ที่เฉพาะเจาะจงสำหรับทุกๆ มุมตกกระทบและทุกๆ สถานะของการโพลาไรซ์ โดยปกติแล้ว EBG จะประกอบด้วยวัสดุที่เป็นไดอิเล็กตริกและตัวนำที่เป็นโลหะ สามารถแบ่งประเภทของ EBG ตามลักษณะโครงสร้างของ EBG ได้ 3 ประเภทได้แก่ (1) EBG โครงสร้างปริมาตรแบบ 3 มิติ (2) EBG ระนาบ

บนผิวหน้าแบบ 2 มิติ และ (3) EBG เส้นส่งผ่านพลังงานแบบ 1 มิติ รูปที่ 3.6 แสดงโครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ คือ มีโครงสร้างเป็นลักษณะแบบกองฟืน (woodpile) ซึ่งประกอบด้วยแถบสี่เหลี่ยมของไดอิเล็กตริก (E. Ozbay et al., 1994) และมีโครงสร้างเป็นแถวลำดับแบบมี 3 ขา (tripod array) ซึ่งจะเป็นโลหะหลายๆ ชั้นซ้อนกันอยู่ (A.S. Barlevy et al., 2001) แสดงดังรูปที่ 3.6 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก) โครงสร้างเป็นลักษณะแบบกองฟืน

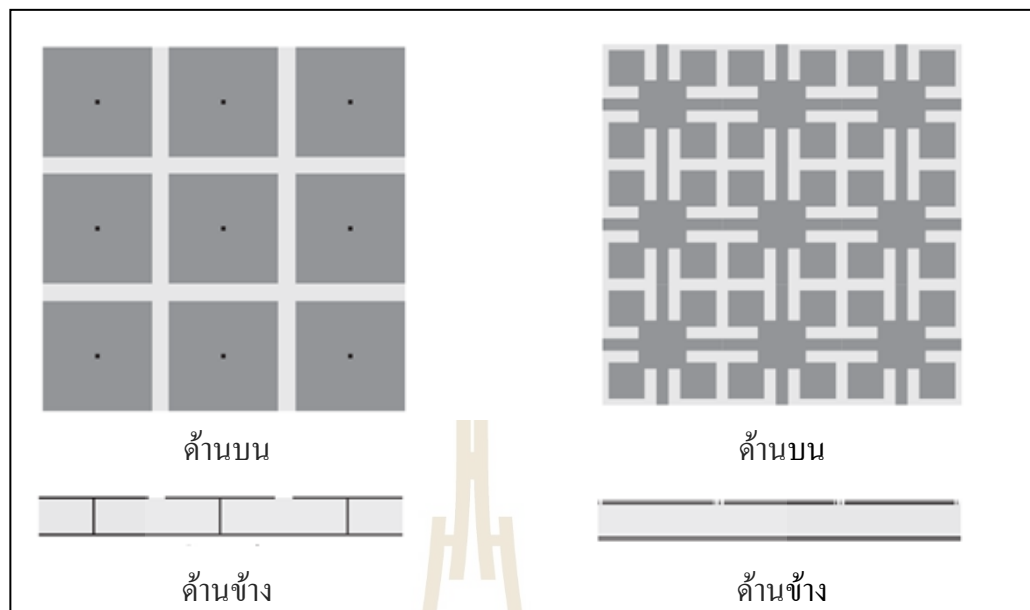
(Ozbay et al., 1994)

(ข) โครงสร้างเป็นแถวลำดับแบบมี 3 ขา

(Barlevy et al., 2001)

รูปที่ 3.6 โครงสร้าง EBG แบบ 3 มิติ

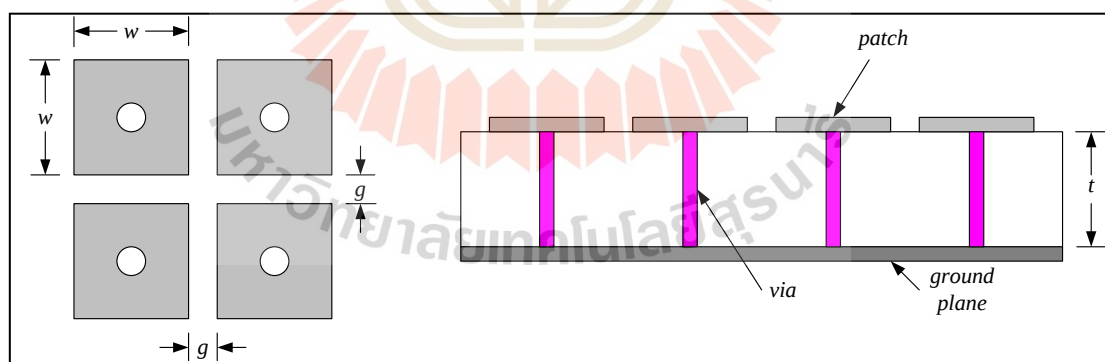
สำหรับ EBG ระนาบบนผิวหน้าแบบ 2 มิติ จะมีลักษณะเป็นผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด (mushroom-like) (D. Sievenpiper et al., 1999) และผิวหน้าแบบหนึ่งระนาบ (uni-planar) (F.-R. Yang et al., 1999) แสดงดังรูปที่ 3.7 (ก) และ (ข) ตามลำดับ สำหรับพารามิเตอร์ของ EBG เพื่อง่ายแก่การทำความเข้าใจในวิธีดำเนินการของ EBG ผู้วิจัยจะนำเสนอโครงสร้างอย่างง่าย คือ โครงสร้าง EBG ที่มีผิวหน้าคล้ายดอกเห็ดแบบ 2 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 3.8 โครงสร้าง EBG แบบ 2 มิติ ประกอบด้วย 4 ส่วนดังนี้ (1) แผ่นกราวด์โลหะ (metal ground plane) (2) วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (dielectric substrate) (3) แผ่นโลหะวางเป็นคาบบนไดอิเล็กตริกหรือแพทช์ (patch) และ (4) ตัวเชื่อมต่อตั้งระหว่างแผ่นโลหะด้านบนกับแผ่นกราวด์โลหะหรือเวีย (vias) ซึ่งดูมีรูปทรงเรขาคณิตคล้ายดอกเห็ด



(ก) ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด
(Sievenpiper *et al.*, 1999)

(ข) ผิวหน้าแบบหนึ่งระนาบ
(Yang *et al.*, 1999)

รูปที่ 3.7 EBG แบบ 2 มิติ



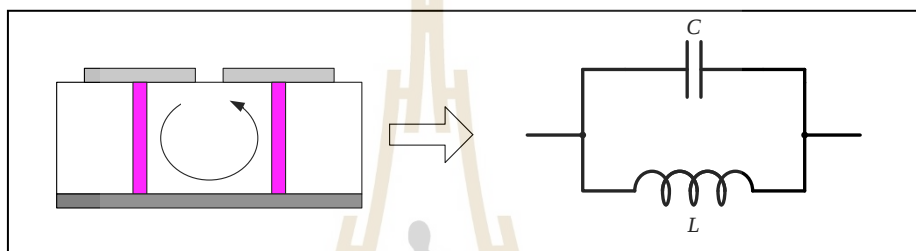
(ก) ด้านบน

(ข) ด้านข้าง

รูปที่ 3.8 พารามิเตอร์และรูปแบบของโครงสร้าง EBG ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด

จากรูปที่ 3.8 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้าง EBG ประกอบด้วยค่าต่าง ๆ ดังนี้

- W คือ ความกว้างของแผ่นตัวนำด้านบน
- g คือ ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำด้านบน
- h คือ ความสูงของฐานรองไดอิเล็กตริก
- ϵ_r คือ ค่าคงที่ของไดอิเล็กตริก
- r คือ รัศมีของเวีย



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลของ โครงสร้าง EBG ผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด

จากรูปที่ 3.9 สามารถอธิบายรูปแบบสื่อกลางของโครงสร้าง EBG ได้ด้วยวงจรสมมูลของวงจรที่ประกอบไปด้วยค่าเหนี่ยวนำ (L) และค่าความจุ (C) โดยค่าความจุที่เกิดขึ้นเป็นผลจากช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำด้านบน และค่าเหนี่ยวนำเกิดจากกระแสที่ไหลไปตามตัวนำที่อยู่ใกล้กัน ซึ่งสามารถหาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ขนานหาได้จากสมการ (3.15)

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3.15)$$

ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรคำนวณได้จากสมการ (3.16)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.16)$$

ที่ความถี่ต่ำค่าอิมพีแดนซ์จะเป็นการเหนี่ยวนำและรองรับคลื่นระดับพื้นผิวของสนามแม่เหล็กตามขวาง (TM surface wave) โดยจะเปลี่ยนเป็นค่าความจุที่ความถี่สูงรองรับคลื่นระดับพื้นผิวของสนามไฟฟ้าตามขวาง (TE surface wave) และเมื่อเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์ (ω_0) EBG จะไม่รองรับคลื่นระดับพื้นผิวใด ๆ เนื่องจากอยู่ในสถานะที่ค่าอิมพีแดนซ์สูงมากๆ และการที่อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวสูงมากส่งผลให้คลื่นระดับพื้นผิวจะสะท้อนกลับโดยไม่กลับเฟสที่เกิดขึ้นบน PEC โดยที่ค่าของตัวเก็บประจุสามารถพิสูจน์ได้โดยใช้การส่งคงรูป (conformal mapping) ซึ่งเป็นเทคนิคการคำนวณการกระจายสนามไฟฟ้าสถิต 2 มิติ หาค่าได้จากสมการ (3.17)

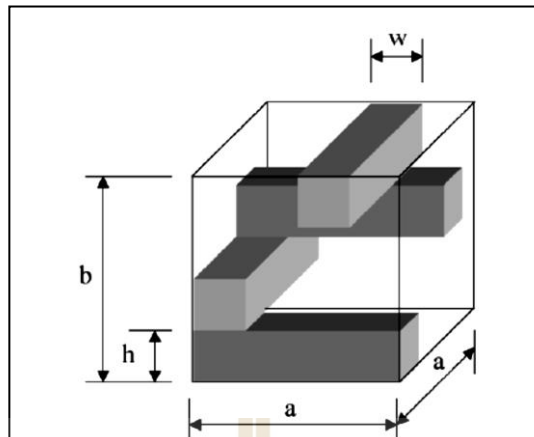
$$C = \frac{W\epsilon_0(1+\epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W+g}{g}\right) \quad (3.17)$$

ค่าความเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากวงจรกระแสประกอบด้วยเส้นโลหะหรือเวีย (via) และแผ่นโลหะสำหรับกระแสโซลินอยด์ซึ่งเป็นสนามแม่เหล็กสามารถคำนวณด้วยกฎของแอมแปร์ จากวงจรสมมูลตัวเหนี่ยวนำคำนวณจากพลังสนามแม่เหล็กสะสมและกระตุ้นด้วยกระแสจะได้ค่าความเหนี่ยวนำจากสมการ (3.18)

$$L = \mu_0 h \quad (3.18)$$

3.4.2 โครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ ที่โพรงเป็นลักษณะแบบกองฟืน

โดยทั่วไปแล้วโครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ ที่โครงสร้างเป็นลักษณะแบบกองฟืนแบบระนาบ (planar woodpile EBG structures) (Weily et al., 2005; Lee et al., 2009) จะมีโครงสร้างทางกายภาพที่มีลักษณะเป็นชั้น ๆ (layer-by-layer) ซึ่งจะประกอบไปด้วยแท่งที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นวงกลมหรือสี่เหลี่ยมจัตุรัสก็ได้มาจัดวางเรียงตัวกัน รูปที่ 3.10 แสดงหนึ่งหน่วยเซลล์ของโครงสร้างที่มีลักษณะเป็นกองฟืนแบบระนาบที่มีสี่ชั้น ซึ่งจะถูกกำหนดด้วยค่าพารามิเตอร์ คือ ค่าคงที่แลตทิซ (lattice constant) หรือ ความยาวซ้ำในระนาบแนวนอน (repeat distance in the horizontal plane: a) ความกว้างของแท่ง (rod width: w) และความสูงรวมของหนึ่งหน่วยเซลล์ (total height of the unit cell: b) โดยความต่อเนื่องของชั้น คือ การตั้งฉากของแต่ละชั้นและแท่งที่วางขนานจะถูกขดเชยด้วยการวางในชั้นที่สี่ ที่จะต้องวางตรงตำแหน่งกึ่งกลางของแลตทิซ



รูปที่ 3.10 หนึ่งหน่วยเซลล์ของโครงสร้างเป็นลักษณะกองพื้นแบบระนาบที่มีสี่ชั้น

(Weily et al., 2005)

จากลักษณะหนึ่งหน่วยเซลล์ของโครงสร้างเป็นลักษณะกองพื้นแบบระนาบที่มีสี่ชั้น งานวิจัยนี้จึงได้นำมาเรียงเป็นแผ่นขนาดต่างๆ เพื่อประยุกต์ใช้สำหรับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น โดยได้ศึกษาขนาดของ EBG ที่สามารถตอบสนองช่วงความถี่ที่ต้องการและหาตำแหน่งของ EBG ที่เหมาะสมสำหรับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น สำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบเรดาร์

3.5 ตัวกลางแบบเส้น

ตัวกลางแบบเส้น (wire medium structure) เป็นชนิดของวัสดุโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (Burghignoli et al., 2008) ครอบคลุมเดียวกับ EBG แบบสามมิติแบบกองพื้น (Antonio et al., 2013) ซึ่งเป็นโครงสร้างหนึ่งที่ทำให้คุณสมบัติเป็นอภิวัดเช่นกันและได้มีการศึกษาตั้งแต่ปี 1950 โดยโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นเกิดจากการจัดเรียงเส้นขนาดเล็กลงกันเป็นชั้นๆ ผังตัวลงในตัวกลางไดอิเล็กตริก โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นมีคุณสมบัติที่ทำให้เกิดค่ามีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์และถูกออกแบบมาใช้ในย่านความถี่พลาสมา (Forati et al., 2008) หลังจากนั้น (Tomaz et al., 2013) ได้นำตัวกลางแบบเส้นมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศด้วยการนำตัวกลางแบบเส้นที่ประกอบด้วยจำนวนชั้นของเส้นที่วางเรียงกันจำนวนห้าชั้นโดยเส้นถูกวางฝังอยู่ในไดอิเล็กตริกสไตรโฟม เพื่อปรับปรุงแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรให้ดีขึ้น จากผลการทดลองพบว่าสามารถลดระดับพู่ข้างของสายอากาศลงได้และสามารถทำให้สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเพิ่มสูงขึ้น แต่อัตราขยายของ

สายอากาศเมื่อเพิ่มโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นมีค่าน้อยกว่าสายอากาศปากแตรแบบเดิม นอกจากนี้ตัวกลางแบบเส้นยังถูกนำมาใช้เพื่อพัฒนาสายอากาศปากแตรโดยการลดขนาดความยาวของสายอากาศลงแต่ยังคงขนาดของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศไว้ให้มีขนาดเท่าเดิมและเพิ่มเทคนิคตัวกลางแบบเส้นมาวางปิดที่ปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรเพื่อปรับปรุงสภาพเจาะงทศทางของสายอากาศ จากการทดลองพบว่าสามารถลดขนาดของสายอากาศปากแตรลงได้ครึ่งหนึ่งแต่ให้อัตราขยายของสายอากาศปากแตรมีค่าใกล้เคียงกับสายอากาศปากแตรแบบเดิม (Al-Nuaimi *et al.* 2014) ต่อมา Pumipong และ คณะฯ (2016) ได้นำโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นจำนวนสองชั้นที่ขึ้นกลางด้วยไดอิเล็กทริกพอลิเอไมด์มาวางไว้ที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้สูงขึ้น จากการทดลองพบว่าตัวกลางแบบเส้นสามารถทำให้อัตราขยายของสายอากาศปากแตรเพิ่มขึ้นประมาณ 3 dB เมื่อเทียบกับสายอากาศปากแตรแบบเดิม หลังจากนั้น S. Kampeephath และ คณะฯ (2017) ได้นำตัวกลางแบบเส้นจำนวนสองชั้นมาวางที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรโดยที่ชั้นแรกจะวางอยู่ที่ข้างหน้าอะเพอร์เจอร์และชั้นที่สองจะวางห่างออกไปในระยะที่เหมาะสมเพื่อเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศและปรับปรุงแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศ พบว่าตัวกลางแบบเส้นสามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศปากแตรและสามารถลดระดับพู่ข้างของสายอากาศทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กได้ จากการศึกษาโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นพบว่าสามารถจัดส่วนกรวดเพลนเพื่อป้องกันการแพร่กระจายของคลื่นผิวและมีคุณสมบัติที่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพต่างๆ ของสายอากาศด้วยโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน

โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นประกอบด้วยรูปทรงอยู่ 2 แบบคือ แบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 3.11 ตัวกลางแบบเส้นได้รับการศึกษาอย่างกว้างขวางในด้านของปฏิบัติการสังเคราะห์ของพื้นผิวและการออกแบบเลนส์ในย่านความถี่ไมโครเวฟ โดยปกติตัวกลางแบบเส้นจะอธิบายที่ความถี่ต่ำของวัสดุในแนวแกนเดียวกับวัสดุซึ่งมีความสัมพันธ์กับสภาพยอมแบบดิยาติกส์ (permittivity dyadic) โดยสามารถเขียนสมการดังนี้ (เส้นวางตามแนวแกน z)

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \varepsilon_h (u_x u_x + u_y u_y) + \varepsilon_z u_z u_z, \quad (3.19)$$

โดยที่

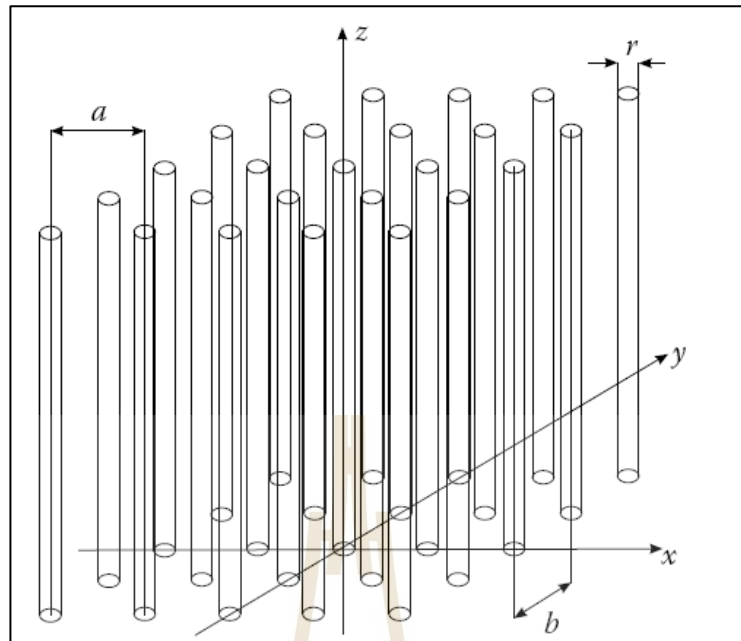
$$\varepsilon_z = \varepsilon_h \left(1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2 \varepsilon_h} \right),$$

ในขณะที่

$$\varepsilon_{WM} = \varepsilon_0 \varepsilon_{rh} \left(1 - \frac{k_p^2}{\varepsilon_{rh} k_0^2 - k_y^2} \right) \quad (3.20)$$

เมื่อ ε_h คือสภาพยอมของตัวกลางโฮสต์ (permittivity of the host medium), $k = \omega/c\sqrt{\varepsilon_h} = k_0\sqrt{\varepsilon_h}$ และ c คือความเร็วแสง (speed of light) ในส่วนค่าคงที่ ω_p หรือ k_p คือ ค่าที่อยู่ในรูปแบบหรือวงจรสมมูลความถี่พลาสมา ซึ่งในบางครั้งก็จะเรียกตัวกลางแบบเส้นว่าพลาสมาเทียม (artificial plasma)

ในช่วงท้ายของทศวรรษที่ผ่านมาความสนใจในตัวกลางแบบเส้นได้กลับมาได้รับความนิยมอีกครั้งในการเชื่อมต่อกับวัสดุทางด้านวิศวกรรมที่มีพารามิเตอร์เชิงลบหรือบางครั้งเรียกวัสดุนี้ว่า DNG คือมีดัชนีหักเหเป็นค่าลบซึ่งเกิดจากค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ε) และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ) เป็นลบทั้งคู่ ($\varepsilon < 0$ และ $\mu < 0$) Smith และคณะฯ ได้นำเสนอเกี่ยวกับวัสดุ DNG ว่าประกอบไปด้วยแถบแม่เหล็กแบบรูปร่างแหวนกำทอนแบบแยก (split-ring resonator) และแถบโลหะยาว (long metal strips) ซึ่งในปัจจุบันโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นได้ถูกระบุไว้ว่าเป็นวัสดุเทียมที่มีคุณสมบัติทางด้านอภิวัดสำหรับประยุกต์ใช้งานในด้านความถี่แสงและความถี่ไมโครเวฟ อย่างไรก็ตามในการพิจารณาคุณสมบัติของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นยังคงที่จะเริ่มต้นจากสมการพื้นฐานคือ สมการ Drude (สมการ 3.19) ซึ่งเป็นเพียงสมการเดียวที่ใช้ในการตรวจสอบการแพร่กระจายคลื่นเบื้องต้นของเส้น โดยสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าถ้าเวกเตอร์ของคลื่นที่อยู่ตามความยาวเส้นมีองค์ประกอบไม่เท่ากับศูนย์ (nonzero component) สามารถกล่าวได้ว่าไม่เป็นผลลัพธ์ทางกายภาพของพลาสมา ดังนั้นรูปแบบของพลาสมาจะถูกแก้ไขด้วยการนำการพิจารณาในรูปแบบการกระจายตัวของช่องว่าง (spatial dispersion) มาแทนที่ในสมการที่ 3.19



รูปที่ 3.11 โครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้น

3.5.1 ความถี่พลาสมาสำหรับตัวกลางแบบเส้น

ความถี่พลาสมาที่มีความสอดคล้องกับความผันผวนโดยรวมของความหนาแน่นอิเล็กตรอนดังสมการ 3.21

$$\omega_p^2 = \frac{ne^2}{\epsilon_0 m_{eff}}, \quad (3.21)$$

โดยที่ n คือความหนาแน่นของอิเล็กตรอน

e คือการประจุของอิเล็กตรอน

m_{eff} คือประสิทธิภาพของอิเล็กตรอน

โดยทั่วไปค่า ω_p ของโลหะมักจะอยู่ในช่วงความถี่อัลตราไวโอเลต ซึ่งเป็นเหตุผลต่อการลดความถี่พลาสมาลงมายังย่านความถี่ไมโครเวฟที่ผ่านเส้นขนาดเล็กลงเรียงตัวกันในรูปแบบโครงสร้าง 2 มิติของตัวกลางแบบเส้น หลังจากนั้นจะเกิดการรวมตัวของอิเล็กตรอนตามแนวยาวของเส้น ซึ่งความหนาแน่นการทำงานของอิเล็กตรอนจะได้

$$n_{\text{eff}} = n \frac{\pi r^2}{a^2}, \quad (3.22)$$

โดยที่ a คือระยะห่างระหว่างเส้น และ r คือรัศมีของเส้น จากสมการแสดงให้ เห็นว่าในทางตรงกันข้ามกับกรณีของพลาสมาธรรมชาติ แรงที่กระทำต่ออิเล็กตรอน ไม่เพียงแค ่ทำงานกับส่วนที่เหลือของมวลอิเล็กตรอนแต่ยังเกิดการเหนี่ยวนำบนของโครงสร้างของเส้นอีกด้วย นอกจากนี้ผลของการเหนี่ยวนำตัวเองมากเกินกว่าผลของมวลส่วนที่เหลือและอีกหนึ่งอย่างสุดท้าย ที่สามารถละทิ้งคือโลหะที่มีความนำสูงในย่านความถี่ไมโครเวฟ หลังจากสององค์ประกอบทั้ง ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและการประสิทธิภาพมวลลดลง ซึ่งสามารถสรุปเป็นค่าสำหรับ ความถี่พลาสมา (k_p) ดังสมการ (3.23) เพื่อนำไปแทนค่าในสมการ (3.20) เพื่อคำนวณหาค่า ความสัมพันธ์สภาพยอมของตัวกลางแบบเส้น

$$k_p^2 = \frac{2\pi}{ab \left(\ln(\sqrt{ab} / 2\pi r) + 0.528 \right)}, \quad (3.23)$$

3.5.2 การกระจายตัวเชิงพื้นที่สำหรับตัวกลางแบบเส้น

ในความเป็นจริงนั้นจะสมมุติว่าตัวกลาง (medium) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการดิ ฟฟิสิกส์ (สมการ 3.20) สมการการแผ่กระจายระนาบของคลื่นพิเศษ ($E_z \neq 0$) ด้วยคลื่นเวกเตอร์ $(q_x, q_y, q_z)^T$ นี้ในแนวแกนเดียวกับไดอิเล็กตริก

$$\varepsilon_h (q_x^2 + q_y^2) = \varepsilon (k^2 + q_z^2), \quad (3.24)$$

ในทางตรงกันข้ามนั้นคลื่นพิเศษเหล่านี้จะสอดคล้องกับโหมด TM (แกน z) โดย ไม่แปรเปลี่ยนเงื่อนไขขอบเขตตามแนวแกน z ดังนั้นสำหรับคลื่นพิเศษใด ๆ ที่เดินทางออกไป พร้อมกับค่าคงตัวของเฟส (q_z) ตามแนวแกน z ของสนาม E_z จะตอบสนองกับสมการ Helmholtz

$$\left\{ \frac{\partial}{\partial x^2} + \frac{\partial}{\partial y^2} + (k^2 - q_z^2) \right\} E_z = 0, \quad (3.25)$$

สำหรับเงื่อนไขบนเส้นที่มีขอบเขต $E_z = 0$ สามารถอธิบายด้วยสมการของระนาบที่ตอบสนองกับคลื่นพิเศษนี้ดังสมการ (3.26)

$$k(q_x, q_y, q_z) = \sqrt{k^2(q_x, q_y, 0) + q_z^2}, \quad (3.26)$$

ผลลัพธ์ที่ได้นี้ไม่สามารถใช้สำหรับสมการ (3.21) และ (3.24) ได้ ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้อย่างง่ายโดยการแทนสมการ(3.21) ลงในสมการ (3.24) อย่างไรก็ตามถ้าเราเลือกสมการ (3.27) แทนในสมการ (3.21) ดังนั้นสมการ (3.24) จะกลายมาเข้ากันได้กับสมการ (3.26) แล้วให้ใช้สมการการกระจายตัวสำหรับของคลื่นระนาบดังสมการ (3.28)

$$\varepsilon(k + q_z) = \varepsilon_h \left(1 - \frac{k_p^2}{k^2 - q_z^2} \right), \quad (3.27)$$

$$q^2 = q_x^2 + q_y^2 + q_z^2 = k^2 - k_p^2 \quad (3.28)$$

โดยที่เราสมมติให้ $q_z \neq k$ จากเหตุผลที่กล่าวไว้ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าตัวกลางแบบเส้นสามารถอธิบายโดย สภาพยอมดียวาติกส์ (3.20) แต่แกนของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า ε จะต้องเป็นพารามิเตอร์ที่กระจายตัวดังรูปแบบที่กำหนดในสมการ (3.27) ด้วยสมการ (3.21) แต่จะมีกรณีพิเศษของสมการ (3.27) เท่านั้นที่จะเหมาะสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ x-y

ความแตกต่างหลัก ๆ ระหว่างรูปแบบพื้นที่ในทิศทางเดียวในสมการที่ (3.21) กับรูปแบบนอกพื้นที่ดังสมการที่ (3.27) สำหรับตัวกลางเส้นแบบขนานนั้นเป็นไปในรูปแบบภายนอกพื้นที่โดยการคาดการณ์ภายใต้ช่วงลดทอนสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในลักษณะพิเศษตามทิศทางของตัวกลาง โดยในทางตรงกันข้ามสมการ (3.21) และ (3.24) ใช้สำหรับคาดการณ์การแพร่กระจายคลื่นลักษณะพิเศษที่ความถี่ใด ๆ โดยกำหนดให้ $q_z > k = \omega \sqrt{\varepsilon_h \mu_h}$ ดังนั้นในการคาดการณ์คุณลักษณะระหว่างสองรูปแบบนั้นให้ผลลัพธ์ของคำตอบที่ค่อนข้างแตกต่างกันมากถึงแม้ว่าจะใกล้เคียงกับความถี่ตัดออฟของความถี่ พลาสมา (ω_0) นั่นคือ nonlocality ที่นำเสนอขึ้นถือได้ว่าเป็นส่วนประกอบความสัมพันธ์และมีผลกระทบต่อการตอบสนองต่อแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวกลาง แม้ว่าจะมีการจำกัดความยาวคลื่นขนาดใหญ่ ดังนั้นจึงเป็นสิ่งสำคัญมากสำหรับค่าต่าง ๆ ภายในตัวกลางจะมีอัตราส่วนเท่ากับ a/λ

ในการพิสูจน์ที่สำคัญของสมการ (3.27) จะขึ้นอยู่กับวิธีการของสนามพื้นที่ นอกจากนั้นจะแสดงในตัวกลางแบบเส้นขนาดเล็กและ $q_z \neq k$ ในการกำหนดแบบรูปการแผ่พลังงานสามารถกำหนดได้ 2 รูปแบบคือแบบพื้นฐาน ($E_z = 0$) และแบบพิเศษ ($E_z \neq 0$) โดยที่คลื่นแบบพื้นฐานไม่มีผลกระทบกับเส้นและแพร่กระจายภายในตัวกลางโฮสต์ สำหรับคลื่นแบบพิเศษจะแสดงสมการการกระจายได้อย่างชัดเจนและเชื่อมต่อกับคลื่นเวกเตอร์ $q = (q_x, q_y, q_z)^T$ ด้วยสำหรับจำนวนคลื่น (wave number) ของโฮสต์ ไอโซทรอปิกส์

พิจารณาโหมดในตัวกลางแบบเส้นซึ่งพิจารณาจากทฤษฎีสานแม่เหล็กไฟฟ้า โดยกำหนดให้ $q_x = 0$ และแทนสมการ (3.20) ลงในสมการแมกซ์เวลล์ เราสามารถแยกออกเป็นสองระบบย่อยโดยอธิบายคลื่นแบบพื้นฐานและแบบพิเศษ สำหรับคลื่นพื้นฐานแสดงดังสมการสมการ (3.29) และ (3.30) แสดงผลกระทบจากปัจจัยการแพร่กระจายคลื่นคือ $q_z^2 = k^2 - q_y^2$ แต่ไม่มีผลกระทบกับเส้นสำหรับคลื่นแบบปกติ

$$-q_z H_y + \frac{k^2 - q_y^2}{k_0 \eta} E_x = 0, \quad (3.29)$$

$$q_z E_x - k_0 \eta H_y = 0, \quad (3.30)$$

กำหนดให้ $q_z \neq 0$ สำหรับสนามของคลื่นแบบพิเศษซึ่งเป็นกรณีที่น่าสนใจโดยพิจารณาตามสมการที่ (3.29) และ (3.30)

$$q_z E_y + \frac{k_0^2 \varepsilon_z - q_y^2}{k_0 \varepsilon_z} \eta H_x = 0, \quad (3.31)$$

$$q_z H_x + \frac{k_0^2 \varepsilon_h}{\eta} E_y = 0, \quad (3.32)$$

ซึ่งให้สมการของคลื่นสำหรับสนามแม่เหล็ก (H_x) หลังจากกำจัด E_y และ E_z จะได้

$$\left[k^2 - \frac{q_y^2}{\varepsilon_z} - q_z^2 \right] H_x = 0, \quad (3.33)$$

เนื่องจาก

$$\left[k^2 - q_z^2\right] \left[k^2 - q_y^2 - q_z^2 - k_p^2\right] H_x = 0, \quad (3.34)$$

ดังนั้นจึงได้สมการความสัมพันธ์กระจาย 2 ความสัมพันธ์ดังสมการ (3.35) ซึ่งทั้งสองความสัมพันธ์เป็นอิสระต่อกันโดยแสดงในรูปแบบของ โหมด TEM และ โหมด TM

$$k^2 = q_z^2, \quad k^2 = q_y^2 + q_z^2 + k_p^2 = 0, \quad (3.35)$$

ตามสมการ (3.19) นั้นการแพร่กระจายของโหมด TM คือไอโซทรอปิกส์ในระนาบ y - z อย่างไรก็ตามยังสามารถแสดงได้จากข้อสรุปพื้นฐานดังสมการ (3.24) และ (3.26)

3.6 สรุป

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้ทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบและพัฒนาสายอากาศ ได้แก่ หลักการทฤษฎีที่เกี่ยวข้องสายอากาศปากแตร คุณสมบัติทฤษฎีของอิมพีแดนซ์และหลักการของอิมพีแดนซ์เทคนิคโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า คุณสมบัติทฤษฎีของอิมพีแดนซ์และหลักการของอิมพีแดนซ์ตัวกลางแบบเส้น จากการศึกษาทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องแล้วทำให้รับความรู้ที่เป็นประโยชน์เพื่อนำมาใช้ประกอบเป็นแนวทางในการออกแบบและพัฒนาสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพดี ขึ้น และเหมาะสำหรับประยุกต์ใช้งานในระบบเรดาร์

บทที่ 4

การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศ

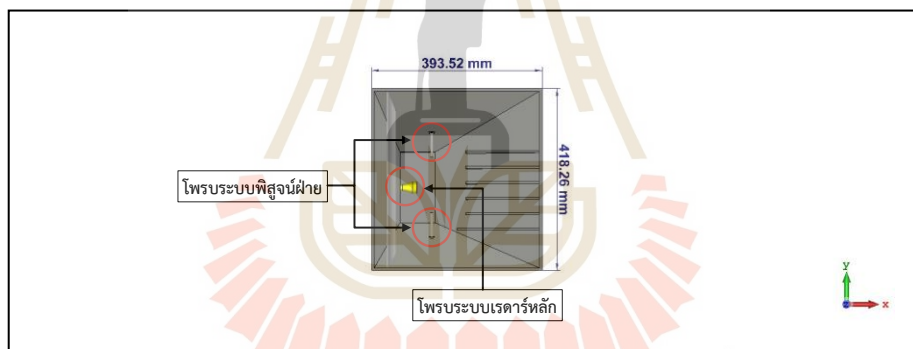
4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการศึกษาและวิเคราะห์ผลการจำลองสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นโดยใช้คุณสมบัติของอภิวัดในรูปแบบโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้น โดยบทนี้จะประกอบด้วยเนื้อหาดังต่อไปนี้ การศึกษาการทำงานทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิมและการศึกษาเพื่อออกแบบอภิวัดแบบโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น เพื่อให้ได้สายอากาศปากแตรและโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้นที่มีประสิทธิภาพและมีอัตราขยายเพิ่มสูงขึ้น สำหรับงานวิจัยนี้จะทำการจำลองผลระบบสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการออกแบบ โดยจะนำเสนอถึงแนวทางในการวิจัย ระเบียบและวิธีการวิจัย ตลอดจนผลการจำลองผล

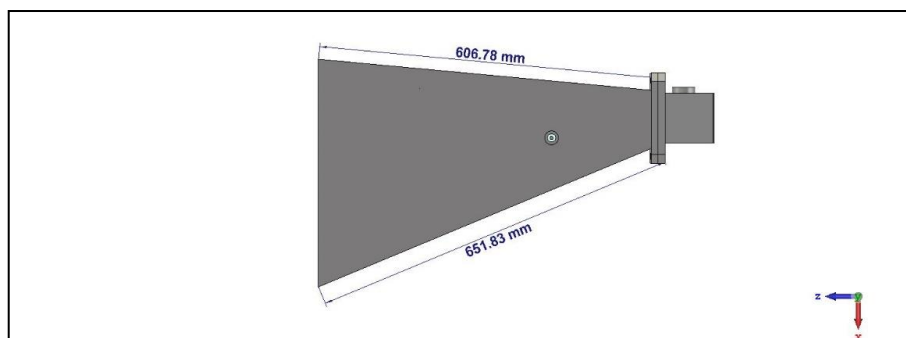
4.2 ศึกษาคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรระบบเรดาร์

สายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์แจ้งเตือนภัยทางอากาศแบบดั้งเดิมที่มีความถี่ใช้งานย่าน L-band (1-2 GHz) จะประกอบด้วย 2 ส่วนการทำงานคือ (1) ระบบเรดาร์หลัก (radar system) และ (2) ระบบพิกัดนำฝ่าย ระบบเรดาร์หลักจะทำให้ที่ในการหาเป้าหมายเพื่อระบุทิศทางซึ่งจะประกอบไปด้วยท่อนำคลื่นแบบท่อเหลี่ยมมาตรฐานเบอร์ WR650 ซึ่งภายในมีโพรงขนาดใหญ่เป็นจุดบ่อนเพื่อที่จะสามารถรองรับกำลังส่งที่สูงได้ โดยระบบเรดาร์หลักมีความถี่ปฏิบัติการในการออกแบบที่ 1,300 MHz ในส่วนของระบบพิกัดนำฝ่ายจะทำหน้าที่ส่งคลื่นความถี่ขึ้นไปกระตุ้นเครื่องส่งบนอากาศยาน หลังจากนั้นเครื่องส่งบนอากาศยานก็จะส่งคลื่นความถี่กลับมาสู่เครื่องรับภาคพื้นด้วยสายอากาศโมโนโพลสองตัวที่มีความต่างเฟสเท่ากับ 180 องศาเป็นตัวส่ง ซึ่งระบบพิกัดนำฝ่ายจะมีความถี่ช่วงปฏิบัติการอยู่ที่ 1,030 - 1,090 MHz ซึ่งโพรงจะอยู่ในส่วนโครงสร้างของปากแตรสำหรับเทคนิคที่ได้นำมาใช้กับสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์แบบดั้งเดิมมีอยู่ 2 เทคนิคคือ แผ่นโลหะ (metallic slab) และแท่งโลหะ (metallic rod) โดยใช้เทคนิคการใส่แผ่นโลหะในโครงสร้างของสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เพื่อปรับจุดศูนย์กลางเฟสของระบบเรดาร์หลัก

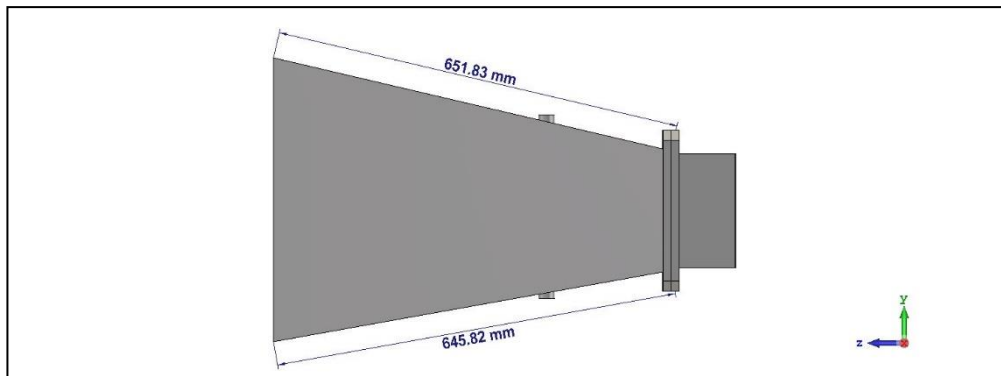
และระบบพิกัดให้ใกล้เคียงกันแต่จะส่งผลให้อัตราขยายของระบบเรดาร์หลักลดลง ส่วนเทคนิคการใส่แท่งโลหะเป็นการปรับทิศทางของแบบรูปการแผ่กำลังของระบบพิกัดจากรูปที่ 4.1 แสดงการจำลองผลสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์แบบดั้งเดิมด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST กราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศปากแตรในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} สำหรับโพรงเรดาร์หลักจากรูปจะเห็นได้ว่าสายอากาศปากแตรมีค่า S_{11} เท่ากับ -15 dB ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 1,080 MHz ถึง 1,502 MHz ส่วน S_{11} สำหรับโพรงระบบพิกัดจากรูปจะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่ S_{11} เท่ากับ -15 dB ตั้งแต่ 1,020 MHz ถึง 1,092 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.2 จากรูปที่ 4.3 แสดงแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม พบว่าแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็กของระบบพิกัดจะมีทิศทางของโหนดหลักเอียงอยู่ 6 องศาทางซ้ายและมีอัตราขยายที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และ 1,300 MHz เท่ากับ 12.39 dBi 12.51 dBi และ 10.85 dBi ตามลำดับ โดยค่าต่างๆ ที่ได้จากการจำลองจะแสดงในตารางที่ 4.1



(ก) รูปด้านหน้าของสายอากาศ

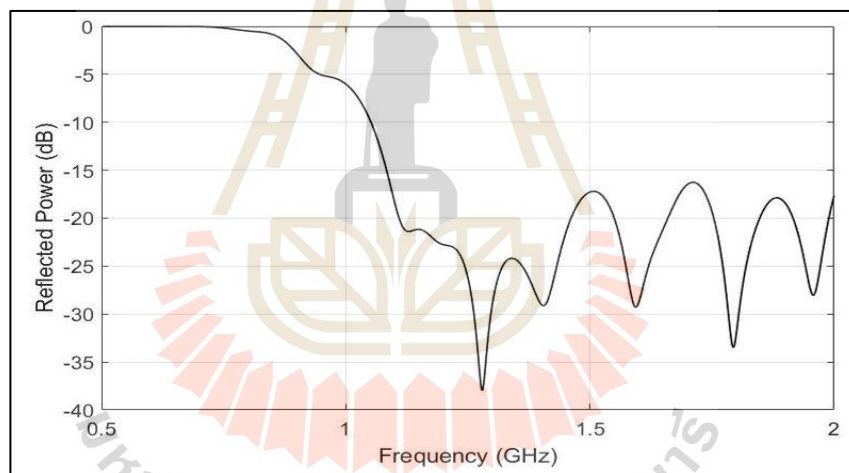


(ข) รูปด้านบนของสายอากาศ

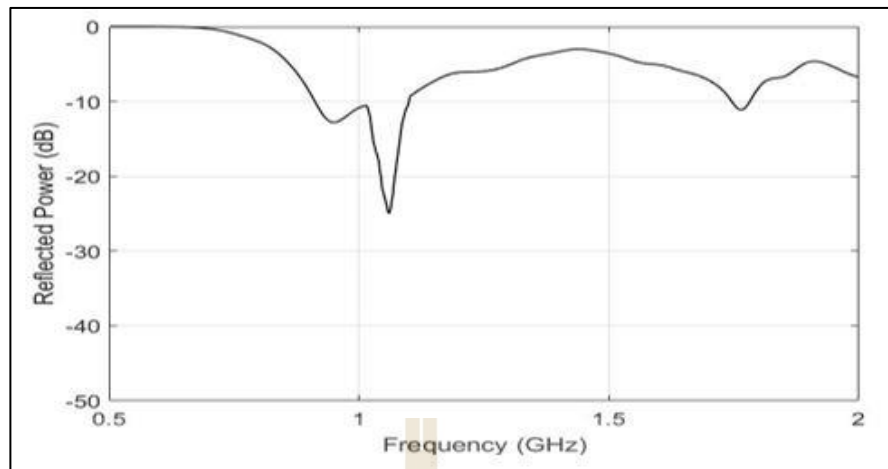


(ค) รูปด้านข้างของสายอากาศ

รูปที่ 4.1 สายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม

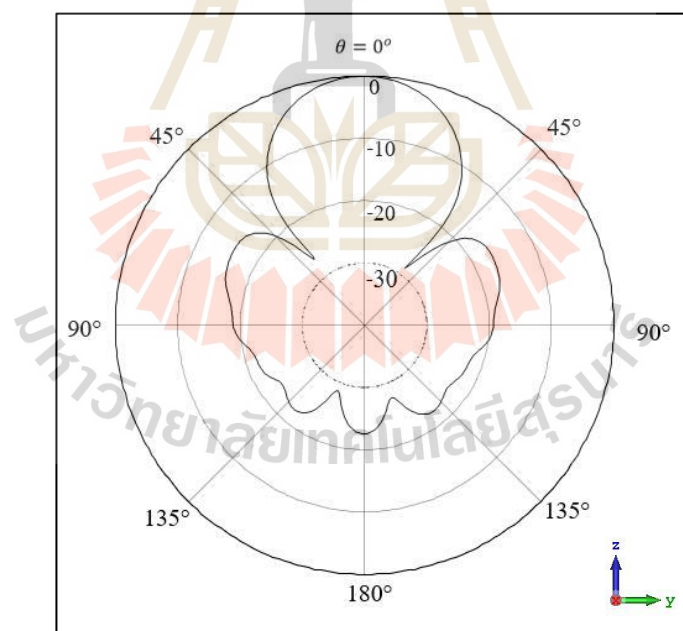


(ก) ระบบเรดาร์หลัก (S_{11})

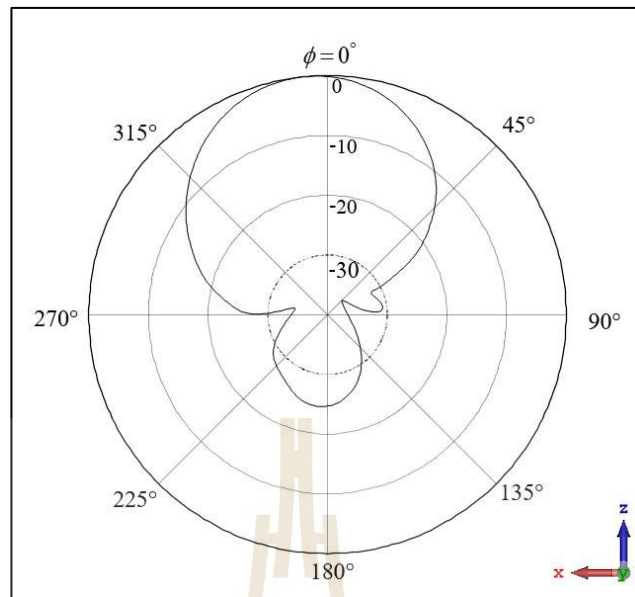


(ข) ระบบพิกัดสาย (S₁₁)

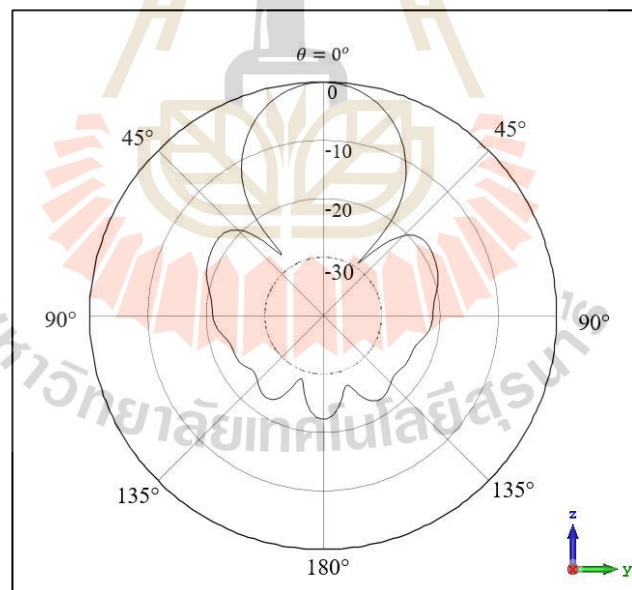
รูปที่ 4.2 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม



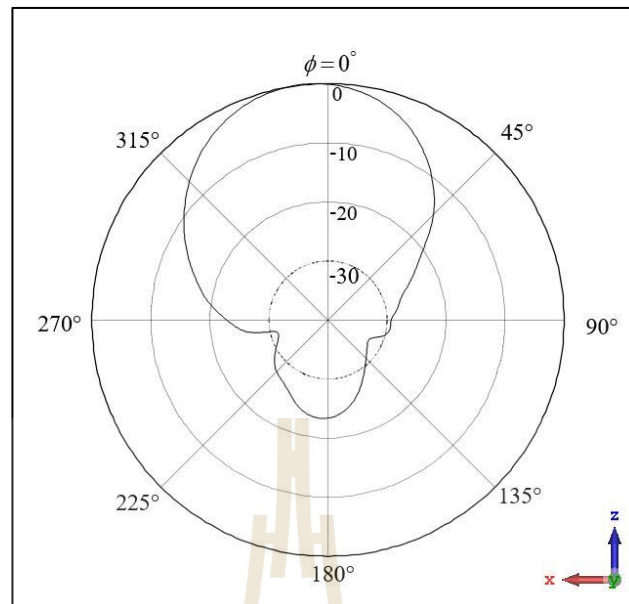
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,030 MHz



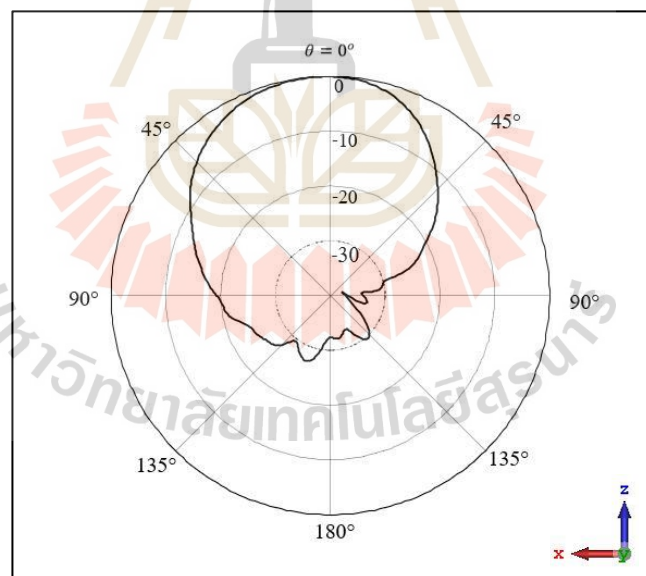
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,030 MHz



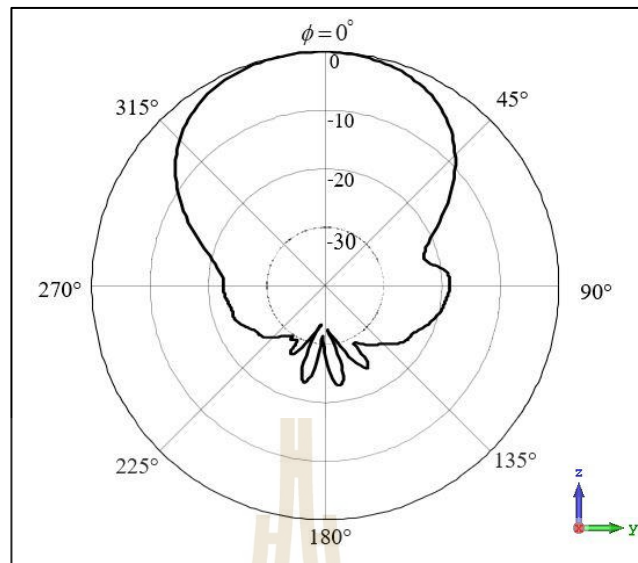
(ค) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,090 MHz



(ง) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,090 MHz



(จ) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,300 MHz



(จ) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,300 MHz

รูปที่ 4.3 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม

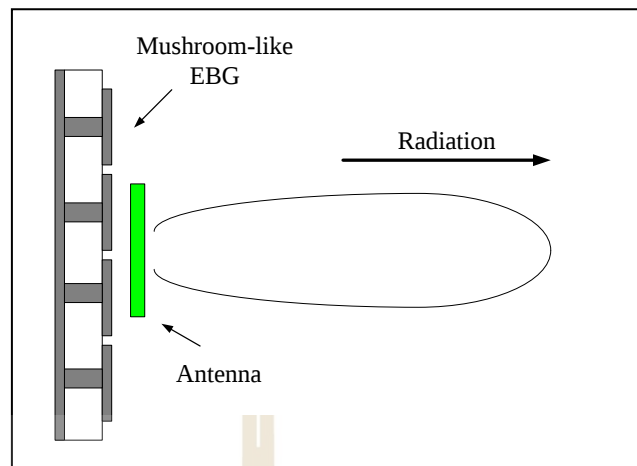
ตารางที่ 4.1 ผลการจำลองสายอากาศปากแตรของระบบเรดาร์เทคโนโลยีเดิม

ความถี่	พารามิเตอร์	ผลการจำลอง
1,030 MHz (ระบบพิสจุน์ฝ่าย)	อัตราขยาย (gain)	12.39 dBi
	ระบายสนามไฟฟ้า (E-plane)	
	ทิศทางของโหนดหลัก (main lobe direction)	1 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half power beam width)	36.5 degree
	ระดับพูข้าง (side lobe level)	-18.4 dB
	ระบายสนามแม่เหล็ก (H-plane)	
	ทิศทางของโหนดหลัก (main lobe direction)	6 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half power beam width)	49.2 degree
	ระดับพูข้าง (side lobe level)	-
1,090 MHz (ระบบพิสจุน์ฝ่าย)	อัตราขยาย (gain)	12.51 dBi
	ระบายสนามไฟฟ้า (E-plane)	
	ทิศทางของโหนดหลัก (main lobe direction)	1 degree

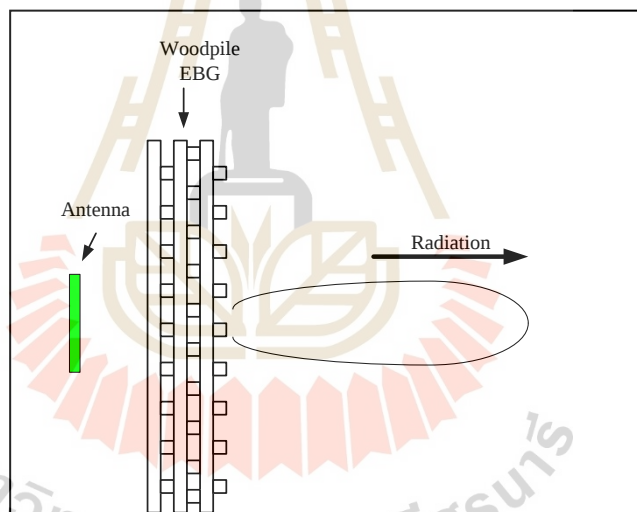
ความถี่	พารามิเตอร์	ผลการจำลอง
1,090 MHz (ระบบพีสัญญาณฝ่าย)	ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half power beam width)	35.9 degree
	ระดับพูข้าง (side lobe level)	-18.2 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)	
	ทิศทางของโหลบหลัก (main lobe direction)	6 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half power beam width)	48.1 degree
	ระดับพูข้าง (side lobe level)	-
1,300 MHz (ระบบเรดาร์หลัก)	อัตราขยาย (gain)	10.85 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane)	
	ทิศทางของโหลบหลัก (main lobe direction)	0 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half power beam width)	62 degree
	ระดับพูข้าง (side lobe level)	-
	ระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane)	
	ทิศทางของโหลบหลัก (main lobe direction)	0 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง (half power beam width)	43.9 degree
	ระดับพูข้าง (side lobe level)	-17.6 dB

4.3 อภิวัดรูปแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

ในหัวข้อนี้ได้อธิบายการเลือกใช้และออกแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า หรือเรียกสั้นว่า EBG เพื่อนำมาใช้ประยุกต์ทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรเพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศให้ดีขึ้น จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 2 และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในบทที่ 3 นั้น พบว่าโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าที่นิยมนำมาใช้ในการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศนั้นมีอยู่ 2 ชนิด คือโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ด กับโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกองปิน ซึ่งโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าทั้ง 2 แบบนั้นมีคุณสมบัติของการนำมาประยุกต์ที่แตกต่างกัน



(ก) โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ด



(ข) โครงสร้างช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกองฟืน

รูปที่ 4.4 รูปแบบการประยุกต์ใช้งานระหว่างสายอากาศและโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า

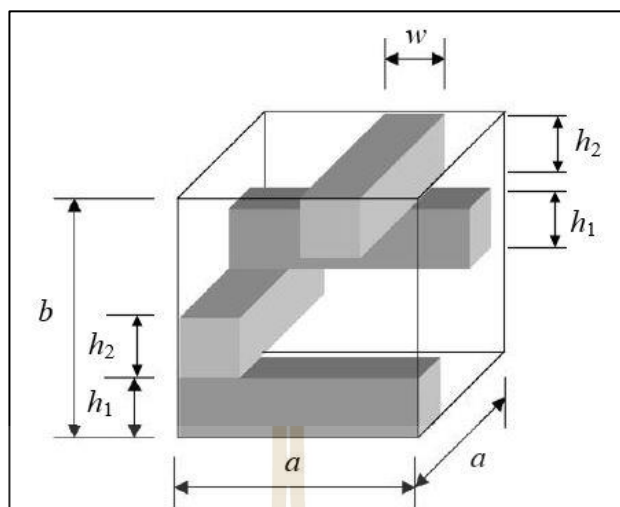
สำหรับโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ดนั้นนิยมนำมาประยุกต์ใช้งานด้วยการกระตุ้นของสายอากาศจากด้านหน้าของโครงสร้าง หรือวางในลักษณะคล้ายกับตัวสะท้อน ให้กับสายอากาศที่ต้องการเพิ่มประสิทธิภาพ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 (ก) และจุดเด่นอีกประการหนึ่งคือมี

โครงสร้างที่ไม่ซับซ้อน ออกแบบได้ง่ายเนื่องจากการสร้างตัวโครงสร้างส่วนใหญ่จะใช้แผ่น FR4 ในการสร้างจึงทำให้มีต้นทุนในการสร้างต่ำและหาได้ง่าย ส่วนโพรงช่องแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ กองพินนั้นนิยมนำมาประยุกต์ใช้งานในลักษณะที่ใช้การกระตุ้นของสายอากาศจากทางด้านหลัง ของโครงสร้าง โดยวางในลักษณะเป็นไดเรกเตอร์ (director) ซึ่งข้อดีของการใช้โพรงช่องแถบ แม่เหล็กไฟฟ้าแบบกองพินนั้นสามารถช่วยเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศได้สูงมากเมื่อเทียบกับ โพรงช่องแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบดอกเห็ด แต่ข้อเสียของการนำโพรงช่องแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ กองพินมาใช้นั้นคือโครงสร้างจะต้องวางห่างจากสายอากาศที่ใช้ในการกระตุ้นในระยะที่ห่าง ก่อนข้างมากพอสมควรจึงจะทำให้ EBG ทำงานได้ประสิทธิภาพสูงดังรูปที่ 4.4 (ข)

4.3.1 การออกแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า 1 หน่วยเซลล์

ในการออกแบบโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กนั้นได้พิจารณา เลือกใช้โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกองพินมาใช้งานมาประยุกต์ในการออกแบบร่วมกับ สายอากาศปากแตรเนื่องจากจุดเด่นของ EBG แบบกองพินคือช่วยเพิ่มอัตราขยายได้สูงมากดังแสดง ในรูปที่ 4.5 สามารถนำมาออกแบบและประยุกต์ให้ทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรได้อย่างมี ประสิทธิภาพ

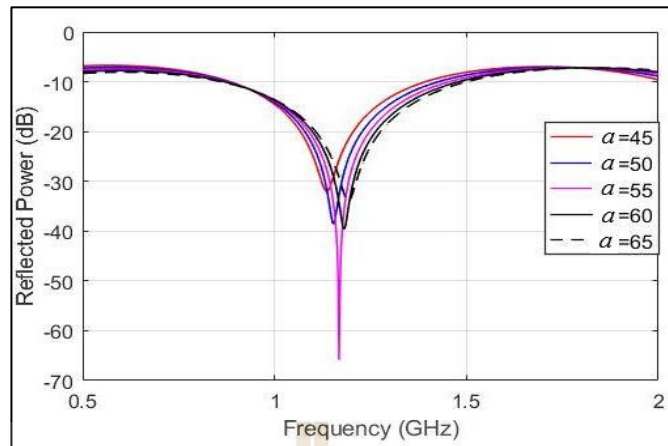
โดยทั่วไปแล้วโครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ ที่โพรงเป็นลักษณะแบบกองพิน แบบระนาบ (Weily et al., 2005; Lee et al., 2009) จะมีโครงสร้างทางกายภาพที่มีลักษณะเป็นชั้น ๆ (layer-by-layer) ประกอบด้วยแท่งที่มีพื้นที่หน้าตัดเป็นวงกลมหรือสี่เหลี่ยมจัตุรัสก็ได้ มาจัดวาง เรียงตัวกัน รูปที่ 4.5 แสดงหนึ่งหน่วยเซลล์ของโพรงเป็นลักษณะแบบกองพินแบบระนาบที่มีสี่ชั้น ซึ่งถูกกำหนดด้วยค่าพารามิเตอร์ คือ ค่าคงที่แลตทิซหรือ ความยาวซ้ำในระนาบแนวนอน (a) ความ กว้างของแท่ง (w) และความสูงรวมของหนึ่งหน่วยเซลล์ (total height of the unit cell: b)



รูปที่ 4.5 หนึ่งหน่วยเซลล์ของโครงเป็นลักษณะกองพื้นแบบระนาบที่มีสี่ชั้น
(Weily et al., 2005)

4.3.2 การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความยาวซ้ำในระนาบแนวนอน (a)

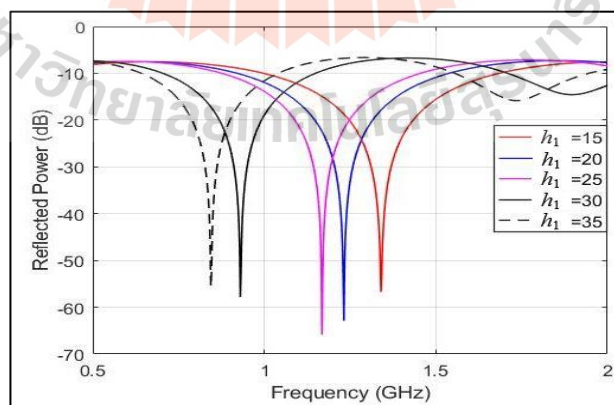
ในขั้นตอนแรกจำลองโครงสร้าง EBG โดยใช้วัสดุเป็นซูเปอร์สตรีน PA 66 และทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์เพื่อวิเคราะห์ให้ได้คุณสมบัติที่เหมาะสมที่สุดของพารามิเตอร์แต่ละตัว คือ โครงสร้าง EBG สามารถรองรับช่วงความถี่ตั้งแต่ 1,030 MHz ถึง 1,300 MHz ได้ โดยทำการปรับพารามิเตอร์ที่ละตัวขณะที่ค่าพารามิเตอร์อื่นคงที่ จากนั้นทำการปรับความยาวซ้ำในระนาบแนวนอน (a) ที่ละค่า โดยมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 45 มม., 50 มม., 55 มม., 60 มม., 65 มม., ตามลำดับ พบว่าเมื่อความยาวซ้ำในระนาบแนวนอนเปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของ EBG โดยที่ขนาดของ a เพิ่มขึ้นจะทำให้ตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนไปยังความถี่สูงขึ้น สุดท้ายได้พิจารณาความยาวซ้ำในระนาบแนวนอนที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 55 มม. ดังแสดงในรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวซ้ำในระนาบแนวนอน α

4.3.3 การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความสูงของแท่งชั้นที่ 1 และ 3 (h_1)

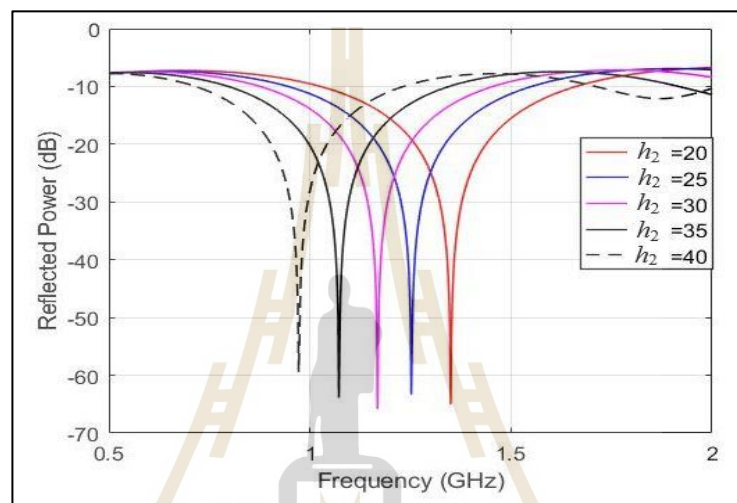
ทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของแท่งชั้นที่ 1 และ 3 (h_1) ทีละค่า โดยมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 15 มม., 20 มม., 25 มม., 30 มม., 35 มม. ตามลำดับ พบว่าเมื่อความสูงของแท่งเปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของ EBG โดยที่ขนาดของ h_1 เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนไปยังความถี่ต่ำ สุดท้ายได้พิจารณาความสูงของแท่งที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 25 มม. ดังแสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของแท่ง h_1

4.3.4 การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความสูงของแท่งชั้นที่ 2 และ 4 (h_2)

ทำการเปลี่ยนแปลงความสูงของแท่งชั้นที่ 2 และ 4 (h_2) ทีละค่า โดยมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 20 มม., 25 มม., 30 มม., 35 มม., 40 มม. ตามลำดับ พบว่าเมื่อความสูงของแท่งเปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของ EBG โดยที่ขนาดของ h_2 เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนไปยังความถี่ต่ำ สุดท้ายได้พิจารณาความสูงของแท่งที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 30 มม. ดังแสดงในรูปที่ 4.8

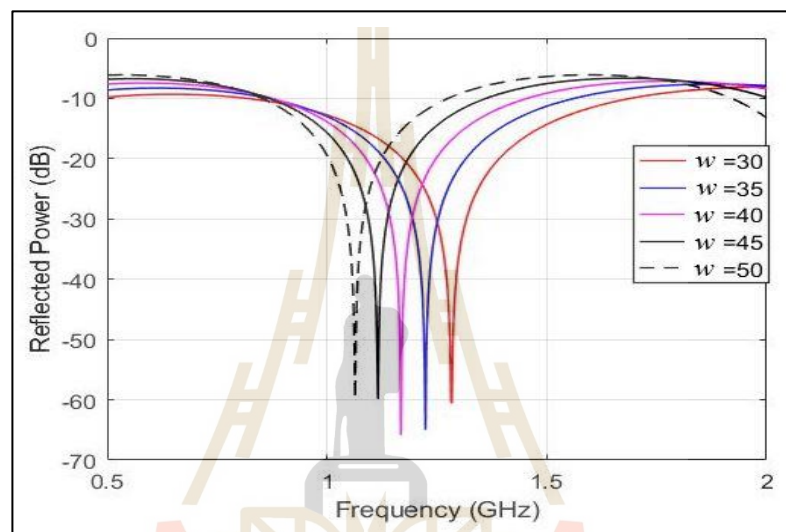


รูปที่ 4.8 แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความสูงของแท่ง h_2

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

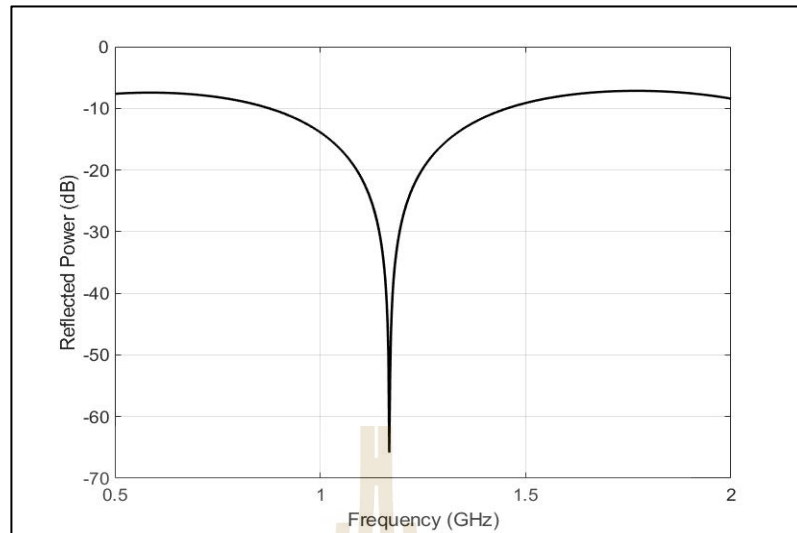
4.3.5 การจำลอง EBG 1 หน่วยเซลล์ด้วยการปรับความยาวของแท่ง (w)

ทำการเปลี่ยนแปลงความยาวของแท่ง (w) ที่ละค่า โดยมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 30 มม., 35 มม., 40 มม., 45 มม., 50 มม. ตามลำดับ พบว่าเมื่อความยาวของแท่งเปลี่ยนแปลงจะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของ EBG โดยที่ขนาดของ w เพิ่มมากขึ้นจะทำให้ตำแหน่งของความถี่เรโซแนนซ์เลื่อนไปยังความถี่ต่ำ สุดท้ายได้พิจารณาความยาวของแท่งที่เหมาะสมที่สุดจะมีค่าเท่ากับ 40 มม. ดังแสดงในรูปที่ 4.9



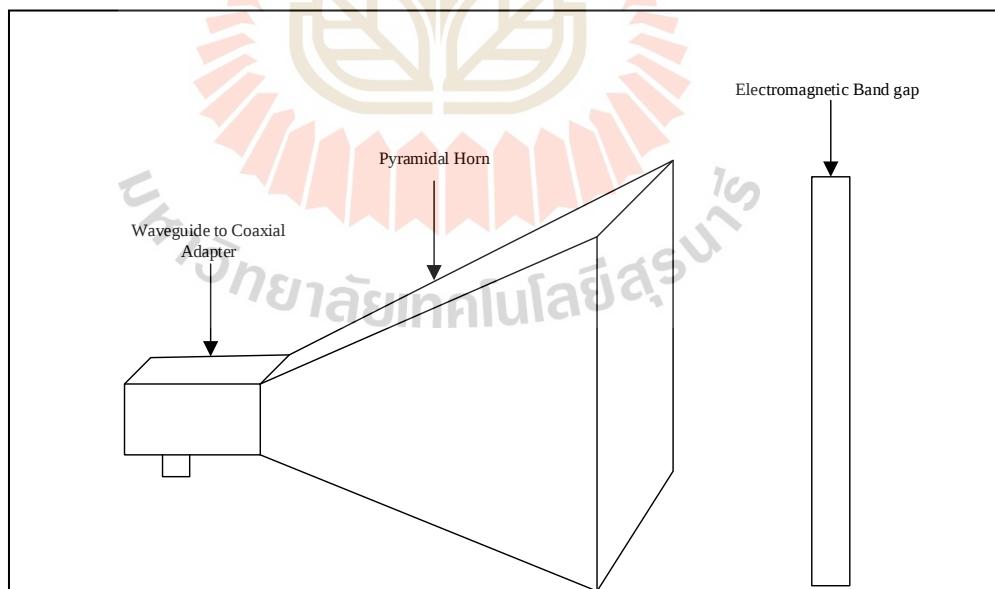
รูปที่ 4.9 แสดงผลกระทบที่เกิดขึ้นกับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของแท่ง w

จากการใช้โปรแกรมสำเร็จรูปปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของ EBG จนกระทั่งเหมาะสมทำให้ได้ผลเฉลยของโครงสร้าง EBG ซึ่งมีความยาวซ้ำในระนาบแนวนอนเท่ากับ 55 มม. ความสูงของแท่งชั้นที่ 1 และ 3 เท่ากับ 25 มม. ความสูงของแท่งชั้นที่ 2 และ 4 เท่ากับ 30 มม. ความยาวของแท่งเท่ากับ 40 มม. และมีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ที่ S_{11} เท่ากับ -15 dB ตั้งแต่ 1,050 MHz ถึง 1,370 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของ EBG หนึ่งหน่วยเซลล์

4.4 การออกแบบการประยุกต์ใช้อิทธิพลแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบ กึ่งเฟ้นร่วมกับสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น

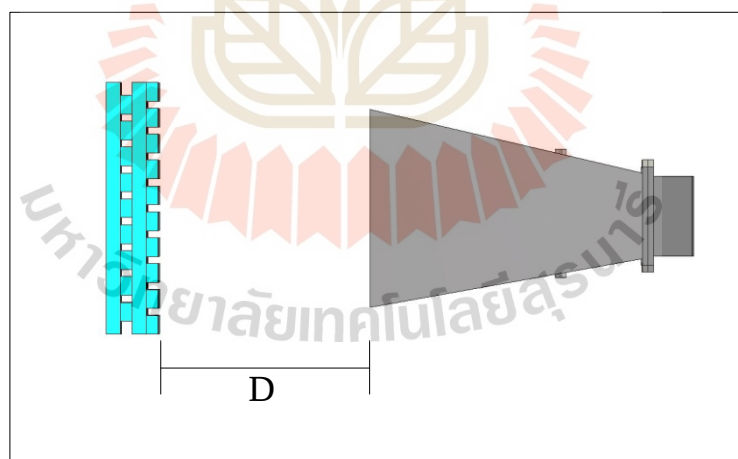


รูปที่ 4.11 โครงสร้างสายอากาศปากแตรที่จะดำเนินการพัฒนาทำงานร่วมกับอิทธิพล
แบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบกึ่งเฟ้น

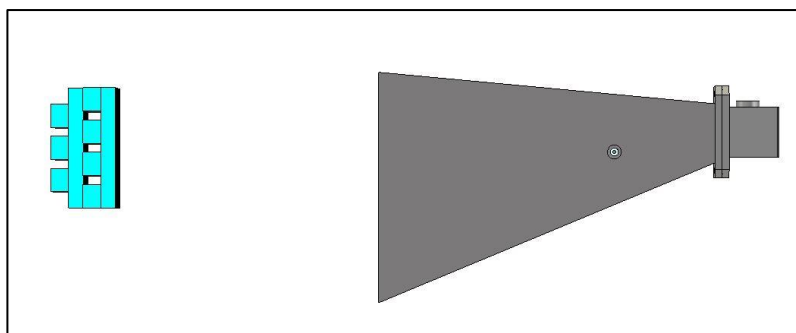
การออกแบบในส่วนของการประยุกต์โครงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าแบบก้องพื้นร่วมกับสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นนั้นมีแนวทางในการออกแบบโครงสร้างดังแสดงในรูป 4.11 โดยนำ EBG 1 หน่วยเซลล์มาจัดเรียงโครงสร้างให้เต็มหน้าอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ดังแสดงในรูปที่ 4.12 มาวางไว้ข้างหน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร

4.4.1 การพิจารณาระยะตำแหน่งการวางโครงสร้าง EBG ที่ตำแหน่งอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น

ทำจำลองผลและวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปเพื่อหาคำแหน่งและขนาดของ EBG ที่เหมาะสม พบว่าโครงสร้าง EBG ขนาด 9×3 มีขนาดที่เหมาะสมสำหรับนำมาวางที่อะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 4.12 ในการจำลองนั้นได้ทำการเปลี่ยนระยะห่างระหว่างโครงสร้าง EBG ขนาด 9×3 กับอะเพอร์เจอร์ (D) ตั้งแต่ 0 มม. จนถึง 600 มม. เพื่อพิจารณาผลของอัตราขยายของเรดาร์ทั้ง 2 ระบบทั้ง 3 ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz, และ 1,300 MHz เมื่อระยะห่างมีการเปลี่ยนแปลง โดยผลที่ได้จากการจำลองจะถูกแสดงดังตารางที่ 4.2



(ก) รูปด้านข้างของสายอากาศ



(ข) รูปด้านบนของสายอากาศ

รูปที่ 4.12 การจำลองการใส่ EBG ไว้หน้าอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตร

ตารางที่ 4.2 ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป

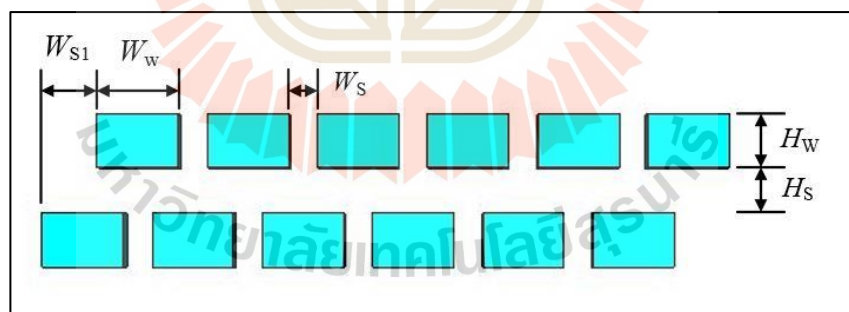
ระยะห่างระหว่าง EBG กับ อะเพอร์เจอร์	อัตราขยาย (dBi)		
	ความถี่ 1,030 MHz	ความถี่ 1,090 MHz	ความถี่ 1,300 MHz
0 มม.	12.05	12.07	10.56
100 มม.	12.60	13.34	11.92
200 มม.	12.98	12.35	11.95
300 มม.	13.85	13.46	12.18
400 มม.	13.24	13.7	12.91
450 มม.	14.15	14.4	13.12
500 มม.	13.97	13.45	13.42
600 มม.	14.30	13.74	13.68

จากตารางที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มระยะห่างระหว่างโครงสร้าง EBG กับอะเพอร์เจอร์มากขึ้นจะส่งผลให้อัตราขยายของสายอากาศปากแตรมากขึ้นด้วย โดยที่ระยะห่าง 450 มม. สายอากาศปากแตรที่มีความถี่ระบบเรดาร์ 1,300 MHz เพิ่มสูงขึ้นถึง 2.27 dB และส่วนในระบบ พิสูจน์ฝ่ายที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นเท่ากับ 1.76 dBi และ 1.89 dBi ตามลำดับ สำหรับในส่วนของทิศทางของโพลหลักในระนาบสนามแม่เหล็กของระบบพิสูจน์ฝ่ายที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz มีทิศทางของโพลหลักอยู่ที่ทิศ 3 องศา และ 4 องศา (ทาง

ด้านขวาของ 0 องศา) และทิศทางของโหนดหลักในระนาบสนามไฟฟ้าของระบบในระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz มีทิศทางของโหนดหลักอยู่ที่ทิศ 2 องศา (ทางด้านขวาของ 0 องศา) ซึ่งจากการเพิ่มโครงสร้าง EBG ขนาด 9×3 ไว้ข้างหน้าอะเพอร์เจอร์ที่ระยะ 450 มม. สามารถเพิ่มอัตราขยายทั้งสองระบบของสายอากาศระบบเรดาร์ขึ้นมาประมาณ 2 dB แต่ในส่วนทิศทางของโหนดหลักของสายอากาศทั้งส่วนของระบบพิกัดด้านซ้ายและระบบเรดาร์หลักยังไม่เป็นไปตามระบบเรดาร์แบบเดิม จึงควรหาวัสดุชนิดอื่นที่สามารถแยกข้อคลื่นระหว่างแนวตั้งกับแนวนอนได้อย่างชัดเจนมาติดตั้งที่ด้านข้างโครงสร้าง EBG เพื่อรองรับค่าคลื่นหลักของระบบพิกัดด้านซ้าย

4.5 วัสดุแบบตัวกลางแบบเส้น

วัสดุแบบตัวกลางแบบเส้นเป็นวัสดุที่สามารถแยกข้อคลื่นได้อย่างชัดเจน ดังนั้นจึงออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นเพื่อให้มีคุณสมบัติและรูปแบบโครงสร้างที่เหมาะสมสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองข้อคลื่นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบพิกัดด้านซ้ายของสายอากาศที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz วางไว้ด้านข้างโครงสร้าง EBG ข้างหน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร โดยจะใช้วัสดุไดอิเล็กตริกเป็น ซุปเปอร์สตรีน PA 66 เช่นเดียวกับตัวโครงสร้าง EBG หลังจากนั้นจำลองผลเพื่อให้ได้ขนาดและระยะห่างของโครงสร้างที่เหมาะสม



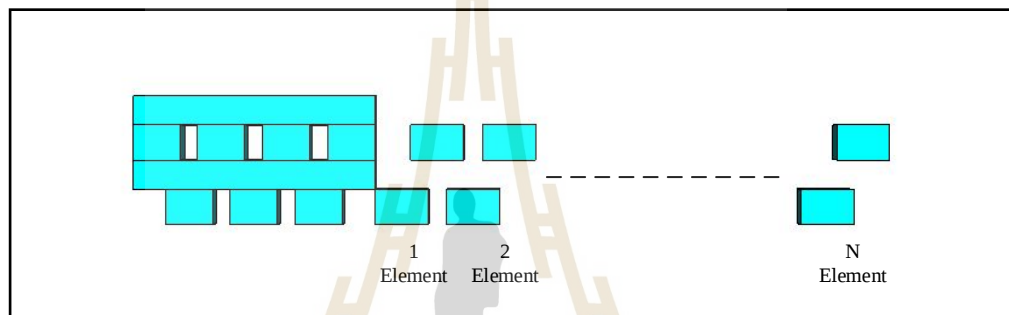
รูปที่ 4.13 โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นที่ทำการออกแบบ

รูปที่ 4.13 แสดงโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นที่ทำการออกแบบ โดยออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่สามารถรองรับช่วงความถี่ 1,030 MHz ถึง 1,090 MHz โดยได้ขนาดของพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นดังต่อไปนี้ ขนาดความกว้างของแท่ง (W_w) เท่ากับ 45 มม. ความหนาของแท่ง (H_w) เท่ากับ 30 มม. ความยาวของแท่ง (W_s) เท่ากับ

535 มม. ระยะห่างระหว่างแท่ง (w_s) เท่ากับ 16 มม. ระยะห่างระหว่างชั้น (H_s) เท่ากับ 25 มม. และจำนวนชั้นของแบบเส้น (n) = 2 โดยใช้อากาศเป็นไดอิเล็กตริกสำหรับช่องว่างระหว่างชั้นของเส้น

4.6 การพิจารณาโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น

4.6.1 การพิจารณาจำนวนอีลิเมนต์ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นที่ตำแหน่งด้านข้างโครงสร้าง EBG



รูปที่ 4.14 การพิจารณาการเพิ่มจำนวนอีลิเมนต์ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้น

หลังจากการออกแบบและพิจารณาตัวโครงสร้างอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นแล้ว ต่อไปจะเป็นการพิจารณาจำนวนอีลิเมนต์ของตัวกลางแบบเส้นที่เหมาะสมต่อการร่วมงานกับสายอากาศ ซึ่งการพิจารณาอีลิเมนต์จะกำหนดให้อีลิเมนต์แรกอยู่ติดกับโครงสร้าง EBG ด้วยการเพิ่มจำนวนอีลิเมนต์จำนวน 5 ครั้ง คือ 2 อีลิเมนต์, 4 อีลิเมนต์, 6 อีลิเมนต์, 7 อีลิเมนต์, และ 8 อีลิเมนต์ โดยกำหนดให้ระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์มีค่าเท่ากับ 16 มม. ดังแสดงในรูปที่ 4.14 ซึ่งจากการจำลองผลโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนอีลิเมนต์ของตัวกลางแบบเส้นจะส่งผลให้ทิศทางของโพลหลักทั้งสองระบบมีทิศทางชี้ไปทางเดียวกับตัวโครงสร้างตัวกลางแบบเส้น (ทางซ้ายของ 0 องศา) โดยผลของการเปลี่ยนแปลงทิศทางของโพลหลักทั้ง 2 ระบบ จะถูกแสดงในตารางที่ 4.3 พบว่าเมื่อเพิ่มจำนวนอีลิเมนต์เท่ากับ 6 อีลิเมนต์ ซึ่งเป็นจำนวนที่เหมาะสมที่สุดเนื่องจากสามารถทำให้ทิศทางของโพลหลักของระบบพิสจันต์ฝ่ายทั้ง 1,030 MHz และ 1,090 MHz อยู่ที่ 6 องศา ตามทิศทางของสายอากาศระบบเทคโนโลยีเดิม แต่ที่ระบบเรดาร์หลักที่ 6 อีลิเมนต์ มีทิศทางของโพลหลักอยู่ที่มุม 10 องศา (ทางซ้ายของมุม 0 องศา) ซึ่งยังไม่เป็นไปตามผลที่ต้องการ

ที่จะต้องบังคับให้อยู่ที่ 0 องศา และมีอัตราขยายของความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และ 1,300 MHz เท่ากับ 15.59 dBi, 15.47 dBi และ 13.53 dBi ตามลำดับ

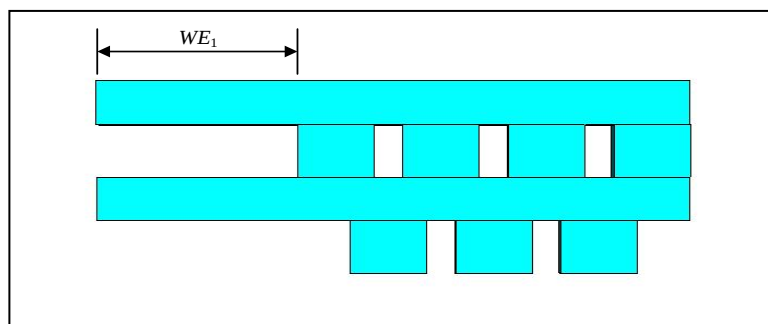
ตารางที่ 4.3 ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป

จำนวนอีลิเมนต์	ทิศทางของโหลบลหลัก		
	ความถี่ 1,030 MHz	ความถี่ 1,090 MHz	ความถี่ 1,300 MHz
0	3 องศา (Right)	4 องศา (Right)	2 องศา (Right)
2	1 องศา (Right)	1 องศา (Right)	1 องศา (Left)
4	2 องศา (Left)	2 องศา (Left)	6 องศา (Left)
6	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	10 องศา (Left)
7	8 องศา (Left)	8 องศา (Left)	10 องศา (Left)
8	8 องศา (Left)	9 องศา (Left)	0 องศา

4.7 การพิจารณาการปรับทิศทางของโหลบลหลักของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้น

4.7.1 การเพิ่มแท่งซูเปอร์สโตนที่ด้านข้างโครงสร้าง EBG

หลังจากที่นำอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นมาใช้งานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดพบว่า โครงสร้างอภิวัดสามารถเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศประมาณ 3 dB และสามารถบังคับทิศทางของโหลบลหลักของระบบพิสูจน์ฝ่ายที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz ให้อยู่ที่มุม 6 องศา ตามที่ต้องการได้ แต่ทิศทางของโหลบลหลักของระบบเรดาร์หลักยังมีทิศทางที่ไม่เป็นไปตามที่ต้องการซึ่งอยู่ที่มุม 10 องศา (ทางซ้ายของ 0 องศา) ดังนั้นในขั้นตอนต่อไปจะเป็นการปรับทิศทางของโหลบลหลักของระบบเรดาร์หลักให้มีทิศทางให้มีทิศทางอยู่ที่มุม 0 องศา ตามต้องการ โดยทำการเพิ่มแท่งซูเปอร์สโตนที่มีขนาดความกว้าง 30 มม. และความหนาเท่ากับ 25 มม.เข้าไปที่ด้านข้างของโครงสร้าง EBG ในลักษณะตัวกลางแบบเส้นดังที่อยู่ในระนาบเดียวกับโพรงของระบบเรดาร์หลักแสดงในรูปที่ 4.15 เพื่อเพิ่มพื้นที่ให้รองรับกับหน้าอะเพอร์เจอร์ให้มากขึ้น หลังจากนั้นทำการปรับเปลี่ยนความยาวของแท่งเพื่อผลการเปลี่ยนแปลงของทิศทางของโหลบลหลักทั้งสองระบบโดยที่ความยาวมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 50 มม., 100 มม., 105 มม., 110 มม., 115 มม. และ 120 มม.ตามลำดับ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของทิศทางของโหลบลหลักของทั้งสองระบบจะถูกแสดงดังตารางที่ 4.4



รูปที่ 4.15 การเพิ่มแท่งซูเปอร์ไลน์ที่ด้านข้างโครงสร้าง EBG

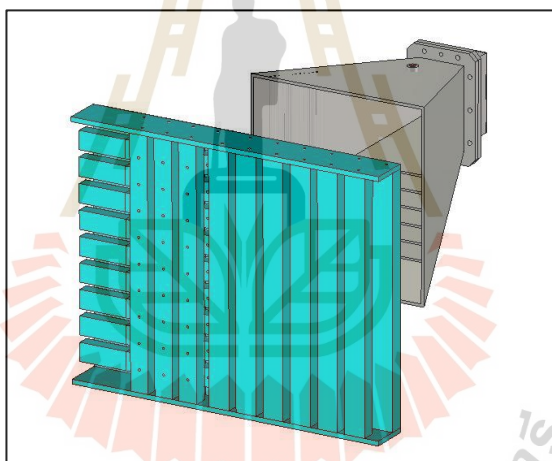
ตารางที่ 4.4 ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป

ขนาด (มม.)	ทิศทางของโหลบหลัก		
	ความถี่ 1,030 MHz	ความถี่ 1,090 MHz	ความถี่ 1,300 MHz
50	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)
100	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	3 องศา (Left)
105	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	0 องศา
110	4 องศา (Left)	5 องศา (Left)	1 องศา (Right)
115	4 องศา (Left)	5 องศา (Left)	2 องศา (Right)
120	4 องศา (Left)	5 องศา (Left)	3 องศา (Right)

จากตารางที่ 4.4 ผลการจำลองเปลี่ยนความยาวของแท่งด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปพบว่าแท่งซูเปอร์ไลน์ที่ถูกใส่ที่ด้านข้างของโครงสร้าง EBG สามารถปรับทิศทางของโหลบหลักระบบเรดาร์หลักได้ ซึ่งเมื่อเพิ่มความยาวของแท่งซูเปอร์ไลน์ให้ยาวขึ้น ทิศทางของโหลบหลักทั้งสองระบบจะเปลี่ยนแปลงไปทางที่แท่งซูเปอร์ไลน์ยาวออกไป (ทางขวาของ 0 องศา) โดยขนาดความยาวของแท่งซูเปอร์ไลน์ที่เหมาะสมที่สามารถทำให้ทิศทางของโหลบหลักที่ความถี่ 1,300 MHz มีทิศทางของโหลบหลักอยู่ที่มุม 0 องศา และสามารถคงทิศทางของโหลบหลักที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz ให้มีทิศทางของโหลบหลักอยู่ที่มุม 6 องศา มีขนาดความกว้างเท่ากับ 30 มม. ความหนาเท่ากับ 25 มม. และความยาวเท่ากับ 105 มม. มีอัตราขยายของทั้งสองระบบที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และ 1,300 MHz เท่ากับ 15.60 dBi, 15.41 dBi และ 13.81 dBi ตามลำดับ ซึ่งมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากสายอากาศปากแตรประมาณ 3 dB

4.7.2 การเพิ่มแผ่นชุปเปอร์ลินที่ด้านบนและด้านล่างของโครงสร้างอภิวัด

เนื่องจากโครงสร้างอภิวัดที่ออกแบบใช้งานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดทั้ง 2 ชนิดในโปรแกรมสำเร็จรูปเป็นการออกแบบลอยๆ ไม่มีวัสดุยึดเข้าด้วยกัน ซึ่งเมื่อนำไปสร้างต้นแบบตัวโครงสร้างอภิวัดทั้งสองชนิดจะต้องมีวัสดุมายึดโครงสร้างทั้งสองเข้าด้วยกัน จึงต้องออกแบบวัสดุที่เพิ่มเข้าไปสำหรับยึดตัวโครงสร้างอภิวัดทั้งสองแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปเพื่อศึกษาผลกระทบทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นจึงใช้แผ่นชุปเปอร์ลินสำหรับยึดโครงสร้างอภิวัดทั้งสองโดยจะเพิ่มเข้าไปที่ด้านบนและด้านล่างของโครงสร้างอภิวัดทั้งสอง ดังแสดงในรูปที่ 4.16 และใช้สกรูในการยึดโครงสร้างทั้งหลายเข้าด้วยกัน สำหรับแผ่นชุปเปอร์ลินที่ใช้มีขนาดความกว้างเท่ากับ 85 มม. ความหนาเท่ากับ 10 มม. ความยาวเท่ากับ 690 มม. และใช้ขนาดของสกรูเบอร์ M6 ในการออกแบบ โดยผลกระทบต่อทิศทางของโหลบลหลักและอัตราขยายจะถูกแสดงไว้ในตารางที่ 4.5



รูปที่ 4.16 การเพิ่มแผ่นชุปเปอร์ลินสำหรับยึดโครงสร้างอภิวัด

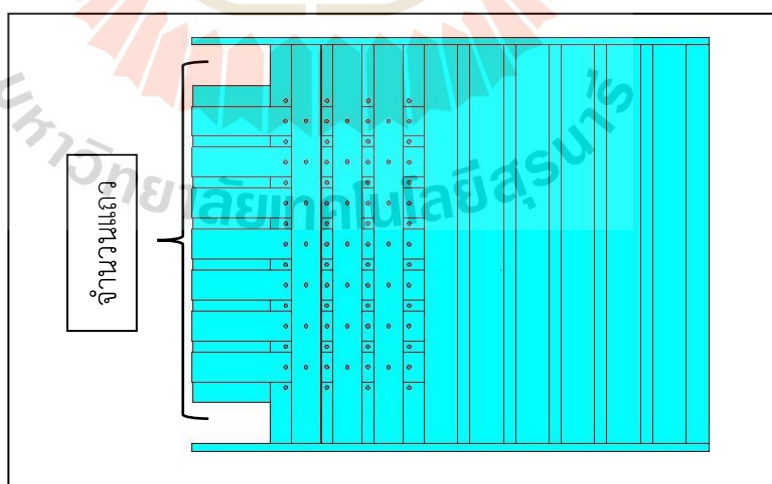
ตารางที่ 4.5 ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป

ความถี่	ไม่มีวัสดุสำหรับยึดโครงสร้างอภิวัดทั้งสอง		มีวัสดุสำหรับยึดโครงสร้างอภิวัดทั้งสอง	
	ทิศทางของโหลบลหลัก	อัตราขยาย	ทิศทางของโหลบลหลัก	อัตราขยาย
1,030 MHz	6 องศา (Left)	15.60 dBi	6 องศา (Left)	15.59 dBi
1,090 MHz	6 องศา (Left)	15.41 dBi	6 องศา (Left)	15.40 dBi
1,300 MHz	0 องศา	13.81 dBi	2 องศา (Left)	13.74 dBi

จากตารางที่ 4.5 แสดงผลการจำลองการเพิ่มแผ่นซูเปอร์ลินสำหรับยึดโครงสร้าง อภิวัตต์ พบว่าเมื่อทำการเพิ่มวัสดุสำหรับยึดโครงสร้างอภิวัตต์ทั้งสองเข้าด้วยกันโดยใช้แผ่น ซูเปอร์ลิน มีผลกระทบต่ออัตราขยายทั้งสองระบบเพียงเล็กน้อย และมีผลกระทบต่อทิศทางของ โอลบหลักในระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz ซึ่งมีทิศทางของโอลบหลักจะเลื่อนไปอยู่ที่มุม 2 องศา (ทางซ้ายของ 0 องศา) เนื่องจากแผ่นซูเปอร์ลินที่ถูกเพิ่มเข้าไปสำหรับยึดโครงสร้าง อภิวัตต์ทั้งสองนั้นวางอยู่แนวเดียวกันกับข้อคลื่นของระบบเรดาร์หลักจึงส่งผลกระทบเฉพาะทิศทาง ของโอลบหลักในระบบเรดาร์หลักเพียงระบบเดียว

4.7.3 การพิจารณาการเปลี่ยนแปลงจำนวนแถวของโครงสร้าง EBG

เนื่องจากขั้นตอนการออกแบบที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่าอัตราขยายของสายอากาศ ปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและตัวกลางแบบเส้นของระบบเรดาร์ หลักที่ความถี่ 1,300 MHz เพิ่มสูงขึ้น แต่ยังไม่ถึง 2 เท่า (3 dB) ดังนั้นในขั้นตอนนี้จะเป็นการปรับ จำนวนแถวในส่วน of โครงสร้าง EBG ดังแสดงในรูปที่ 4.17 เพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงของ อัตราขยายและทิศทางของโอลบหลักของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโพรงช่องว่างแถบ แม่เหล็กไฟฟ้าและตัวกลางแบบเส้นทั้งสองระบบ โดยจะเริ่มจากจำนวนแถวที่ได้ออกแบบไว้ตั้งแต่ ต้นซึ่งมีจำนวน 9 แถว หลังจากนั้นจะลดเหลือ 7 แถว และ 5 แถว ตามลำดับ ซึ่งผลการจำลองที่ได้ จากการโปรแกรมสำเร็จรูปจะถูกแสดงไว้ในตารางที่ 4.6



รูปที่ 4.17 การเปลี่ยนแปลงจำนวนแถวของโครงสร้าง EBG

ตารางที่ 4.6 ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป

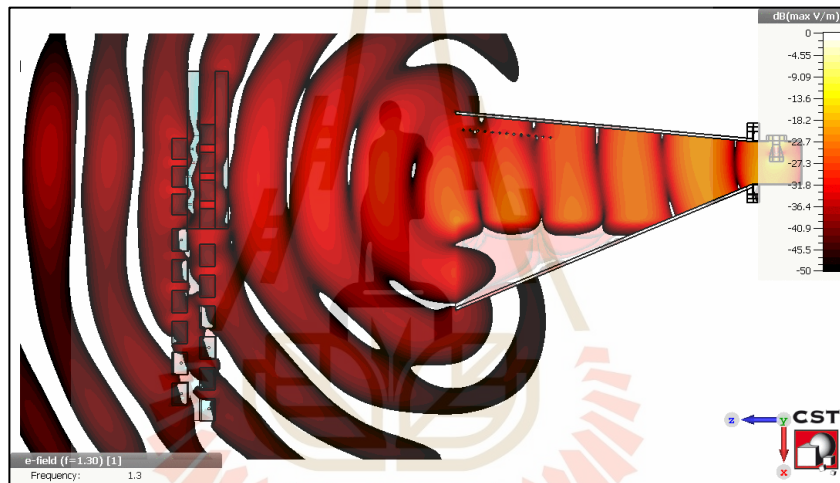
ความถี่	จำนวนแถว EBG	ทิศทางของโหลบหลัก	อัตราขยาย
1,030 MHz	5	6 องศา (Left)	15.64 dBi
	7	6 องศา (Left)	15.66 dBi
	9	6 องศา (Left)	15.64 dBi
1,090 MHz	5	6 องศา (Left)	15.58 dBi
	7	6 องศา (Left)	15.52 dBi
	9	6 องศา (Left)	15.40 dBi
1,300 MHz	5	6 องศา (Left)	13.79 dBi
	7	3 องศา (Right)	13.85 dBi
	9	2 องศา (Left)	13.74 dBi

จากตารางที่ 4.6 แสดงผลการจำลองเมื่อทำการเปลี่ยนแปลงจำนวนแถวของโครงสร้าง EBG พบว่าเมื่อจำนวนแถวของโครงสร้าง EBG ลดลงจะส่งผลให้อัตราขยายที่ความถี่ 1,300 MHz เพิ่มขึ้นสูงขึ้นที่จำนวนแถวของโครงสร้าง EBG เท่ากับ 7 แถว หลังจากนั้นจะลดลงอีกครั้งเมื่อจำนวนแถวลดลงเหลือ 5 แถว และส่งผลกระทบต่อทิศทางของโหลบหลัก สำหรับอัตราขยายในส่วนในช่วงความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz มีการเปลี่ยนแปลงไม่มากนักและยังสามารถคงทิศทางของโหลบหลักไว้ที่มุม 6 องศา ตามเดิม ดังนั้นจำนวนแถวที่เหมาะสมที่สุดคือจำนวนแถว 7 แถว เนื่องจากสายอากาศมีอัตราขยายเกิน 2 เท่า หรือมากกว่า 3 dB ทั้งระบบพิสจันต์ฝ่ายและระบบเรดาร์หลัก และสามารถรักษาทิศทางของโหลบหลักในระบบพิสจันต์ฝ่ายไว้ที่มุม 6 องศา แต่ทิศทางของโหลบหลักของระบบเรดาร์หลักอยู่ที่มุม 3 องศา (ทางขวาของ 0 องศา) ซึ่งยังไม่เป็นไปตามที่ต้องการคือมีทิศทางของโหลบหลักอยู่ที่มุมมุม 0 องศา

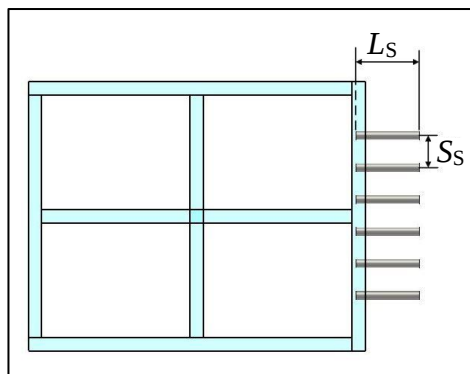
4.7.4 การปรับทิศทางของโหลบหลักในระบบเรดาร์หลักโดยใช้กริดโลหะ

หลังจากที่ปรับปรุงการออกแบบโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้น พบว่าตัวโครงสร้างอภิวัดนั้นสามารถเพิ่มอัตราขยายได้ประมาณ 2 เท่า และยังมีทิศทางโหลบหลักของระบบพิสจันต์ฝ่ายอยู่ที่มุม 6 องศา แต่สำหรับระบบเรดาร์หลักนั้นทิศทางของโหลบหลักยังไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ตามที่ต้องการคือ มีทิศทางของโหลบหลักอยู่ที่ 0 องศา จากการศึกษาสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,300 MHz (แสดงดังรูปที่ 4.18) พบว่าสนามไฟฟ้าที่หลุดออกจากสายอากาศปากแตรมีทิศทางเอียงตั้งแต่ออกมาจากหน้าอะเพอร์เจอร์

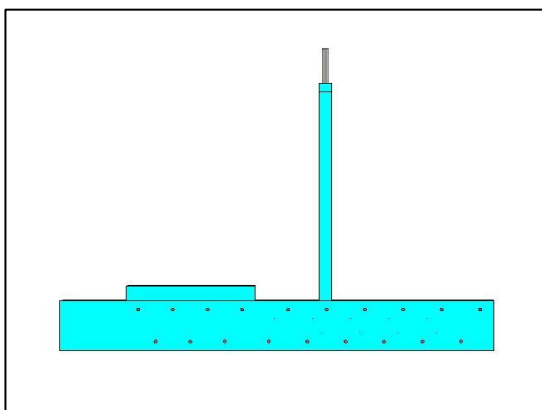
ดังนั้น ดังนั้นขั้นตอนต่อไปจะเป็นการปรับทิศทางของโหนดหลักของระบบเรดาร์หลักให้มีทิศทางให้มีทิศทางอยู่ที่มุม 0 องศา โดยการใช้กริดโลหะ (metallic grid) ที่ทำจากแท่งอลูมิเนียมกลมที่มีขนาด 3 หุน (9.53 มม.) จำนวน 6 แท่ง ที่มีระยะห่างระหว่างแท่ง (s_s) เท่ากับ 35.6 มม. วางไว้ที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศซึ่งมีระยะห่างจากสายอากาศเท่ากับ 40 มม. โดยจะถูกยึดเข้ากับโครงสร้างอภิวัดด้วยขายึดที่ทำจากวัสดุฉนวนด้วยรูปทรงที่เหมาะสมและไม่กีดขวางการเดินทางของคลื่นจากหน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 4.19 หลังจากนั้นทำการปรับเปลี่ยนความยาวของแท่ง (L_s) เพื่อดูผลการเปลี่ยนแปลงของทิศทางของโหนดหลักทั้งสองระบบโดยที่ความยาวมีค่าเริ่มต้นเท่ากับ 60 มม., 65 มม., 70 มม., 75 มม., และ 80 มม.ตามลำดับ ซึ่งการเปลี่ยนแปลงของทิศทางของโหนดหลักของทั้งเรดาร์หลักจะถูกแสดงดังตารางที่ 4.7



รูปที่ 4.18 แสดงสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,300 MHz ของสายอากาศปากแตรร่วมกับอภิวัด



(ก) ภาพด้านข้าง



(ข) ภาพด้านบน

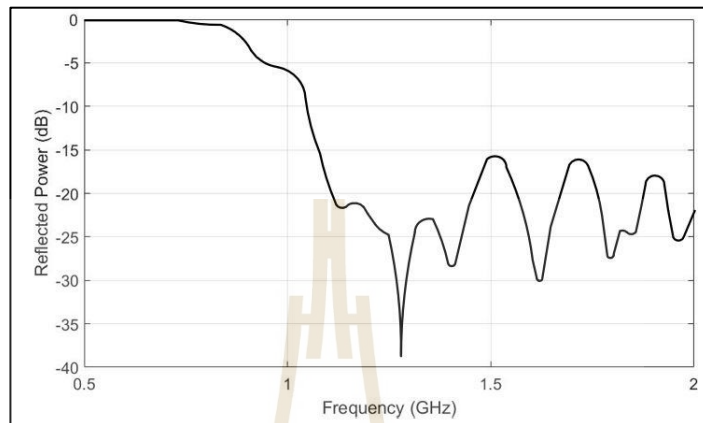
รูปที่ 4.19 แสดงลักษณะและขนาดของโครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่ม
แท่งอลูมิเนียมซึ่งทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดสำหรับระบบเรดาร์

ตารางที่ 4.7 ผลการจำลองจากโปรแกรมสำเร็จรูป

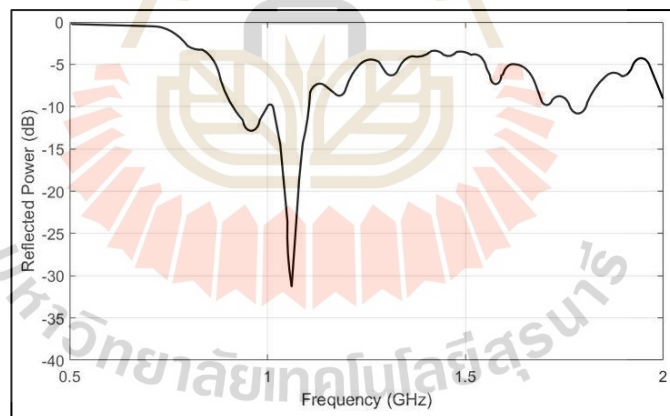
ขนาด (มม.)	ทิศทางของโหลบหลัก		
	ความถี่ 1,030 MHz	ความถี่ 1,090 MHz	ความถี่ 1,300 MHz
60	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	2 องศา (Right)
65	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	1 องศา (Right)
70	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	0 องศา
75	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	1 องศา (Left)
80	6 องศา (Left)	6 องศา (Left)	3 องศา (Left)

จากตารางที่ 4.7 แสดงผลการจำลองการปรับทิศทางของโหลบหลักในระบบเรดาร์หลักโดยใช้แท่งอลูมิเนียม พบว่าเมื่อทำการเพิ่มแท่งอลูมิเนียมกลมที่มีขนาด 3 หุน (9.53 มม.) จำนวน 6 แท่ง มีระยะห่างระหว่างแท่งเท่ากับ 35.6 มม. วางไว้ที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศซึ่งมีระยะห่างจากสายอากาศเท่ากับ 40 มม. โดยจะถูกยึดเข้ากับโครงสร้างอภิวัดด้วยขายึดที่ทำจากวัสดุชุบเปอร์ลีน สามารถปรับทิศทางของโหลบหลักของระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz ได้ ซึ่งความยาวของแท่งอลูมิเนียมที่เหมาะสมที่สุด มีความยาวเท่ากับ 70 มม. เนื่องจากสามารถบังคับทิศทางของโหลบหลักระบบเรดาร์ให้กลับมาอยู่ที่มุม 0 องศา และยังสามารถรักษาทิศทางของ

โหนดหลักในระบบพิสจันฝ่ายไว้ที่มุม 6 องศา ตามเดิม จากนั้นทำการจำลองผลโครงสร้างอภิวัดดูร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดอีกครั้งเพื่อพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศ จากรูปที่ 4.20 แสดงผลเฉลยของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนในหน่วย dB



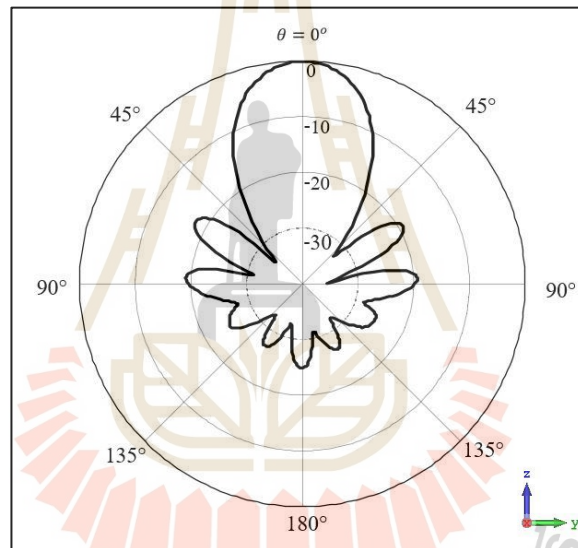
(ก) ระบบเรดาร์หลัก (S_{11})



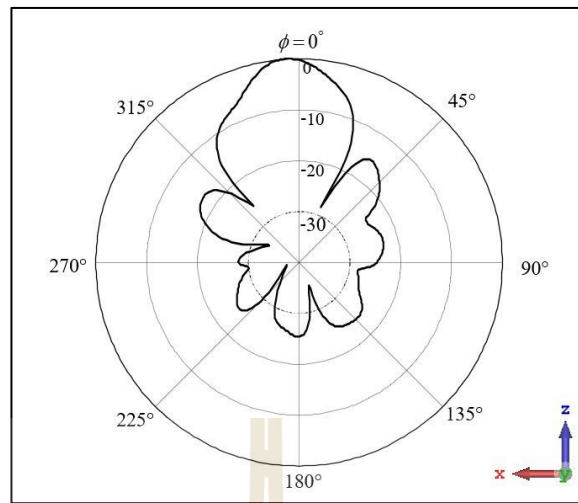
(ข) ระบบพิสจันฝ่าย (S_{11})

รูปที่ 4.20 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของ โครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลาง
เส้นที่เพิ่มแท่งอลูมิเนียมร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดสำหรับระบบ
เรดาร์

จากผลเฉลยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศของระบบเรดาร์หลักที่ป้อนกำลังที่ความถี่ 1,300 MHz เพียงความถี่เดียว พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ดังแสดงในรูปที่ 4.20 ก) เกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1,084 MHz – 1,504 MHz (ที่ S_{11} ไม่เกิน -15 dB) ซึ่งยังคงรักษาความกว้างแถบให้ครอบคลุมความถี่ใช้งานของระบบเรดาร์ที่กำหนดไว้ในช่วง 1,215 MHz – 1,365 MHz ได้ ส่วนในรูปที่ 4.20 ข) เป็นผลเฉลยของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศของระบบพิกัดที่ป้อนกำลังที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz ที่มีความต่างเฟส 180 องศา พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz เกิดการเรโซแนนซ์ในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1,026 MHz – 1,098 MHz (ที่ S_{22} ไม่เกิน -15 dB) ยังคงมีค่าใกล้เคียงกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดสำหรับระบบเรดาร์



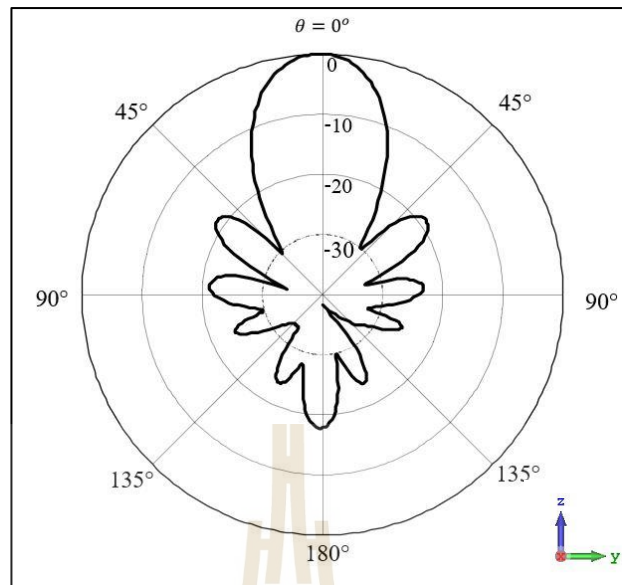
(ก) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,030 MHz



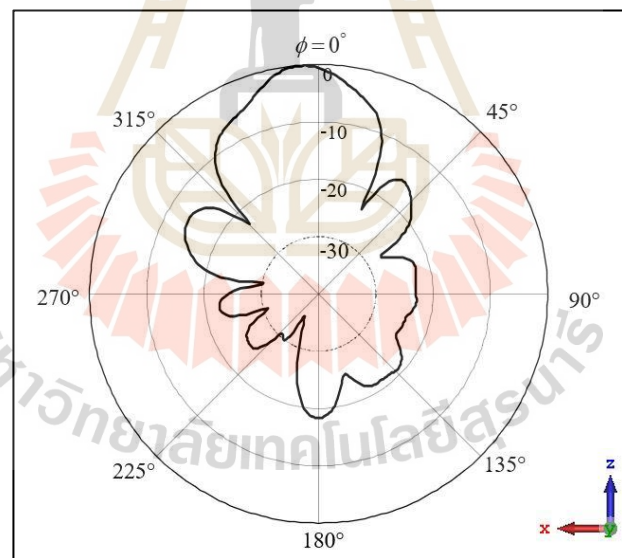
(ข) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 1,030 MHz

รูปที่ 4.21 แสดงแบบรูปการแผ่กำลังที่เกิดจากโครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางเส้นที่เพิ่มแท่งอลูมิเนียมทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดสำหรับระบบเรดาร์

จากผลเฉลยของแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศระบบพิกัดขั้วที่ความถี่ 1,030 MHz ซึ่งได้จากการจำลองผลในรูปที่ 4.21 ก) และ ข) พบว่าการแผ่กำลังในระนาบไฟฟ้ามีทิศทางด้านหน้าอยู่ที่มุม 0 องศา ส่วนในระนาบแม่เหล็กมีการแผ่กำลังสูงสุดออกไปอยู่ที่มุม 6 องศา (ด้านซ้ายของมุม $\theta = 0$ องศา) ขณะที่ขนาดของความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบไฟฟ้าเท่ากับ 25.2 องศา (ลดลงจากเดิม 11.3 องศา) และของระนาบแม่เหล็กเท่ากับ 28.2 องศา (ลดลงจากเดิม 21 องศา) โดยมีระดับของฟูลชีนด้านข้างเกิดขึ้นในระนาบสนามไฟฟ้าอยู่ที่ -17 dB และเกิดขึ้นในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่ -15.5 dB โดยมีอัตราขยายเท่ากับ 15.64 dBi ซึ่งเพิ่มขึ้นจากเดิม 3.25 dB เมื่อเทียบกับสายอากาศปากแตรระบบเรดาร์แบบดั้งเดิม



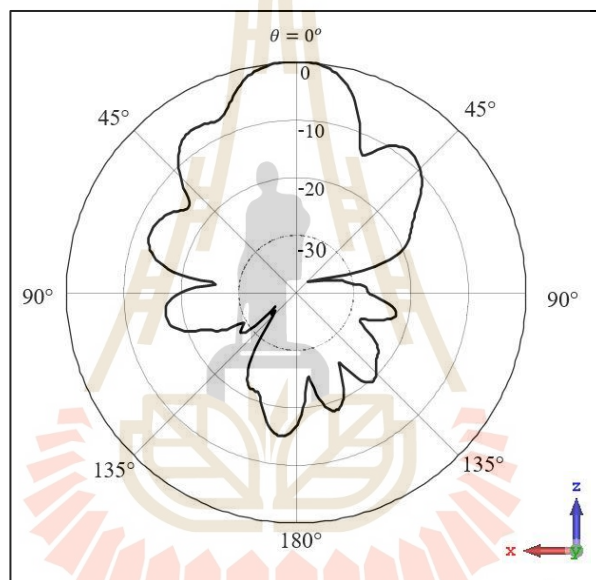
(ก) ระบายสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,090 MHz



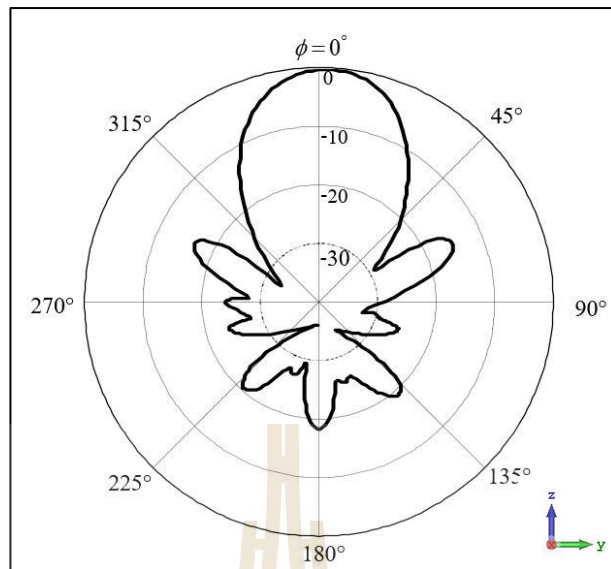
(ข) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 1,090 MHz

รูปที่ 4.22 แสดงแบบรูปการแผ่กำลังที่เกิดจากโครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางเส้น
ที่เพิ่มแท่งอลูมิเนียมทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดสำหรับระบบ
เรดาร์

จากผลเฉลยของแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศระบบพิกัดขั้วที่ความถี่ 1,090 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.22 ก) และ ข) พบว่าการแผ่กำลังในระนาบไฟฟ้ามีทิศทางด้านหน้าอยู่ที่มุม 0 องศา และในระนาบแม่เหล็กจะมีการแผ่กำลังสูงสุดอยู่ที่มุม 6 องศา (ด้านซ้ายของมุม $\theta = 0$ องศา) โดยมีขนาดของความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบไฟฟ้าเท่ากับ 24.1 องศา (ลดลงจากเดิม 11.8 องศา) และของระนาบแม่เหล็กเท่ากับ 26.8 องศา (ลดลงจากเดิม 21.3 องศา) ขณะที่ระดับของพิกัดด้านข้างเกิดขึ้นในระนาบสนามไฟฟ้าอยู่ที่ -16.8 dB และเกิดขึ้นในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่ -12.4 dB โดยมีอัตราขยายเท่ากับ 15.55 dBi ซึ่งเพิ่มขึ้นจากเดิม 3.04 dB เมื่อเทียบกับสายอากาศปากแตรระบบเรดาร์แบบดั้งเดิม



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,300 MHz

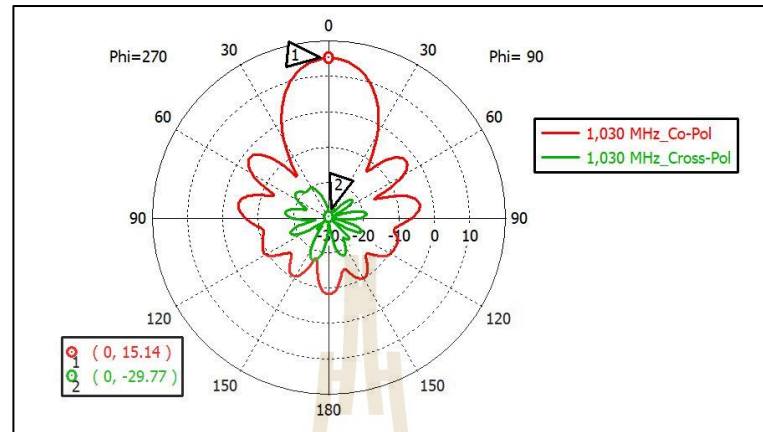


(ข) ระบายสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 1,300 MHz

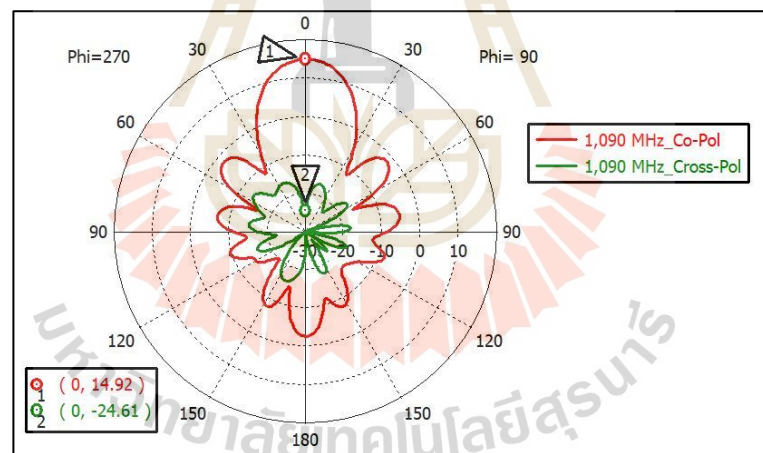
รูปที่ 4.23 แสดงแบบรูปการแผ่กำลังที่เกิดจากโครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางเส้นที่เพิ่มแท่งอูมิเนียมทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดสำหรับระบบเรดาร์

สำหรับผลเฉลยของแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz ซึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.23 ก) และ ข) พบว่าการแผ่กำลังในระนาบไฟฟ้ามีทิศทางกลับไปอยู่ที่มุม 0 องศา ส่วนในระนาบแม่เหล็กมีการแผ่กำลังสูงสุดอยู่ที่มุม 1 องศา โดยขนาดของความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบไฟฟ้าเท่ากับ 32 องศา (ลดลงจากเดิม 30 องศา) และของระนาบแม่เหล็กเท่ากับ 26.4 องศา (ลดลงจากเดิม 17.5 องศา) ขณะที่ระดับของพูคลื่นด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้าอยู่ที่ -6.8 dB และระดับของพูคลื่นด้านข้างในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่ -13.9 dB โดยมีอัตราขยายเท่ากับ 14.04 dBi ซึ่งเพิ่มขึ้นจากเดิม 3.19 dB เมื่อเทียบกับสายอากาศปากแตรระบบเรดาร์แบบดั้งเดิม โดยได้ทำการสรุปและเปรียบเทียบพารามิเตอร์ทั้งหมดที่ได้จากการจำลองของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่มแท่งอูมิเนียมไว้ในตารางที่ 4.8 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มแท่งแท่งอูมิเนียม เข้าไปเพื่อบังคับทิศทางโวลบหลักของระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz แท่งอูมิเนียมสามารถบังคับทิศทางโวลบหลักให้เป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ ได้คืออยู่ที่มุม 0 องศา และทิศทางของโวลบหลักใน

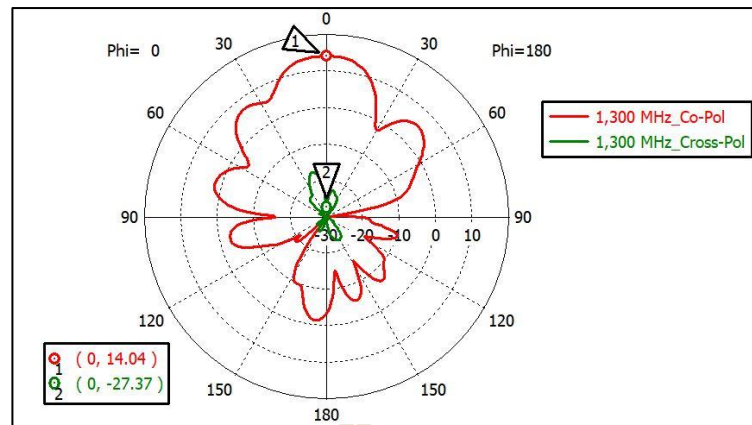
ระบบพิกัดขั้วขั้วอยู่ 6 องศา สำหรับอัตราขยายยังคงมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิมประมาณ 2 เท่า เมื่อเทียบกับสายอากาศปากแตรระบบเรดาร์แบบดั้งเดิม



(ก) โพลาริไธซ์ที่ความถี่ 1,030 MHz



(ข) โพลาริไธซ์ที่ความถี่ 1,090 MHz



(ค) โพลาริซ์ที่ความถี่ 1,300 MHz

รูปที่ 4.24 โพลาริซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์เมื่อทำงานร่วมกับ
โครงสร้างอภิวัด

จากรูปที่ 4.24 แสดงแบบรูปการแผ่กำลังในรูปแบบของโพลาริซ์ร่วม (co-polarization) ซึ่งจะสามารถรับกำลังมากที่สุด และ โพลาริซ์ไขว้ (cross-polarization) จะมีกำลังน้อยที่สุด พบว่าสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของระบบเรดาร์เมื่อเพิ่มโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นในระบบพิสูจน์ฝ่ายที่มีโพลาริซ์ในระนาบแนวตั้งความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz ที่มุม 0 องศา มีความแตกต่างของระดับกำลังระหว่างโพลาริซ์ร่วมและโพลาริซ์ไขว้เท่ากับ 44.91 dB และ 39.53 dB ตามลำดับ สำหรับระบบเรดาร์หลักที่มีโพลาริซ์ในระนาบแนวนอนความถี่ 1,300 MHz ที่มุม 0 องศา มีความแตกต่างของระดับกำลังระหว่างโพลาริซ์ร่วมและโพลาริซ์ไขว้เท่ากับ 41.41 dB

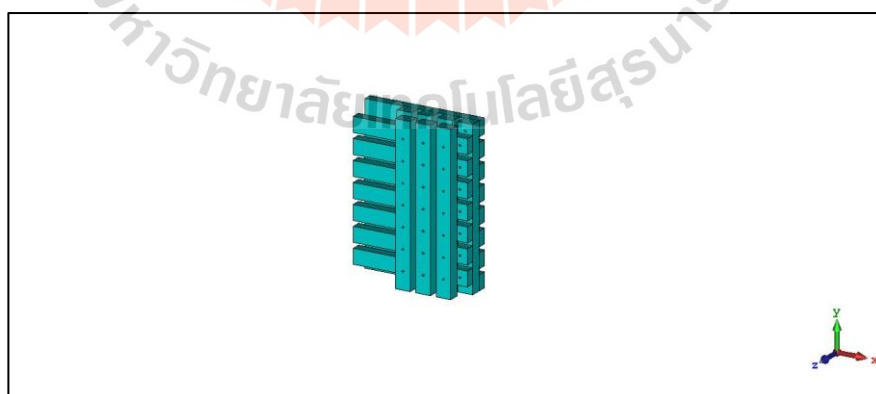
ตารางที่ 4.8 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ
โครงสร้างอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางแบบเส้นที่เพิ่มแท่งอลูมิเนียม

ความถี่	พารามิเตอร์	สายอากาศปากแตรรูปพีระมิด	สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับอภิวัดแบบ EBG และตัวกลางแบบเส้น
1,030 MHz (ระบบพิสจันต์ฝ่าย)	จุดศูนย์กลางเฟส	585.765 mm	586.12 mm
	อัตราขยาย	12.39 dBi	15.64 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหนดหลัก	1 degree	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	36.5 degree	25.2 degree
	ระดับพู่ข้าง	-18.4 dB	-17 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหนดหลัก	6 degree	6 degree (Left)
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	49.2 degree	28.2 degree
	ระดับพู่ข้าง	-	-15.5 dB
1,090 MHz (ระบบพิสจันต์ฝ่าย)	จุดศูนย์กลางเฟส	565.5 mm	533.686 mm
	อัตราขยาย	12.51 dBi	15.55 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหนดหลัก	1 degree	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	35.9 degree	24.1 degree
	ระดับพู่ข้าง	-18.2 dB	-16.8 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหนดหลัก	6 degree	6 degree (Left)
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	48.1 degree	26.8 degree
	ระดับพู่ข้าง	-	-12.4 dB
1,300 MHz (ระบบเรดาร์หลัก)	จุดศูนย์กลางเฟส	591.82 mm	514.17 mm
	อัตราขยาย	10.85 dBi	14.04 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหนดหลัก	0 degree	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	62 degree	32 degree
	ระดับพู่ข้าง	-	-6.8 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		

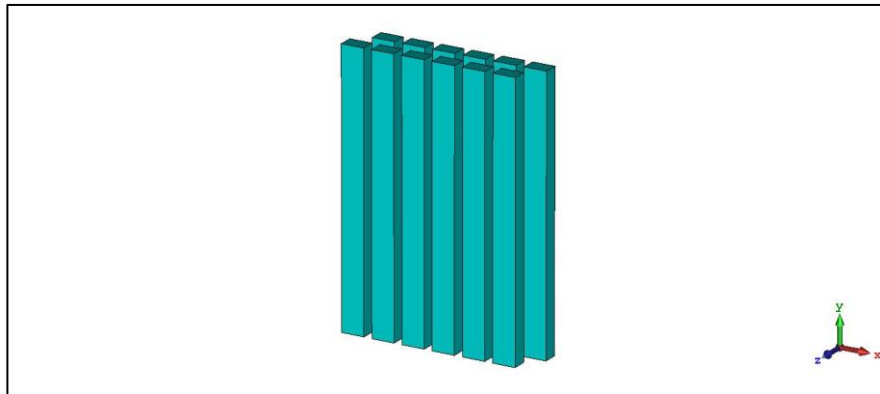
ความถี่	พารามิเตอร์	สายอากาศ ปากแตรรูป พีระมิด	สายอากาศปากแตร รูปพีระมิดร่วมกับอภิ วัสดุแบบ EBG และ ตัวกลางแบบเส้น
1,300 MHz (ระบบเรดาร์หลัก)	ทิศทางของโหลบหลัก	0 degree	1 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	43.9 degree	26.4 degree
	ระดับพูข้าง	-17.6 dB	-13.9 dB

4.8 การจำลองผลค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของโครงสร้างอภิวัสดุ

เพื่อพิสูจน์คุณสมบัติค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของโครงสร้างอภิวัสดุแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและ โครงสร้างอภิวัสดุแบบตัวกลางแบบเส้น ดังแสดงในรูปที่ 4.25 โดยแบ่งการทดสอบโครงสร้างอภิวัสดุด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เป็น 2 กรณี เนื่องจากตัวโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์ มีลักษณะของการนำสายอากาศปากแตรสองตัวมาอยู่ในตัวเดียวกัน คือสายอากาศของระบบเรดาร์หลักและสายอากาศปากแตรของระบบพิสูจน์ฝ่าย จึงต้องแบ่งโครงสร้างอภิวัสดุออกเป็นสองระบบ โดยโครงสร้างอภิวัสดุแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์หลัก และโครงสร้างอภิวัสดุแบบตัวกลางแบบเส้นเป็นส่วนสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบพิสูจน์ฝ่าย



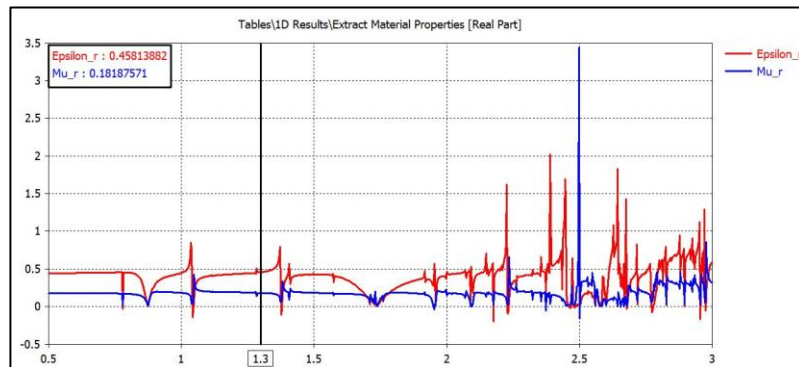
(ก) โครงสร้างอภิวัสดุแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า



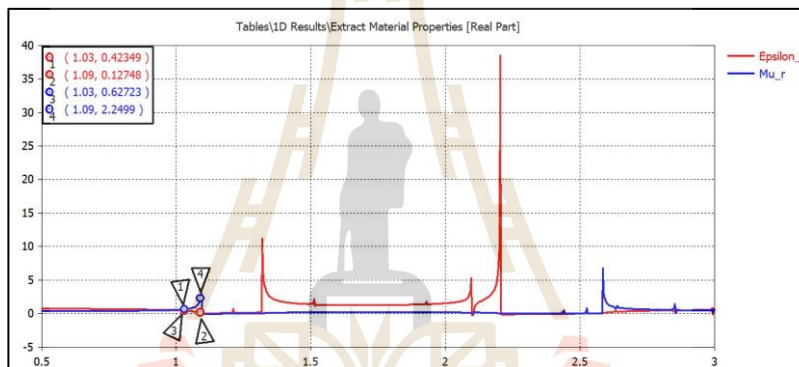
(ข) โครงสร้างอภิวัดดูแบบตัวกลางแบบเส้น

รูปที่ 4.25 การจำลองคุณสมบัติค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของโครงสร้างอภิวัดดู

จากการจำลองผลหาค่าคุณสมบัติค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของโครงสร้างอภิวัดดูทั้งสองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST พบว่าโครงสร้างอภิวัดดูแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับ 0.458 และค่าซึมซาบแม่เหล็กเท่ากับ 0.181 ที่ความถี่ 1,300 MHz สำหรับในส่วนของโครงสร้างอภิวัดดูแบบตัวกลางแบบเส้นที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับ 0.423, 0.127 และค่าซึมซาบแม่เหล็กเท่ากับ 0.627, 2.249 ตามลำดับ (ในรูปที่ 4.26) จะเห็นได้ว่าโครงสร้างอภิวัดดูแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าค่าซึมซาบแม่เหล็กที่ความถี่ 1,300 MHz เข้าใกล้ศูนย์ และโครงสร้างอภิวัดดูแบบตัวกลางแบบเส้นมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าที่ความถี่ 1,030 MHz 1,090 MHz เข้าใกล้ศูนย์



(ก) โครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า



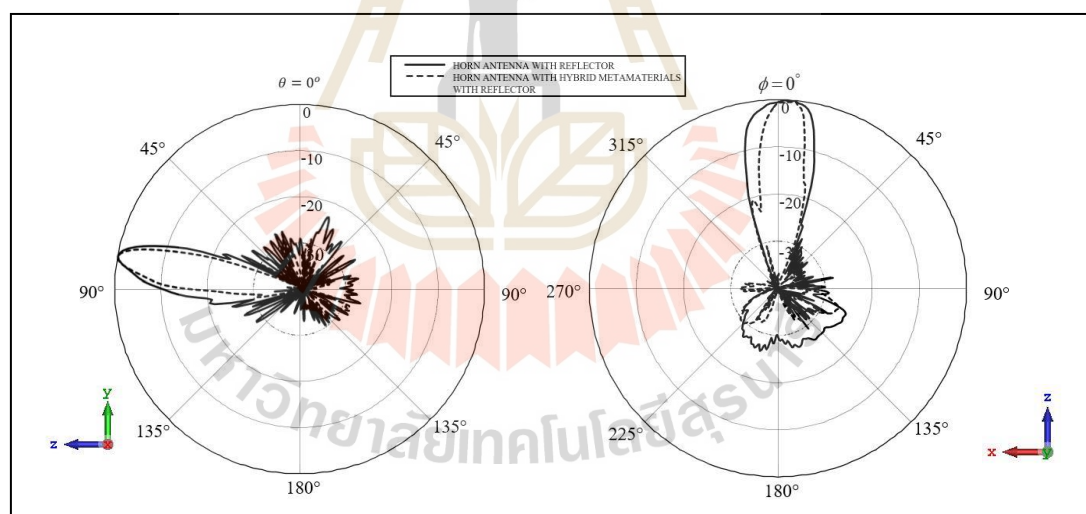
(ข) โครงสร้างอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น

รูปที่ 4.26 ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กของโครงสร้างอภิวัด

4.9 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดใช้เทคนิคอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นร่วมกับตัวแผ่นสะท้อน

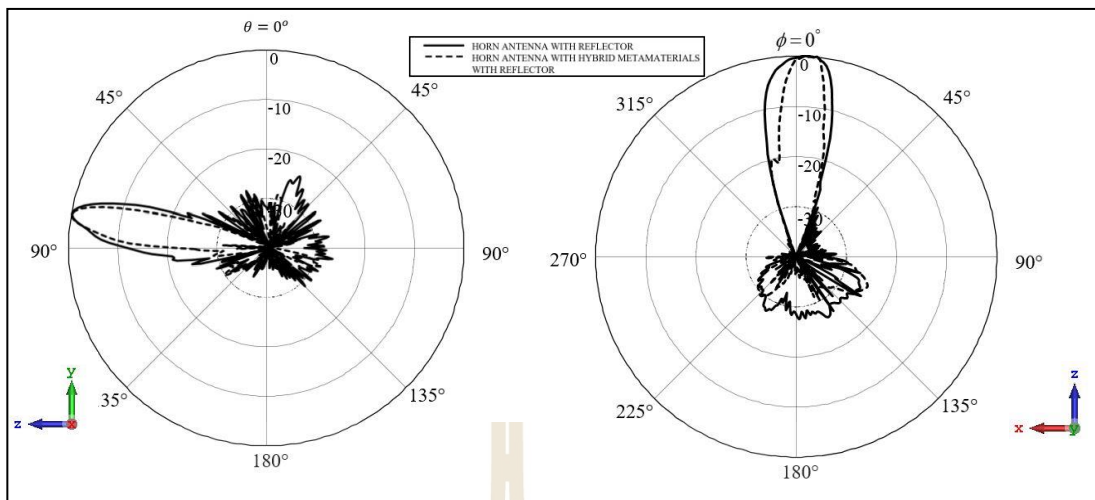
หลังจากทำการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศตัวป้อนให้กับแผ่นสะท้อนของเรดาร์เรียบรื้อแล้ว จึงนำตัวสายอากาศต้นแบบมาจำลองผลร่วมกับแผ่นสะท้อนที่มีขนาดความกว้างเท่ากับ 7.2 เมตร โดยวางสายอากาศอยู่ที่ตำแหน่งโฟกัสที่มีระยะห่างเท่ากับ 2.82 เมตร เพื่อศึกษาการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ที่ได้จากการเพิ่มตัวโครงสร้างอภิวัด จากการจำลองผลพบว่าสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดแบบดั้งเดิมเมื่อทำงานร่วมกับแผ่นสะท้อนมีอัตราขยายที่ความถี่ 1,030MHz, 1,090MHz, และ 1,300 MHz เท่ากับ

23.31 dBi, 23.56 dBi, 23.43 dBi ตามลำดับ และเมื่อนำสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดที่ใช้เทคนิค อภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นทำงานร่วมกับแผ่น สะท้อนมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากเดิม สำหรับระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz มีอัตราขยาย เท่ากับ 27.12 dBi (เพิ่มขึ้นจากเดิม 3.69 dB) และระบบพิกัดที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz มีอัตราขยายเท่ากับ 26.60 dBi และ 26.76 dBi (เพิ่มขึ้นจากเดิม 3.29 dB และ 3.2 dB) ตามลำดับ เมื่อ เทียบกับสายอากาศปากแตรระบบเรดาร์แบบดั้งเดิม ดังแสดงในรูปที่ 4.27 ซึ่งอัตราขยายของ สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัด ขณะที่ยังไม่ได้จำลองผลร่วมกับแผ่น สะท้อนมีอัตราขยายทั้ง 3 ความถี่เพิ่มขึ้นประมาณ 3 dB และเมื่อจำลองผลร่วมกับแผ่นสะท้อนพบว่า มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากเดิมประมาณ 3 dB ทั้งระบบพิกัดและระบบเรดาร์หลักเช่นเดียวกัน อีกทั้งยังพบว่ามุมขของลำคลื่นของการแยกขั้วคลื่นแบบแนวตั้งของระบบพิกัดที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz มีมุมขอยู่ที่ 10 องศา เช่นเดียวกับทิศทางของลำคลื่นของระบบเรดาร์หลักที่ ความถี่ 1,300 MHz ที่มีการแยกขั้วคลื่นแบบแนวนอน และยังคงทิศทางของลำคลื่นในระนาบมุม กวาดของทั้งระบบพิกัดและระบบเรดาร์หลักไว้ที่ 6 องศา และ 0 องศา ดังเดิม



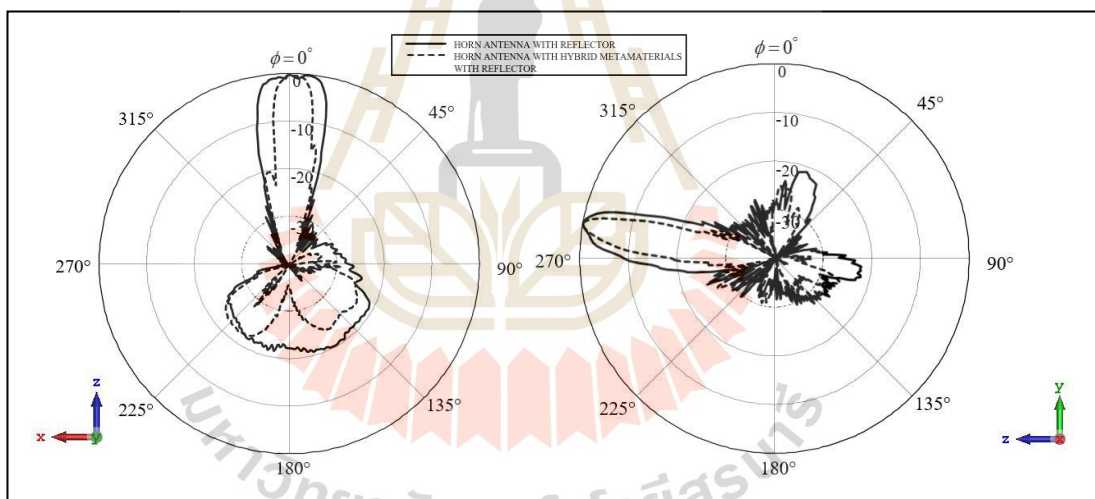
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,030 MHz

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็กความถี่ 1,030 MHz



(ค) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,090 MHz

(ง) ระนาบสนามแม่เหล็กความถี่ 1,090 MHz



(จ) ระนาบสนามไฟฟ้าที่ความถี่ 1,300 MHz

(ฉ) ระนาบสนามแม่เหล็กความถี่ 1,300 MHz

รูปที่ 4.27 แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดมีและไม่มีโครงสร้างอภิวัดดู ขณะทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่วนป้อนของสายอากาศแผ่นสะท้อน

4.10 สรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของระบบเรดาร์ชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่นโดยใช้เทคนิคอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้น ซึ่งในขั้นแรกได้ทำการศึกษาโครงสร้างของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของเรดาร์เทคโนโลยีเดิมก่อน จากนั้นทำการวิเคราะห์และออกแบบโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้นที่เหมาะสมเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศ โดยสายอากาศมีอัตราขยายเพิ่มขึ้น หลังจากนั้นได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบแท่ง แท่งอคูมิเนียม เพื่อช่วยปรับทิศทางของโหนดหลักของระบบเรดาร์หลักให้มีค่าเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ ต่อมาสายอากาศปากแตรที่ใช้เทคนิคโครงสร้างอภิวัดแบบทำงานร่วมกับแผ่นสะท้อน โดยทำการจำลองผลสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ก่อนเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้นสำหรับการนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบต่อไป



บทที่ 5

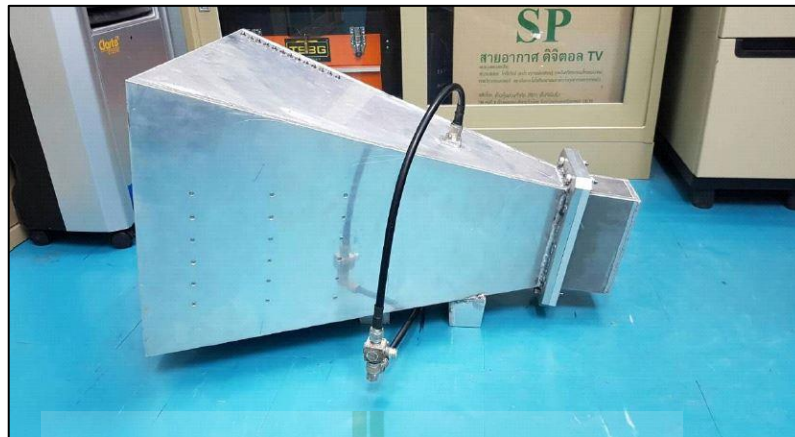
การสร้างและวัดทดสอบ

5.1 บทนำ

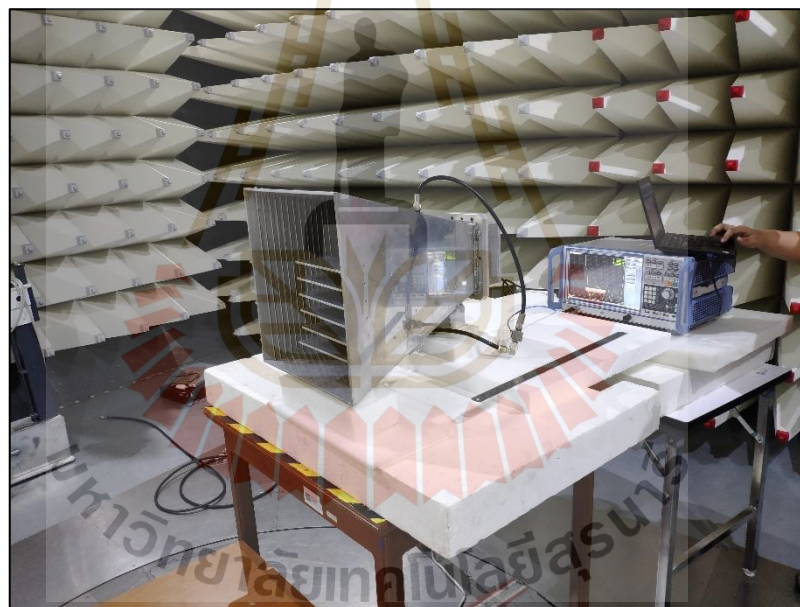
จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา ในบทนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศต้นแบบตามคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดบนโครงสร้างโครงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น และได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ได้แก่ ค่า S_{11} แบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย ซึ่งได้ทำการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้นในห้องปฏิบัติการทดสอบมาตรฐานที่ศูนย์ทดสอบผลิตภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ (PTEC) จากนั้นได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST พร้อมอภิปรายผล

5.2 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น

ในการสร้างสายอากาศต้นแบบและการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดบนโครงสร้างโครงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นนั้น ในการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ นั้นโดยเริ่มต้นทำการสร้างและทดสอบสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ซึ่งได้แสดงการศึกษาและวิเคราะห์ผลคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ไว้ในบทที่ 4 โดยนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มาทำการสร้างสายอากาศต้นแบบซึ่งโครงสร้างและสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบที่สร้างขึ้นได้แสดงดังรูปที่ 5.1 หลังจากได้สร้างสายอากาศต้นแบบขึ้นจึงทำการวัดและทดสอบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์สายอากาศ แบบรูปการแผ่กำลัง และอัตราขยาย โดยในการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นนั้นจะทำการวัดและทดสอบสายอากาศภายในห้องปิดกั้นคลื่นไร้กึ่งการสะท้อน (semi-anechoic chamber) ที่ PTEC



(ก) แสดงสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ

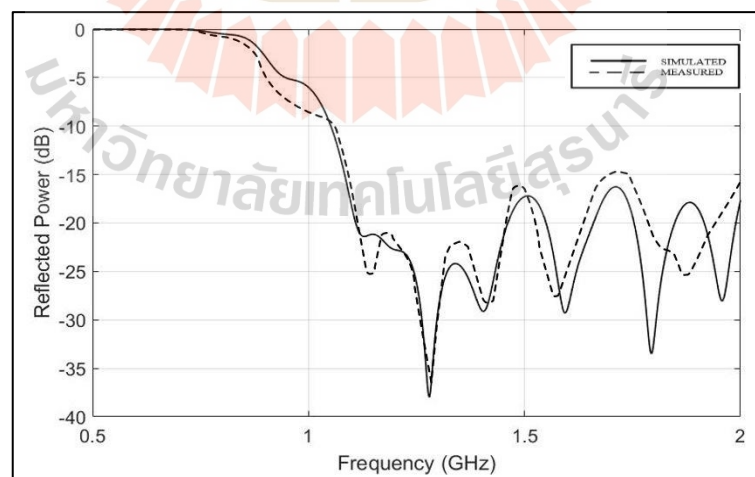


(ข) แสดงห้องสำหรับวัดทดสอบ

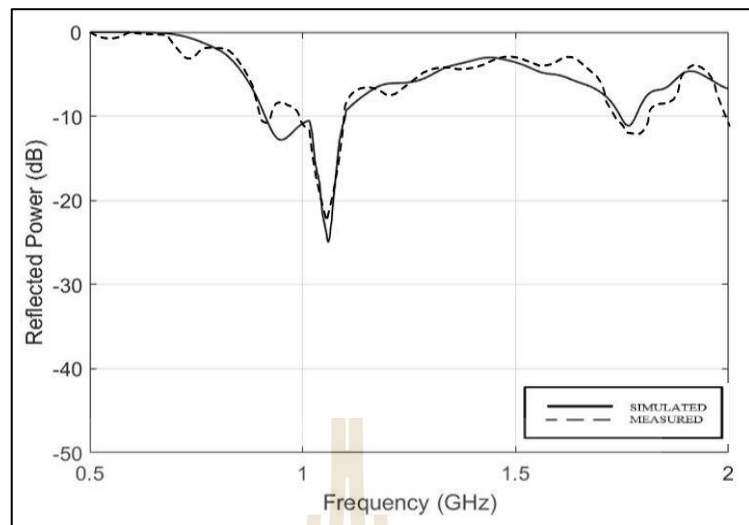
รูปที่ 5.1 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ

5.2.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

สำหรับพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตช์คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ซึ่งเป็นการพิจารณาการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้าของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ S_{11} อาจจะมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึง ลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตช์อย่างสมบูรณ์ และถ้ามีค่าลบเป็นอนันต์ แสดงว่ามีการแมตช์ที่สมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ และ ชูวงศ์, ม.ป.ป) ในการใช้งานด้านวิศวกรรมสายอากาศค่าของ S_{11} ที่ยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ซึ่งจะสอดคล้องกับค่า SWR ที่มีค่าเท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า จึงถือว่าเป็นที่ยอมรับได้ว่าสายอากาศนั้นมีการแมตช์ที่ดี จากรูปที่ 5.2 ได้ทำการแสดงกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของค่า S_{11} (ระบบเรดาร์หลัก) และ S_{22} (ระบบพิกูจน์ฝ่าย) ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดคั่นแบบ จากผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศของระบบเรดาร์หลักที่ป้อนกำลังที่ความถี่ 1,300 MHz เพียงความถี่เดียว พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ที่ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศมีช่วงความถี่ที่ S_{11} เท่ากับ -15 dB ตั้งแต่ 1,085 MHz ถึง 1,492 MHz สำหรับผลเฉลยของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศของระบบพิกูจน์ฝ่ายที่ป้อนกำลังที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz ผลที่ได้จากการวัดทดสอบที่มีความต่างเฟส 180 องศา พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศมีช่วงความถี่ที่ S_{11} เท่ากับ -15 dB ตั้งแต่ 1,010 MHz ถึง 1,090 MHz ดังแสดงในรูปที่ 5.2



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระบบเรดาร์หลัก (S_{11})

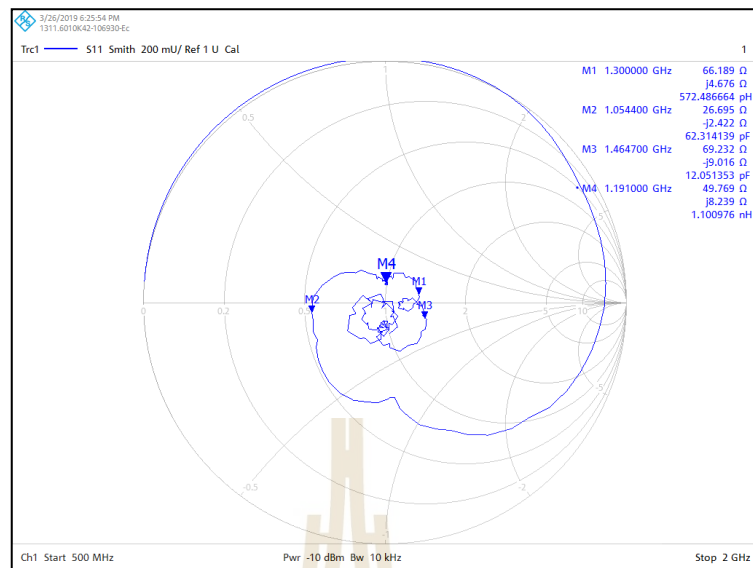


(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระบบพิสจันต์ฝ่าย (S_{11})

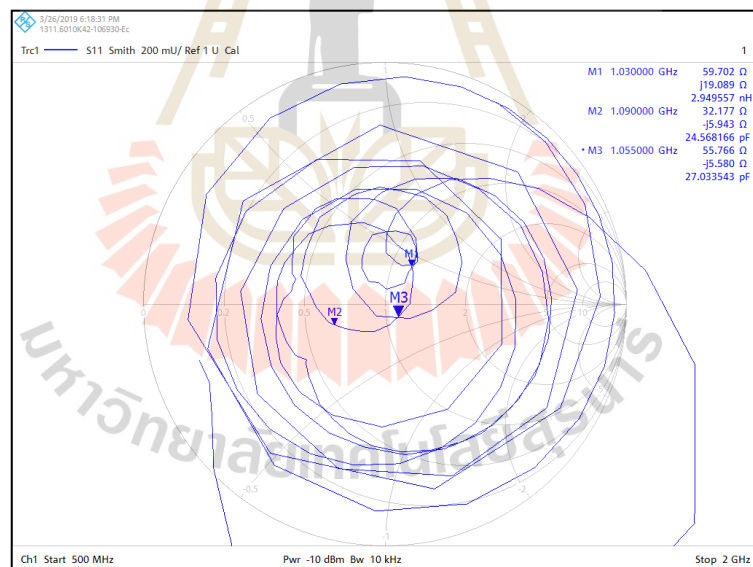
รูปที่ 5.2 เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรชนิดสองแถบความถี่และสองขั้วคลื่น

5.2.2 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของระบบพิสจันต์ฝ่ายที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,030 MHz และ 1,090 MHz แสดงได้ดังรูปที่ 5.4 (ก) มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 59.7Ω และ 32.17Ω สำหรับรูปที่ 5.4 (ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดของระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,300 MHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 66.18Ω ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ 50Ω



(ก) ระบบเรดาร์หลัก



(ข) ระบบพิสูจน์ฝ่าย

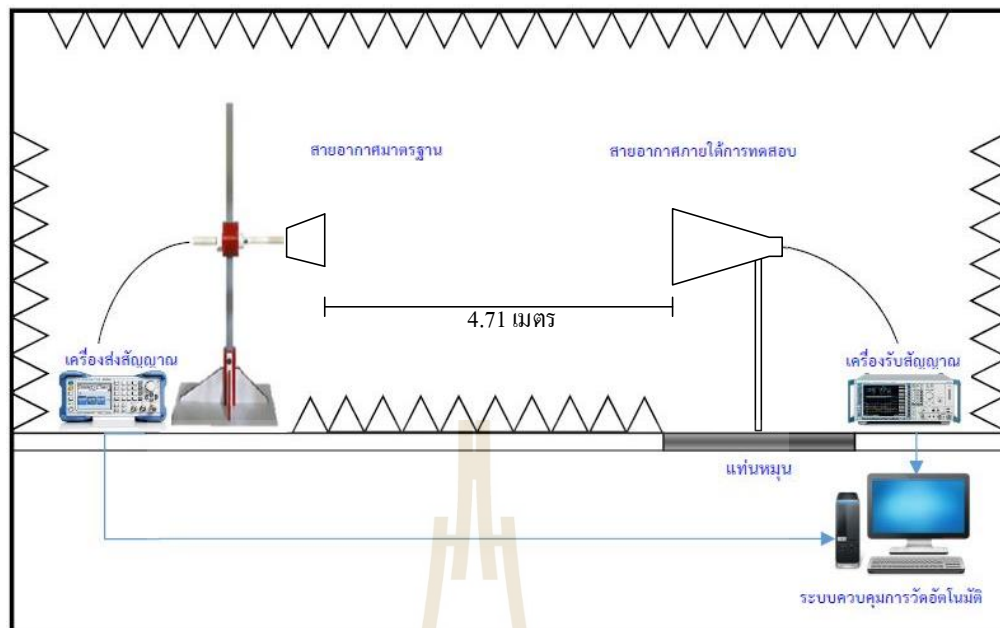
รูปที่ 5.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ

5.2.3 ผลการวัดทดสอบอัตรายาย

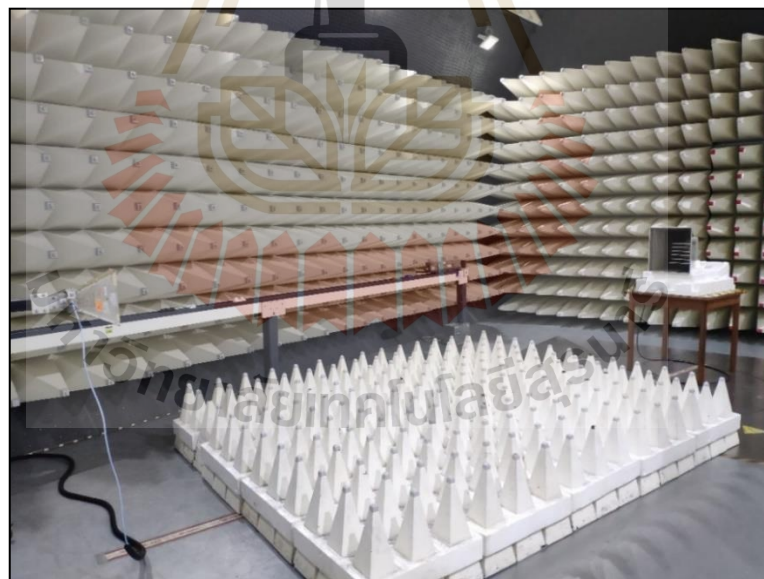
ในการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะ R คือระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสามระยะไกลทั้งสามความถี่ของระบบพิกัดข่าย (1,030 MHz และ 1,090 MHz) และระบบเรดาร์หลัก (1,300 MHz) ได้ระยะที่ไกลที่สุด $R \geq 1.51$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ $R = 4.71$ เมตรและมีความสูงจากพื้นห้อง 1.21 เมตรเพื่อใช้ในการวัดทดสอบสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ และใช้สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดมาตรฐานเป็นสายอากาศอ้างอิงมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งซึ่งสายอากาศดังกล่าวได้มีการวัดทดสอบมาตรฐานอัตรายายเรียบร้อยแล้ว โดยมีอัตรายายที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,030 MHz เท่ากับ 6.13 dBi, 1,090 MHz เท่ากับ 6.40 dBi และ 1,300 MHz เท่ากับ 7.32 dBi และใช้สายอากาศมาตรฐานอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นภาครับ หลังจากนั้นจะเปลี่ยนเป็นสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบมาแทนสายอากาศมาตรฐานที่ทำหน้าที่เป็นภาครับ ดังแสดงในรูปที่ 5.4 จากนั้นใช้สมการการคำนวณค่าอัตรายายของสายอากาศต้นแบบ โดยสมการเท่ากับ

$$G_t = P_t - P_r + G_r \quad (5.1)$$

โดยที่ G_t คือ อัตรายายของสายอากาศที่ต้องการทดสอบ
 G_r คือ อัตรายายของสายอากาศมาตรฐานอ้างอิง
 P_t คือ ค่ากำลังที่รับได้ของสายอากาศที่ต้องการทดสอบ
 P_r คือ ค่ากำลังที่รับได้ของสายอากาศมาตรฐานอ้างอิง



(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย



(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.4 แสดงการวัดของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ

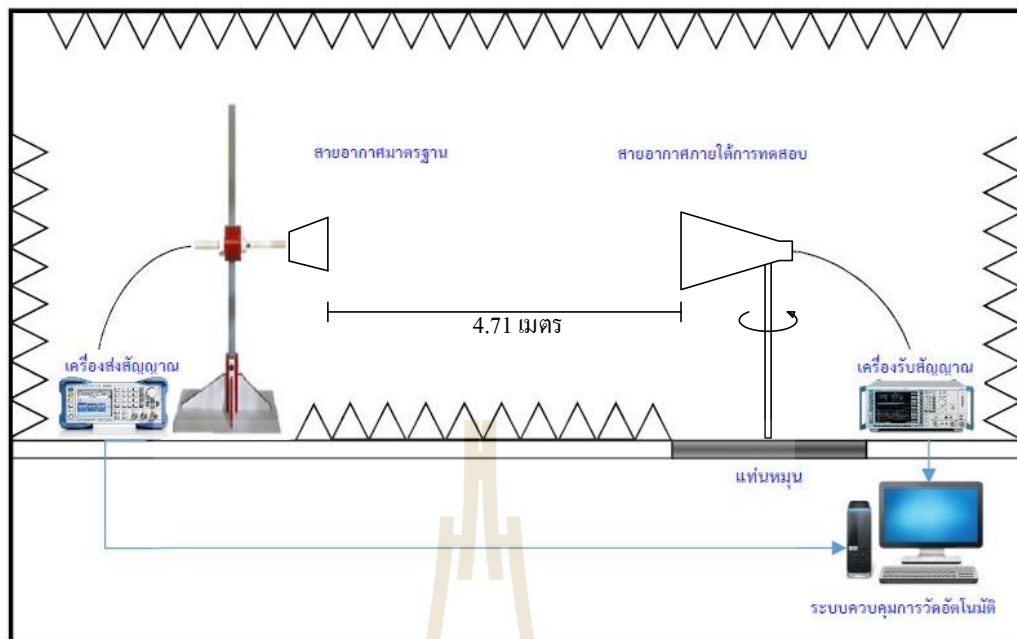
จากสมการ (5.1) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบของระบบพิกัดที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz มีอัตราขยายเท่ากับ 11.16 dBi, 11.12 dBi, และ 10.50 dBi ตามลำดับ ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการวัดอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ

Frequency (MHz)	P_t (dBm)	P_r (dBm)	G_r (dBi)	G_t (dBi)
1,030	-36.16	-41.19	6.13	11.16
1,090	-36.22	-40.94	6.41	11.12
1,300	-37.48	-40.66	7.32	10.50

5.2.4 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

ในการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ จากรูปที่ 5.5 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ โดยในการวัดทดสอบได้ทำการวัดในห้องปิดกั้นคลื่นไร้กึ่งการสะท้อนและมีระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศมาตรฐานหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลทั้งสามความถี่ของระบบพิกัดที่ความถี่ (1,030 MHz และ 1,090 MHz) และระบบเรดาร์หลัก (1,300 MHz) ได้ระยะที่ไกลที่สุด $R \geq 1.51$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ $R = 4.71$ เมตร โดยใช้สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดมาตรฐานมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ (สายอากาศภาครับ) ซึ่งจะหมุนรอบแนวแกนหมุนตั้งแต่ 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบทั้งในระบบพิกัดที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz ทั้งหมดในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 5.6

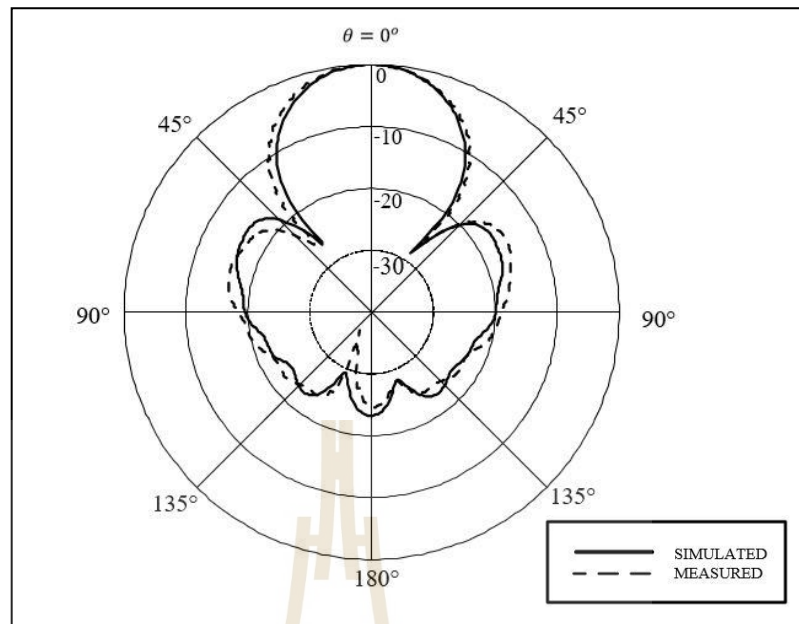


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

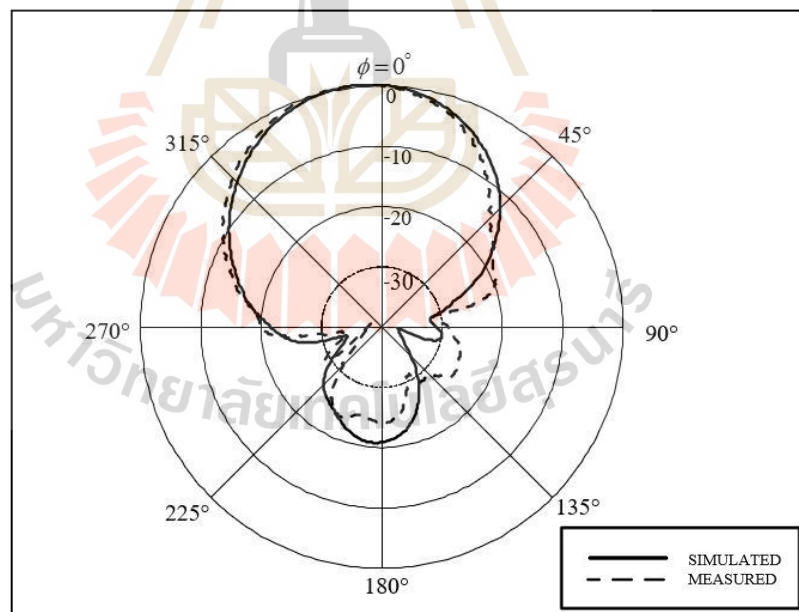


(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

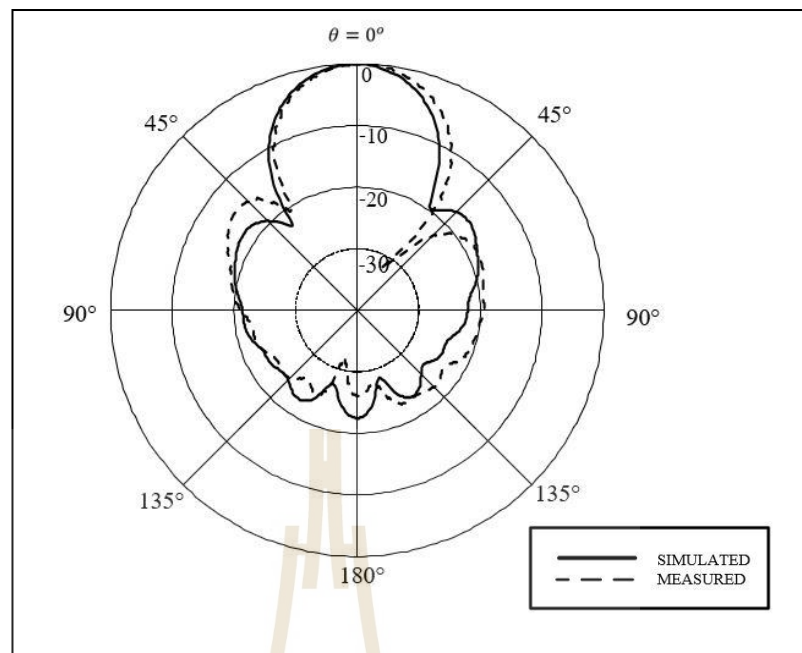
รูปที่ 5.5 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดตันแบบ



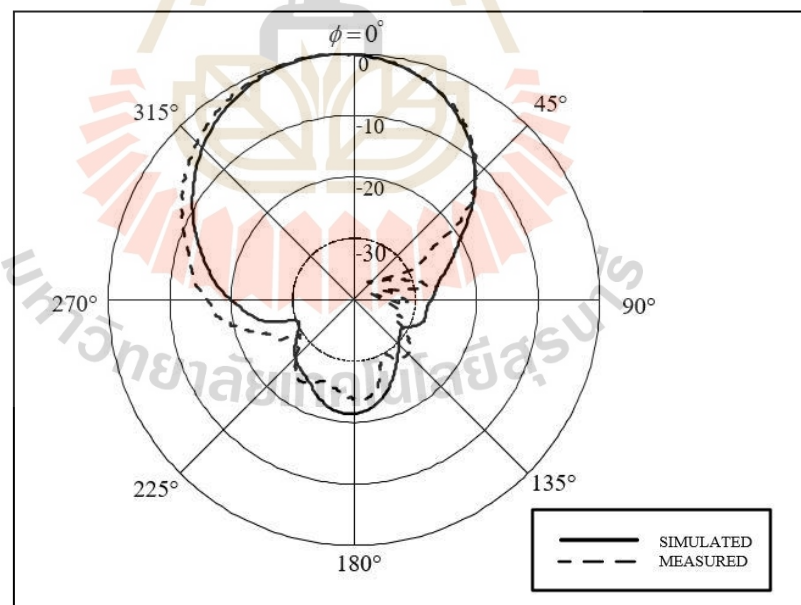
(ก) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,030 MHz



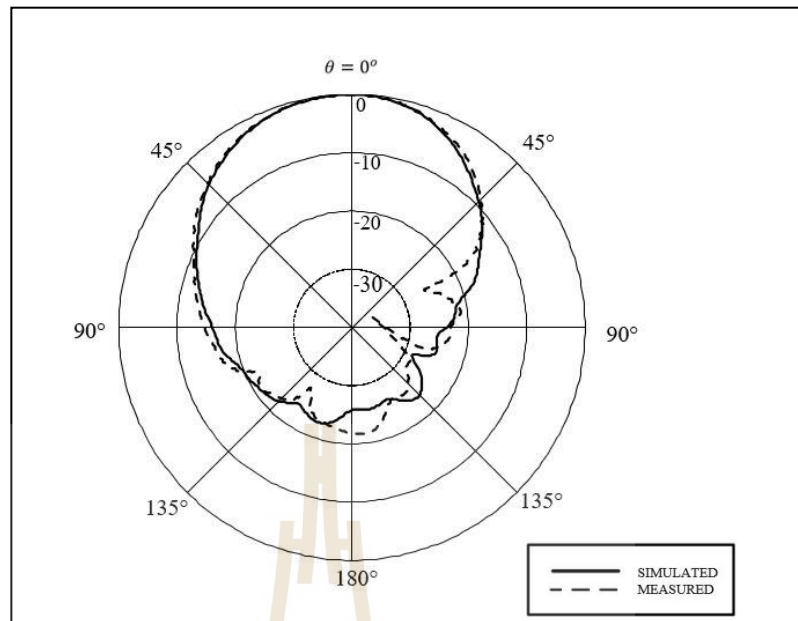
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,030 MHz



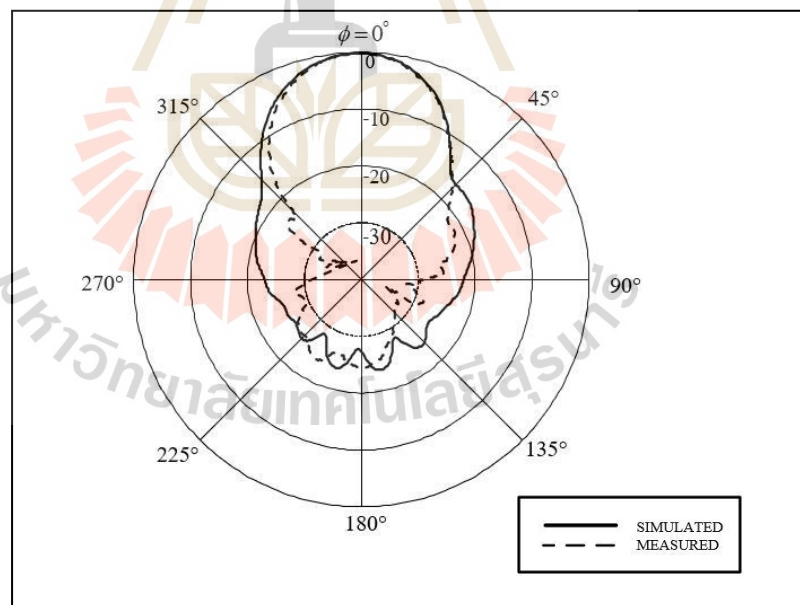
(ค) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,090 MHz



(ง) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,090 MHz



(จ) ระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,300 MHz



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,300 MHz

รูปที่ 5.6 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ

จากตารางที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปและผลที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ จากผลที่ได้จากการวัดทดสอบของระบบพิสูจน์ฝ่ายที่ความถี่ 1,030 MHz พบว่ามีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามแม่เหล็กที่มุม 6 องศา (ทางซ้ายของมุม 0 องศา) สำหรับในระนาบสนามไฟฟ้า มีทิศทางของโหลบลหลักอยู่ทางด้านหน้าที่มุม 0 องศา โดยมีขนาดของควมกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 40 องศา และ 51 องศา ตามลำดับในส่วน ของระดับพุกคลื่นด้านข้างที่เกิดขึ้นในระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -16.63 dB และในระนาบ สนามแม่เหล็กเท่ากับ -24.48 dB ซึ่งจะมีอัตราขยายเท่ากับ 11.16 dBi ส่วนผลที่ได้จากการวัด ทดสอบในความถี่ที่ 1,090 MHz พบว่ามีอัตราขยายเท่ากับ 11.12 dBi และมีทิศทางของโหลบลหลัก ในระนาบสนามแม่เหล็กที่มุม 6 องศา เช่นเดียวกับความถี่ 1,030 MHz แต่ในระนาบสนามไฟฟ้า นั้นมีทิศทางของโหลบลหลักอยู่ที่มุม 2 องศา (ทางขวาของมุม 0 องศา) และมีขนาดของควมกว้าง ลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 19 องศา และระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 52 องศา โดยมีระดับพุกคลื่นด้านข้างมีค่าเท่ากับ -15.46 dB ซึ่งเกิดขึ้นเพียงระนาบสนามไฟฟ้าเท่านั้น

สำหรับผลการวัดทดสอบของระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz พบว่ามี ทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามไฟฟ้าอยู่ทางด้านหน้าของสายอากาศที่มุม 0 องศา และมี ทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่มุม 1 องศา มีขนาดของควมกว้างลำคลื่นครึ่ง กำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเท่ากับ 65 องศา และ 40 องศา ตามลำดับ โดยมี ระดับพุกคลื่นด้านข้างเกิดขึ้นเพียงระนาบสนามแม่เหล็กเท่านั้นมีค่าเท่ากับ -29.79 dB และมี อัตราขยายเท่ากับ 10.50 dBi ซึ่งจากเปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม สำเร็จรูปและผลที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบทั้งในระบบ พิสูจน์ฝ่าย แล้วพบว่ามีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศ ปากแตรรูปพีระมิด

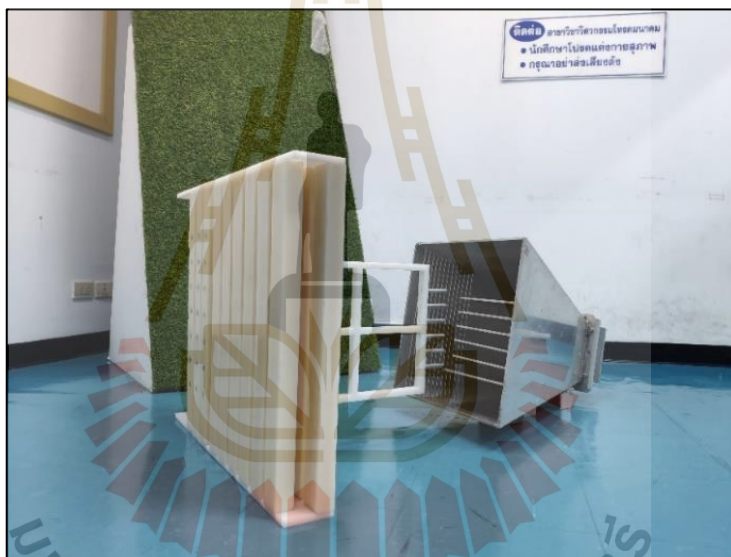
ความถี่	พารามิเตอร์	ผลจากการจำลอง	ผลจากการวัดทดสอบ
1,030 MHz (ระบบพิสูจน์ฝ่าย)	อัตราขยาย	12.39 dBi	11.16 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	1 degree	0 degree
	ควมกว้างลำครึ่งกำลัง	36.5 degree	40 degree
	ระดับพุกข้าง	-18.4 dB	-16.63 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		

ความถี่	พารามิเตอร์	ผลจากการจำลอง	ผลจากการวัดทดสอบ
	ทิศทางของโหลบหลัก	6 degree	6 degree (Left)
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	49.2 degree	51 degree
	ระดับพู่ข้าง	-	-24.48 dB
1,090 MHz (ระบบพิกัดแนวนอน)	อัตราขยาย	12.51 dBi	11.12 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบหลัก	1 degree	2 degree (Right)
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	35.9 degree	39 degree
	ระดับพู่ข้าง	-18.2 dB	-15.46 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหลบหลัก	6 degree	6 degree (Left)
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	48.1 degree	52 degree
	ระดับพู่ข้าง	-	-
1,300 MHz (ระบบเรดาร์หลัก)	อัตราขยาย	10.85 dBi	10.50 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบหลัก	0 degree	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	62 degree	65 degree
	ระดับพู่ข้าง	-	-
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหลบหลัก	0 degree	1 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	43.9 degree	40 degree
	ระดับพู่ข้าง	-17.6 dB	-29.79 dB

5.3 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น

สำหรับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดบนโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดเพื่อให้อัตราขยายเพิ่มขึ้นทั้งในระบบเรดาร์หลักและระบบพิกัดแนวนอนดังแสดงรูปที่ 5.7 ซึ่งโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าใช้สำหรับปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบเรดาร์หลักและ โครงสร้างอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นใช้สำหรับปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบพิกัดแนวนอน โดยโครงสร้างอภิวัดทั้งสองชนิดวางอยู่ข้างหน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดที่มีระยะห่างประมาณ 1.92 เท่าของความยาวคลื่นที่

ความถี่ 1,300 MHz และสามารถคงความต่างของทิศทางของโวลต์หลักระหว่างสองระบบอยู่ที่ 6 องศาตามเดิม สำหรับวัสดุที่ใช้ในการสร้างตัวโครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบจะใช้เป็นซูเปอร์ไลน์แบบ PA 66 ที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับ 3.3 หลังจากที่ได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีความเหมาะสมเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ได้กำหนดไว้ จึงทำการนำไปสร้างโครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดและทดสอบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดชุดบนโครงสร้างโครงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดชุดแบบตัวกลางแบบเส้นต้นแบบ คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์สายอากาศ แบบรูปการแผ่กำลัง และอัตราขยาย โดยในการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นนั้นจะทำการวัดและทดสอบสายอากาศภายในห้องปิดกั้นคลื่นไว้กึ่งการสะท้อนที่ PTEC



(ก) แสดงสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบ

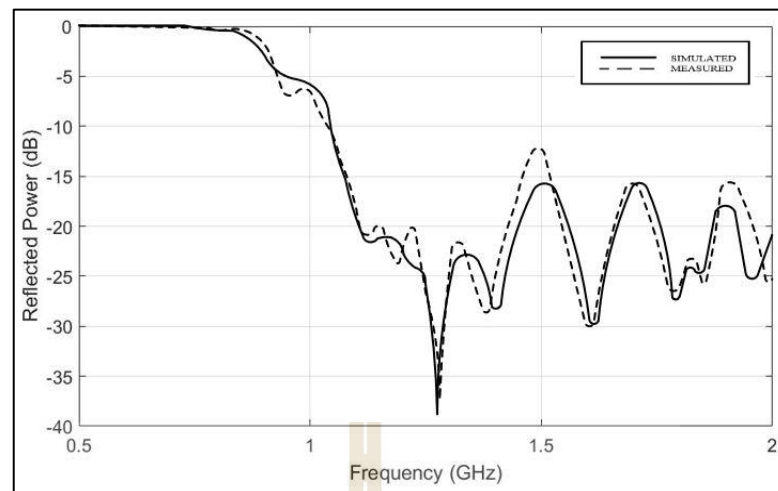


(ข) แสดงห้องสำหรับวัดทดสอบ

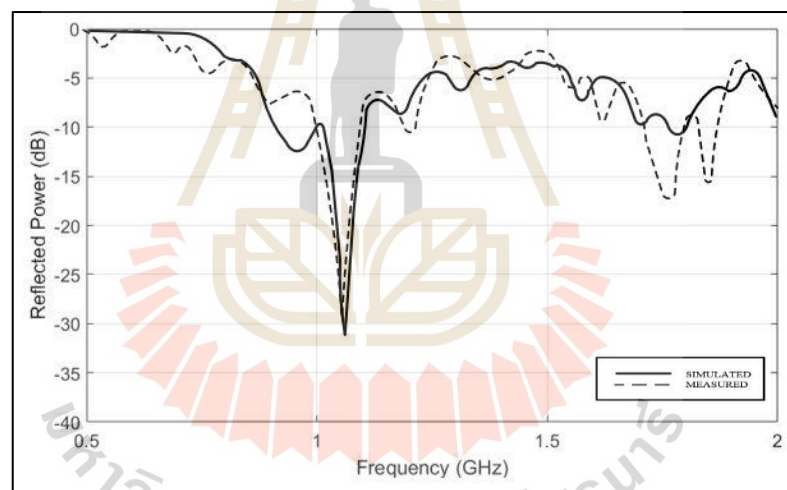
รูปที่ 5.7 สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบร่วมกับโครงสร้างอภิวัด

5.3.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

สำหรับการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดต้นแบบทำการวัดในห้องที่ไม่สะท้อนคลื่น โดยรูปที่ 5.8 แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของค่า S_{11} (ระบบเรดาร์หลัก) และ S_{11} (ระบบพิสจันฝ่าย) ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดบนโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นต้นแบบ จากผลการวัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศของระบบเรดาร์หลักที่ป้อนกำลังที่ความถี่ 1,300 MHz เพียงความถี่เดียว พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ที่ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศมีช่วงความถี่ที่ S_{11} เท่ากับ -15 dB ตั้งแต่ 1,087 MHz ถึง 1,498 MHz สำหรับผลเฉลยของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศของระบบพิสจันฝ่ายที่ป้อนกำลังที่ความถี่ 1,030 MHz และ 1,090 MHz ผลที่ได้จากการวัดทดสอบที่มีความต่างเฟส 180 องศา พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน (S_{11}) ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศมีช่วงความถี่ที่ S_{11} เท่ากับ -15 dB ตั้งแต่ 1,012 MHz ถึง 1,092 MHz ดังแสดงในรูปที่ 5.8



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระบบเรดาร์หลัก (S_{11})

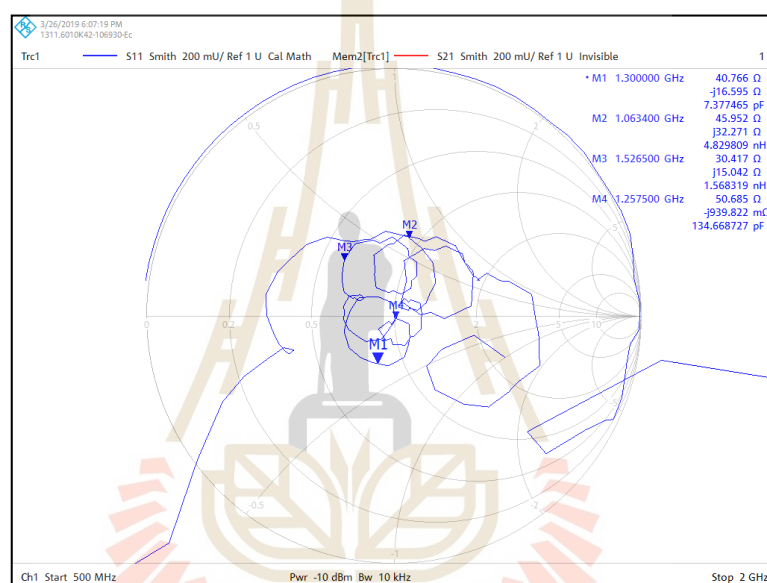


(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของระบบพิกัดนำไฟฟ้า (S_{11})

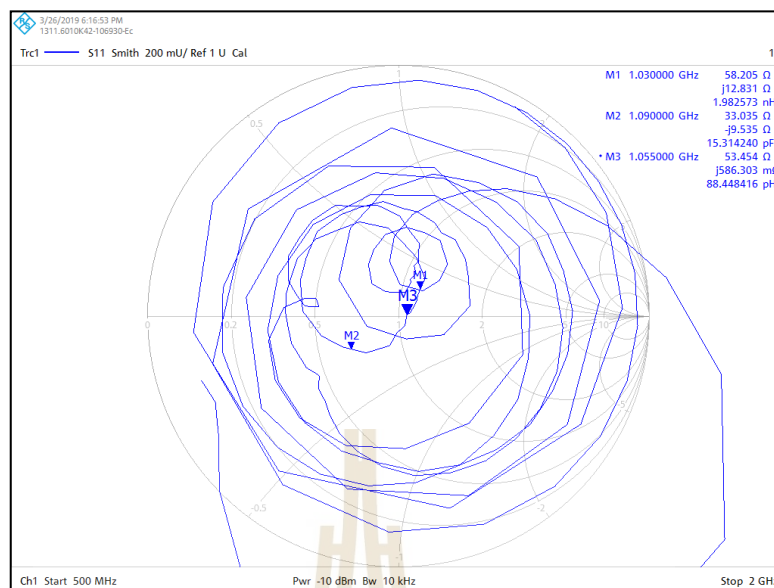
รูปที่ 5.8 เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดต้นแบบ

5.3.2 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิค อภิวัดบนโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น ต้นแบบ ในส่วนของระบบพิกัดที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,030 MHz และ 1,090 MHz แสดงได้ดัง รูปที่ 5.9 (ก) มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $58.2\ \Omega$ และ $33.03\ \Omega$ สำหรับรูปที่ 5.9 (ข) แสดงค่าอิมพีแดนซ์ ของระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,300 MHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $40.7\ \Omega$ ซึ่งใกล้เคียง กับค่าที่ยอมรับได้ คือ $50\ \Omega$



(ก) ระบบเรดาร์หลัก



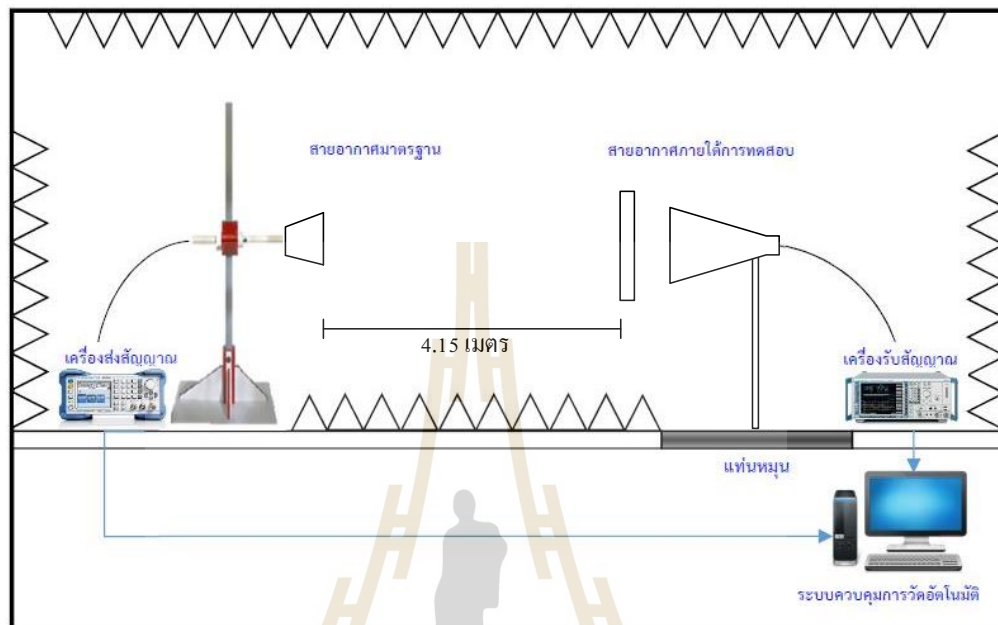
(ข) ระบบพิสูจน์ฝ่าย

รูปที่ 5.9 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบ

5.3.3 ผลการวัดทดสอบอัตรายาย

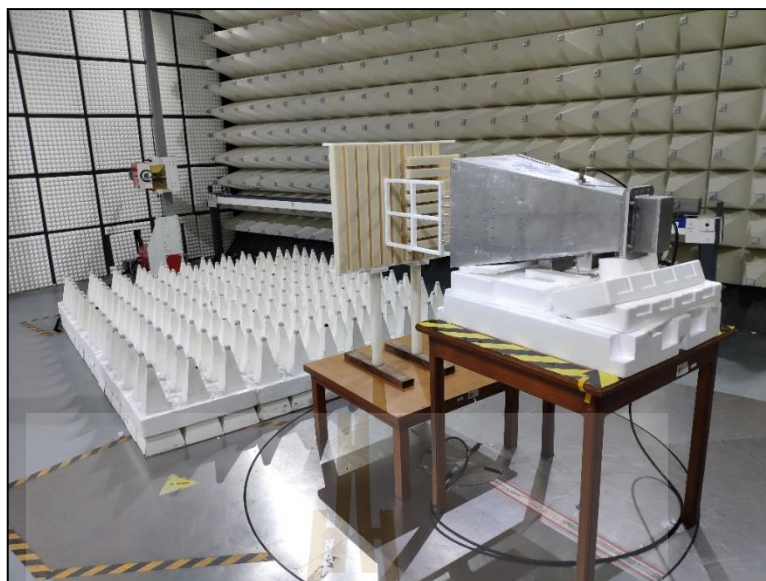
ในการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะ R คือระยะห่างระหว่าง การติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสาม ระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของระบบสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสาม ระยะไกลทั้งสามความถี่ของระบบพิสูจน์ฝ่าย (1,030 MHz และ 1,090 MHz) และระบบเรดาร์หลัก (1,300 MHz) ได้ระยะที่ไกลที่สุด $R \geq 4.10$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ $R = 4.15$ เมตรและมีความสูงจากพื้นห้อง 1.21 เมตรเพื่อใช้ในการวัดทดสอบสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด ร่วมกับโครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบ และใช้สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดมาตรฐานเป็นสายอากาศ อ้างอิงมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งซึ่งสายอากาศดังกล่าวได้มีการวัดทดสอบมาตรฐาน อัตรายายเรียบร้อยแล้วโดยมีอัตรายายที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,030 MHz เท่ากับ 6.13 dBi, 1,090 MHz เท่ากับ 6.40 dBi และ 1,300 MHz เท่ากับ 7.32 dBi และใช้สายอากาศมาตรฐานอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่ เป็นภาครับ หลังจากนั้นจะเปลี่ยนเป็นสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัด ชุดต้นแบบมาแทนสายอากาศมาตรฐานที่ทำหน้าที่เป็นภาครับดังแสดงในรูปที่ 5.10 จากนั้นใช้สมการ

การที่ (5.1) คำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดดู
ต้นแบบ



(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.10 แสดงการวัดของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบ

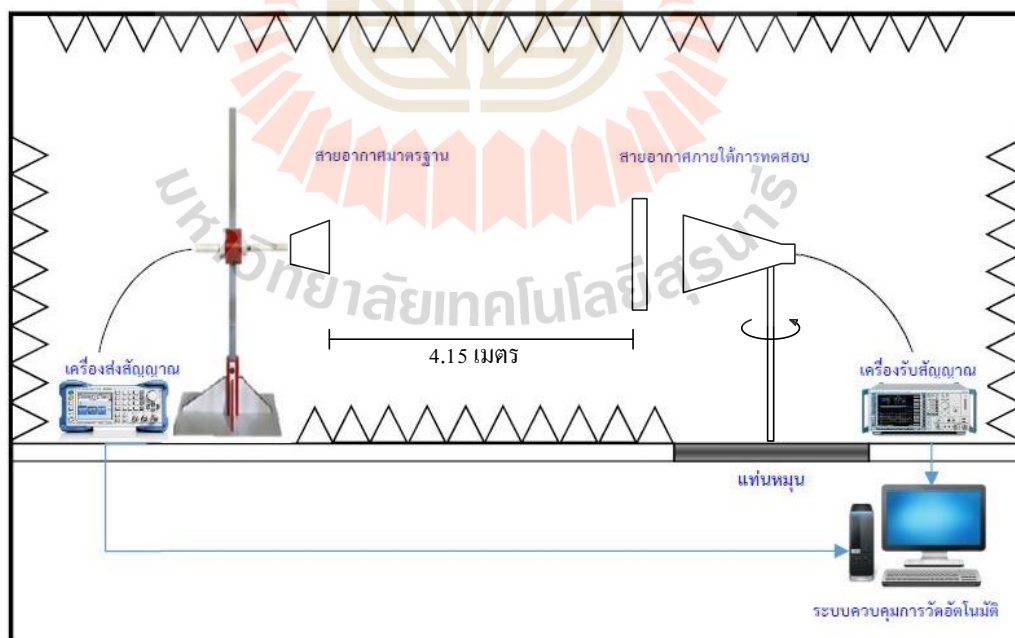
จากสมการที่ (5.1) สามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบของระบบพิกัดที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz มีอัตราขยายเท่ากับ 14.21 dBi, 14.15 dBi, และ 13.75 dBi ตามลำดับ ซึ่งสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 แสดงผลการวัดอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัดชุดต้นแบบ

Frequency (MHz)	P_t (dBm)	P_r (dBm)	G_r (dBi)	G_t (dBi)
1,030	-33.11	-41.19	6.13	14.21
1,090	-33.2	-40.94	6.41	14.15
1,300	-34.23	-40.66	7.32	13.75

5.3.4 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

ในการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัด จากรูปที่ 5.11 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัด โดยในการวัดทดสอบได้ทำการวัดในห้องปิดกั้นคลื่นไว้ทั้งการสะท้อนและมีระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศมาตรฐานหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของระบบสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลทั้งสามความถี่ของระบบพิสูจน์ฝ่าย (1,030 MHz และ 1,090 MHz) และระบบเรดาร์หลัก (1,300 MHz) ได้ระยะที่ไกลที่สุด $R \geq 4.10$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ $R = 4.15$ เมตร โดยใช้สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดมาตรฐานมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัด (สายอากาศภาครับ) ซึ่งจะหมุนรอบแนวแกนหมุนตั้งแต่ 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบทั้งในระบบพิสูจน์ฝ่ายความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz ทั้งหมดในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 5.11

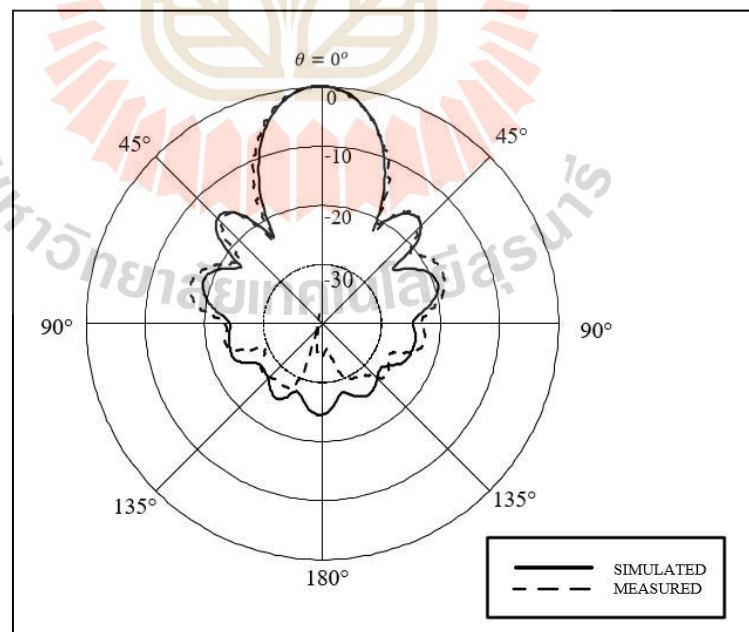


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

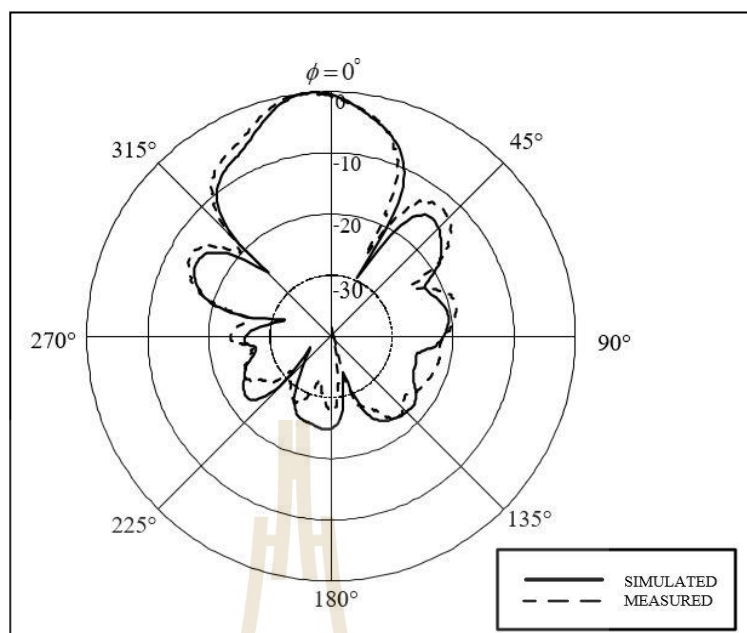


(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการณั้แผ่กำลัง

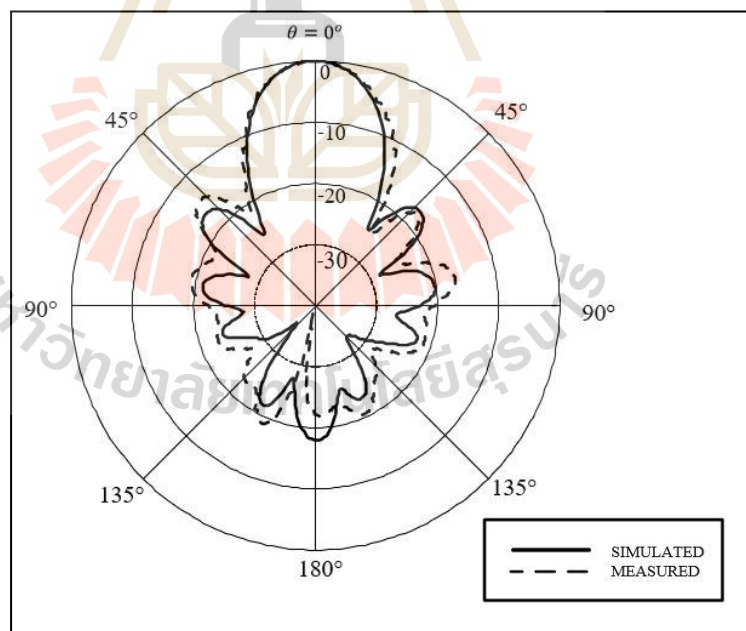
รูปที่ 5.11 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการณั้แผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัด



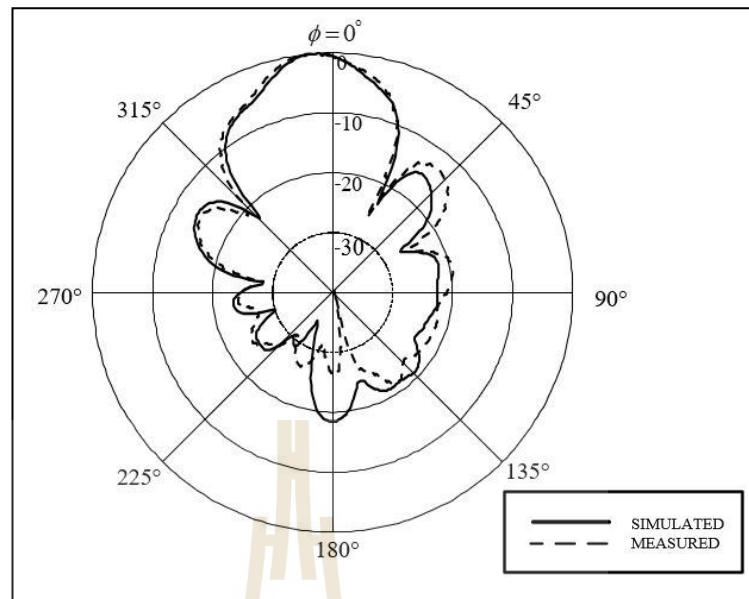
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,030 MHz



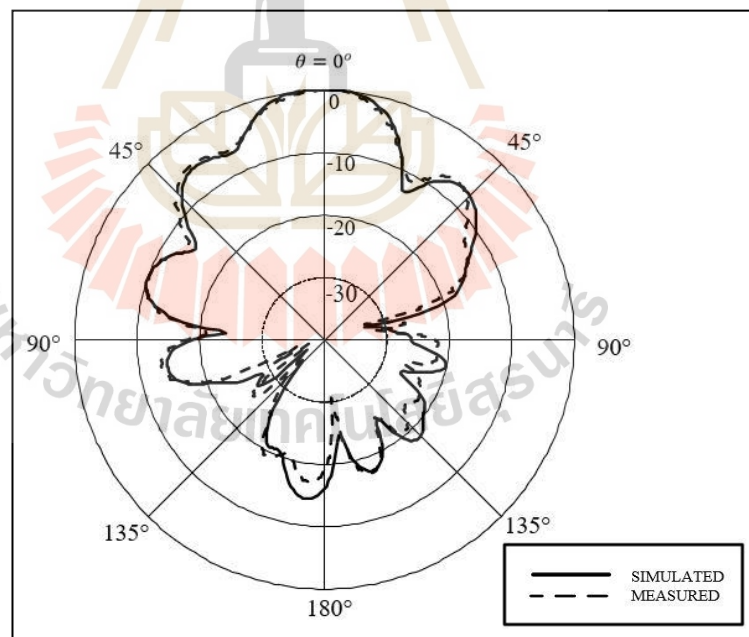
(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,030 MHz



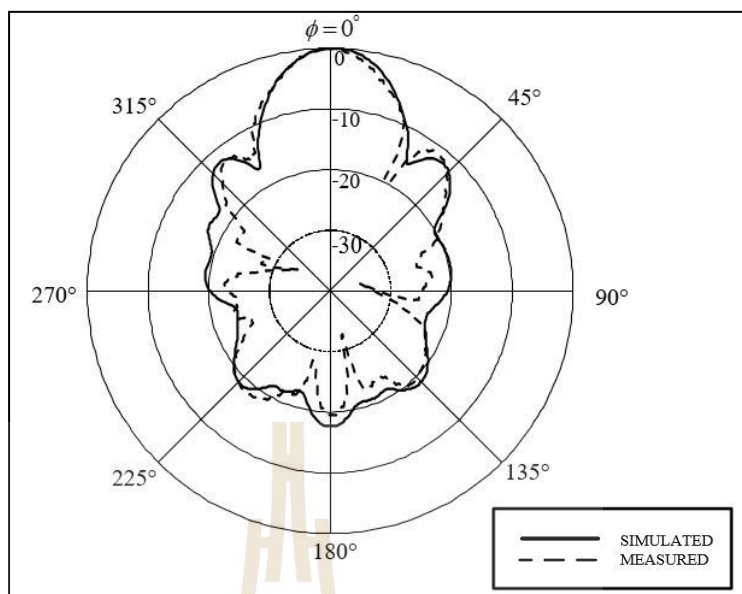
(ค) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,090 MHz



(ง) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,090 MHz



(จ) ระบายสนามไฟฟ้า ความถี่ 1,300 MHz



(จ) ระบายสนามแม่เหล็ก ความถี่ 1,300 MHz

รูปที่ 5.12 แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัด

จากตารางที่ 5.4 แสดงการเปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปและผลที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับ โครงสร้างอภิวัด จากผลที่ได้จากการวัดทดสอบของระบบพิสูจน์ฝ่ายที่ความถี่ 1,030 MHz พบว่า มีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามแม่เหล็กที่มุม 6 องศา (ทางซ้ายของมุม 0 องศา) สำหรับใน ระนาบสนามไฟฟ้ามีทิศทางของโหลบลหลักอยู่ทางด้านหน้าที่มุม 0 องศา โดยมีขนาดของความ กว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 25 องศา และ 29 องศา ตามลำดับในส่วนของระดับพุกคลื่นด้านข้างที่เกิดขึ้นในระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -17.97 dB และในระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ -13.32 dB ซึ่งจะมีอัตราขยายเท่ากับ 14.21 dBi ส่วนผลที่ ได้จากการวัดทดสอบในความถี่ที่ 1,090 MHz พบว่ามีอัตราขยายเท่ากับ 14.15 dBi และมีทิศทาง ของโหลบลหลักในระนาบสนามแม่เหล็กที่มุม 6 องศา เช่นเดียวกับความถี่ 1,030 MHz และใน ระนาบสนามไฟฟ้านั้นมีทิศทางของโหลบลหลักอยู่ที่มุม 0 องศา ขนาดของความกว้างลำคลื่นครึ่ง กำลังกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 25 องศา และระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 29 องศา โดยมี ระดับพุกคลื่นด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -14.95 และมีระดับพุกคลื่นด้านข้างใน สนามแม่เหล็กเท่ากับ -13.32 dB

สำหรับผลการวัดทดสอบของระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ 1,300 MHz พบว่ามีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามไฟฟ้าอยู่ที่มุม 0 องศา และมีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่มุม 0 องศา มีขนาดของความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเท่ากับ 29 องศา และ 23 องศา ตามลำดับ โดยมีระดับพหุคลื่นด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -8.57 และมีระดับพหุคลื่นด้านข้างในสนามแม่เหล็กเท่ากับ -13.71 dB และมีอัตราขยายเท่ากับ 13.75 dBi ซึ่งจากเปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปและผลที่ได้จากการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดคั่นแบบทั้งในระบบพิสจันฝ่าย แล้วพบว่ามีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป

ตารางที่ 5.4 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัด

ความถี่	พารามิเตอร์	ผลจากการจำลอง	ผลจากการวัดทดสอบ
1,030 MHz (ระบบพิสจันฝ่าย)	อัตราขยาย	15.64 dBi	14.21 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	0 degree	0 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง	25.2 degree	25 degree
	ระดับพหุข้าง	-17 dB	-17.97 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	6 degree (Left)	6 degree (Left)
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง	28.2 degree	29 degree
	ระดับพหุข้าง	-15.5 dB	-13.32 dB
1,090 MHz (ระบบพิสจันฝ่าย)	อัตราขยาย	15.55 dBi	14.15 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	0 degree	0 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง	24.1 degree	25 degree
	ระดับพหุข้าง	-16.8 dB	-14.95 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	6 degree (Left)	6 degree (Left)
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง	26.8 degree	29 degree
	ระดับพหุข้าง	-12.4 dB	-13.32 dB
	อัตราขยาย	14.04 dBi	13.75 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	0 degree	0 degree

ความถี่	พารามิเตอร์	ผลจากการจำลอง	ผลจากการวัดทดสอบ
1,300 MHz (ระบบเรดาร์หลัก)	ทิศทางของโหลบลหลัก	0 degree	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	32 degree	29 degree
	ระดับพูข้าง	-6.8 dB	-8.57 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	1 degree	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	26.4 degree	23 degree
	ระดับพูข้าง	-13.9 dB	-13.71 dB

5.4 การเปรียบเทียบผลการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดต้นแบบ

การเปรียบเทียบผลการวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิด โดยใช้เทคนิคโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น พบว่าเมื่อเพิ่มโครงสร้างอภิวัดไปวางไว้ที่หน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ 1) ระบบพิสูจน์ฝ่ายที่ความถี่ 1,030 MHz มีความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 25 องศา (ลดลงจากเดิม 15 องศา) และมีความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 29 องศา (ลดลงจากเดิม 22 องศา) ซึ่งมีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามไฟฟ้าและในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่มุม 0 องศา และ 6 องศา ระดับพูคลื่นด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -17.97 dB และมีระดับพูคลื่นด้านข้างในสนามแม่เหล็กเท่ากับ -13.32 dB และมีอัตราขยายเท่ากับ 14.21 dBi (เพิ่มขึ้นจากเดิม 3.05 dB) ในส่วนของความถี่ 1,090 MHz ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 25 องศา (ลดลงจากเดิม 14 องศา) และมีความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 29 องศา (ลดลงจากเดิม 23 องศา) ซึ่งมีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามไฟฟ้าและในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่มุม 0 องศา และ 3 องศา ระดับพูคลื่นด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -14.95 และมีระดับพูคลื่นด้านข้างในสนามแม่เหล็กเท่ากับ -13.32 dB และมีอัตราขยายเท่ากับ 14.15 dBi (เพิ่มขึ้นจากเดิม 3.03 dB) 2) ระบบเรดาร์หลักที่มีความถี่ใช้งานอยู่ที่ 1,300 MHz มีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามไฟฟ้าอยู่ที่มุม 0 องศา และมีทิศทางของโหลบลหลักในระนาบสนามแม่เหล็กอยู่ที่มุม 0 องศา โดยมีความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 29 องศา (ลดลงจากเดิม 36 องศา) และมีความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 23 องศา (ลดลงจากเดิม 17 องศา) ระดับพูคลื่นด้านข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -8.57 และมีระดับพูคลื่นด้านข้างใน

สนามแม่เหล็กเท่ากับ -13.71 dB และมีอัตราขยายเท่ากับ 13.75 dBi (เพิ่มขึ้นจากเดิม 3.25 dB) โดยสามารถแสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังตารางที่ 5.5 จากผลที่ได้จากการเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่า โครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้น สามารถเพิ่มอัตราขยายปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบได้ประมาณสองเท่า หรือ 3 dB ทั้งระบบพิกัดแนวนอนและระบบเรดาร์หลัก อีกทั้งยังสามารถคงความต่างมุมของทิศทางของโหลบลหลักของทั้งสองระบบไว้ที่ 6 องศา ตามเดิม ดังนั้นจึงแสดงให้เห็นว่าเทคนิคการนำคุณสมบัติโครงสร้างอภิวัดแบบ โครงสร้างแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบได้

ตารางที่ 5.5 เปรียบเทียบพารามิเตอร์ที่ได้จากการผลวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดต้นแบบ

ความถี่	พารามิเตอร์	สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดต้นแบบ	สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดร่วมกับโครงสร้างอภิวัดต้นแบบ
1,030 MHz (ระบบพิกัดแนวนอน)	อัตราขยาย	11.16 dBi	14.21 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	0 degree	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	40 degree	25 degree
	ระดับพูข้าง	-16.63 dB	-17.97 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	6 degree (Left)	6 degree (Left)
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	51 degree	29 degree
	ระดับพูข้าง	-24.48 dB	-13.32 dB
1,090 MHz (ระบบพิกัดแนวนอน)	อัตราขยาย	11.12 dBi	14.15 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	2 degree (Right)	0 degree
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	39 degree	25 degree
	ระดับพูข้าง	-15.46 dB	-14.95 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหลบลหลัก	6 degree (Left)	6 degree (Left)
	ความกว้างลำคลื่นกำลัง	52 degree	29 degree
	ระดับพูข้าง	-	-13.32 dB

ความถี่	พารามิเตอร์	สายอากาศปากแตรรูป พีระมิดต้นแบบ	สายอากาศปากแตรรูป พีระมิดร่วมกับโครงสร้าง อภิวัดต้นแบบ
1,300 MHz (ระบบเรดาร์หลัก)	อัตราขยาย	10.50 dBi	13.75 dBi
	ระนาบสนามไฟฟ้า		
	ทิศทางของโหนดหลัก	0 degree	0 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง	65 degree	29 degree
	ระดับพูข้าง	-	-8.57 dB
	ระนาบสนามแม่เหล็ก		
	ทิศทางของโหนดหลัก	1 degree	0 degree
	ความกว้างลำครึ่งกำลัง	40 degree	23 degree
	ระดับพูข้าง	-29.79 dB	-13.71 dB

5.5 สรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดโดยใช้เทคนิคอภิวัดบนโครงสร้างโครงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นต้นแบบ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของระบบสายอากาศที่สร้างขึ้นจริง โดยเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบกับผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST สำหรับคุณลักษณะที่นำมาเปรียบเทียบกันได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์ แบบรูปการแผ่กำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศ อัตราขยายของสายอากาศ จากการเปรียบเทียบพบว่าเทคนิคอภิวัดบนโครงสร้างแบบโครงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดได้โดยมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากเดิมประมาณสองเท่า และยังคงความแตกต่างของทิศทางของโหนดหลักของทั้งสองระบบไว้ตามเดิม

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบอภิวัดสำหรับเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์แบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่ โดยใช้วิธีการจำลองผลและวิเคราะห์การออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของโครงสร้างอภิวัดสำหรับประยุกต์ใช้งานในสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์แบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่ โดยเริ่มจากจำลองผลสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์แบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่ ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อศึกษาคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า พบว่าสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์แบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่ มี 2 ระบบ คือ ระบบพิสูจน์ฝ่ายที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,030 MHz และ 1,090 MHz และระบบเรดาร์หลักที่ความถี่ปฏิบัติการ 1,300 MHz และมี 2 ขั้วคลื่น ซึ่งทั้งสองระบบจะมีทิศทางของโหนดหลักต่างกันอยู่ที่ 6 องศา มีอัตราขยายที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และ 1,300 MHz เท่ากับ 12.39 dBi 12.51 dBi และ 10.85 dBi ตามลำดับ จากนั้นทางผู้วิจัยมีความสนใจที่จะนำโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นมาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์แบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่ให้ดียิ่งขึ้น โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบโครงสร้างอภิวัดให้มีความเหมาะสมสำหรับไปประยุกต์ใช้งานกับสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์แบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่ ซึ่งใช้อภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบเรดาร์หลักและใช้อภิวัดแบบตัวกลางแบบเส้นสำหรับเพิ่มประสิทธิภาพให้ระบบพิสูจน์ฝ่าย จากการออกแบบพบว่าเมื่อเพิ่มโครงสร้างโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับตัวกลางแบบเส้นในตำแหน่งที่เหมาะสมจะทำให้อัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดระบบเรดาร์แบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่เพิ่มขึ้นมีค่าเท่ากับ 15.64 dBi 15.55 dBi และ 14.04 dBi ที่ความถี่ 1,030 MHz, 1,090 MHz และ 1,300 MHz ตามลำดับ ซึ่งสามารถเพิ่มอัตราขยายของทั้งสองระบบได้ประมาณ 2 เท่า หรือ 3 dB นอกจากนั้นยังใช้เทคนิคการเพิ่มแท่งซูเปอร์ลีนทางด้านขวาของโครงสร้างอภิวัดแบบโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าและแท่งอลูมิเนียมที่ด้านหน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดเพื่อเป็นตัวควบคุมทิศทางของ

โหลบให้เป็นไปตามที่ต้องการและเมื่อสายอากาศปากแตรรูปพีระมิดทำงานร่วมกับตัวโครงสร้าง อภิวัดคู่ทั้งสองชนิดสามารถคงความความแตกต่างทิศทางของโหลบหลักของทั้งระบบพิสูจน์ฝ่าย และระบบเรดาร์หลักไว้ที่ 6 องศาตามเดิม

6.2 ข้อเสนอแนะในการวิจัย

จากบทสรุปเป็นการนำเสนอโครงสร้างอภิวัดคู่สำหรับการใช้ในการพัฒนาสายอากาศปากแตร รูปพีระมิดที่มีสองขั้วคลื่นและสองความถี่ จากคุณสมบัติข้างต้นสามารถนำไปใช้งานในการ ออกแบบร่วมกับสายอากาศประเภทอื่นๆ ที่ให้คุณสมบัติใกล้เคียงกับสายอากาศปากแตรข้างต้น จากนั้นยังสามารถนำคุณสมบัติอภิวัดคู่ในรูปแบบ โครงสร้างต่างๆ ที่สามารถรองรับคุณสมบัติของ สายอากาศปากแตรรูปพีระมิดแบบสองขั้วคลื่นและสองความถี่มาศึกษาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ สายอากาศต่อไป

ในลำดับสุดท้ายนี้ทางผู้วิจัยหวังว่าการออกแบบ วิธีการศึกษาวิเคราะห์ แนวความคิด ผล การวิเคราะห์และการวัดทดสอบจากโครงการนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่ สนใจศึกษาเกี่ยวกับเทคนิคที่ใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศโดยใช้คุณสมบัติอภิวัด คู่แบบโครงสร้างโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าร่วมกับอภิวัดคู่แบบตัวกลางแบบเส้นต่อไป



เอกสารอ้างอิง

- ศราวุธ ชัยมูล และ ประยูทธ อัครเอกผาลิน. (2554). **อภิวัดสำหรับการประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ (Metamaterials for Antenna Applications)**. วารสารวิชาการพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีที่ 21 ฉบับที่ 2 หน้า 472-482
- รังสรรค์ วงศ์สรรค, **วิศวกรรมสายอากาศ (พิมพ์ครั้งที่ 3)**, ศูนย์วัดกรรมและเทคโนโลยีการศึกษา, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี, 2555.
- A. B. Constantine, **Antenna theory: Analysis and Design**, Wiley-Interscience, 2005.
- D. R. Rhodes, "An Experimental Investigation of the Radiation Patterns of Electronic Horn Antennas," *Proceedings of the IRE*, Vol. 3, 1101-1105, 1948
- Skolnik. M.I. **Radar handbook**, McGraw-Hill, 1990.
- H. Nakano, S. Okusawa, K. Ohishi, H. Mimaki, and Yamauchi, "A **Curl Antenna**," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 41, pp. 1570-1575, 1993.
- D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, "**High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band**," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, 1999, pp. 2059-2074.
- J. S Colburn and Y.Rahmat-Samii, "**Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates**," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47, 1999, pp. 1785-1794.
- R. Coccioli, F. R. Yang, K. P. Ma, and T. Itoh, "**Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate**," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, pp. 2123-2130, 1999.
- R. Gonzalo, P. J. I. de Maagt, and M. Sorolla, "**Enhanced Patch Antenna Performance by Suppressing Surface Waves Using Photonic Band-Gap Structures**," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, No. 11, 1999, pp. 2131-2138.
- F.-R. Yang, K.-P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "**A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits**," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 47, 1509-14, 1999.

- D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemet-Nasser, and S. Schultz, “**Composite Medium with simultaneously Negative Permeability and Permittivity,**” The American Physical Society, Vol. 84, pp. 4184-4187, 2000.
- Z. Li and Y. Rahmat-Samii, “**PBG, PMC and PEC ground planes: a case study of dipole antennas,**” IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4, pp. 2258-61, 2000.
- A.S. Barlevy, and Y. Rahmat-Samii, “**Characterization of electromagnetic band-gaps composed of multiple periodic tripods with interconnecting vias: concept, analysis, and design,**” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, 242-353, 2001.
- F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “**A Low-Profile Circularly Polarized Curl Antenna over an Electromagnetic Band Gap (EBG) Surface,**” Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 31, No. 4, 264-7, 2001.
- W. E. McKinzie III, R. B. Hurtado, B. K. Klimczak, and J. D. Dutton, “**Mitigation of multipath through the use of an artificial magnetic conductor for precision GPS surveying antennas,**” IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4, pp. 640-3, 2002.
- M.Krairiksh, P.Ngamjanyaporn, and C.Kessuwan, “**Flat four beam compact phased array antenna,**” IEEE Microwave and Wireless Component Letters, Vol.12, No.5, 184-186, May 2002.
- N. Fang, and Xiang Zhang, “**Imaging Properties of a metamaterial superlens,**” Proceedings of the 2nd IEEE Conference on Nanotechnology, pp. 225-228, 2002
- F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “**Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, No. 10, 2691-703, 2003.
- S. Clavijo, R. E. Diaz, and W. E. McKinzie, “**Design methodology for sievenpiper high-impedance surfaces: an artificial magnetic conductor for positive gain electrically small antennas,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 51, No. 10, 2678-90, 2003.

- H. Nakano, K. Hitosugi, N. Tatsuzawa, D. Togashi, H. Mimaki, and J. Yamauchi, “**Effects on the radiation characteristics of using a corrugated reflector with a helical antenna and an electromagnetic band-gap reflector with a spiral antenna,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, No. 1, 191-9, 2005.
- A. R. Weily, L. Horvath, K. P. Esselle, B. C. Sanders, and T. S. Bird, “**A planar resonator antenna based on a woodpile EBG material,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, No. 1, 216-23, 2005.
- Burghignoli, P., Lavat, G., Capolino, F., Jackson, D. R. and Wilton, D. R. **Directive Leaky-Wave Radiation From a dipole Source in a Wire-Medium Slab.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.56, no.5, pp. 1329-1339, 2008.
- Burghignoli, P., Lavat, G., Capolino, F., Jackson, D. R. and Wilton, D. R. **Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab.** IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.56, no.5, pp. 1119-1124, 2008.
- Y. Lee, X. Lu, Y. Hao, S. Yang, J.R.G. Evans and C.G. Parini, “**Low-Profile Directive Millimeter-Wave Antennas Using Free-Formed Tree-Dimensional (3-D) Electromagnetic Bandgap Structures,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 57, 2893-2903, 2009
- F. Yang and Y. Rahmat-Samii, **Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering,** Cambridge University Press, Cambridge, 2009.
- Zhou, R., Zhang, H. and Xin H., “**Metallic Wire Array as Low-Effective Index of Refraction Medium for Directive Antenna Application.**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.58, no.1, pp.79-87, 2010.
- Ramaccia, D., Scattone, F., Bilotti, F. and Toscano, “**A Broadband Compact Horn Antennas by Using EPS-ENZ Metamaterial Lens,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, No. 6, 2929-2937, 2013.
- Forati, E. and Hanson, G. W. “**Scattering from Isotropic Connected Wire Medium Metamaterials: Three-, Two-, and One-Dimensional Cases.** IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, No.7, pp. 3564-3574, 2013.

- A. Tomaz, J. J. Barroso, P. J. Castro, and A. J. F. Orlando, **“Experimental investigation on the radiation pattern of a horn antenna loaded by a wire medium,”** 2013 IEEE Antennas and propagation Society International Symposium (APSURSI), 2013.
- S. Kampeephath, P. Krachodnok, and R. Wongsan, **“Gain Improvement for Conventional Rectangular Horn Antenna with Additional EBG Structure,”** The 2014 International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2014), Nakhon Ratchasima, Thailand, May 2014.
- Mustafa K., Al-Nuaimi, T., Hong, W. and Zhang, Y. **Design of High-Directivity Compact-Size Conical Horn Lens Antenna.** IEEE Antennas and Wireless Propagations Letters, vol. 13, No. 3, pp. 467-470, 2014.
- Mustafa K., Al-Nuaimi, T., Hong, W. and Zhang, Y. **Discrete Dielectric Reflect array and Lens for E-Band with Different Feed.** IEEE Antennas and Wireless Propagations Letters, vol. 13, No. 3, pp. 947-950, 2014.
- R. Wongsan, P. Krachodnok, S. Kampeephath, and P. kamphikul, **“Gain enhancement for conventional circular horn antenna by using EBG technique,”** Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 12th International Conference, 2015.
- Di Wu, Z. Feng, X. Zhuang, **“A novel focusing lens conical horn antenna loaded with dielectric,”** Wireless Symposium (IWS) IEEE International, 1-4, 2015.
- P. Kamphikul, and R. Wongsan, **“Gain Improvement for rectangular horn antenna by using Curved-Woodpile Metamaterial,”** Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 13th International Conference, 2016
- P. Duanhtang, P. Mesawad, and R. Wongsan, **“Gain improvement of conical horn antennas by adding wire medium,”** Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 13th International Conference, 2016.
- S. Demirel, A. Caliskan, M. T. Mersin, A. S. Turk, M. A. Belen, and P. Mahouti, **“Design of Dielectric Lens Loaded Double Ridged Horn Antenna for Millimetre Wave**

Application,” 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON), 2016

S. Kampeephath, P. Kamphikul, and R. Wongsan, **“Gain improvement for conventional rectangular horn antenna with additional two-layer wire medium structure,”** 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL), 2017.



ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

งานตีพิมพ์วารสารระดับนานาชาติ

P. Khamsalee, P. Meesawad, and R. Wongsan, “**Hybrid Metamaterial for Secondary Radar Antenna System,**” Journal of Electromagnetic and Science. Vol. 20, No. 3, 2020, pp. 221-233.

งานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

P. Khamsalee, P. Meesawad, and R. Wongsan, “**Performance improvement of waveguide to coaxial adapter by using split ring resonator and wire medium structure,**” 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2017), 2017.

P. Khamsalee, P. Meesawad, and R. Wongsan, “**Gain Enhancement of Asymmetric Horn for Secondary Radar Antenna System using Hybrid Metamaterials,**” 2018 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2018), 2018.

R. Wongsan, and P. Khamsalee, “**Hybrid Metamaterial Structure for Asymmetric Horn of Secondary Radar System,**” 2019 International Electrical Engineering Congress (iEECON), 2019.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Hybrid Metamaterial for the Secondary Radar Antenna System

Peerasan Khamsalee* · Piyaporn Mesawad · Rangsan Wongsan

Abstract

This paper proposes the gain enhancement of dual-band and dual-polarized asymmetric horn antenna for the secondary radar system using hybrid metamaterial techniques. The hybrid metamaterial is comprised of the structures of woodpile electromagnetic bandgap (EBG) for gain enhancement of the primary main beam of the radar system at the operating frequency of 1,300 MHz with horizontal polarization; and the wire medium structure that is placed beside the EBG structure for gain improvement of the identification friend or foe (IFF) main beam, which is operated at the center frequency of 1,060 MHz with vertical polarization. Meanwhile, the cooperated structures have to function to control the directions of the primary and IFF main beams retaining at 0° and 6°, respectively, too. When the hybrid metamaterial structure is placed at the front of an asymmetric horn's aperture, with suitable parameters and optimized spacing, it is found to increase the gains of the two beams compared to the single asymmetric horn around 3 dB and retain the directions of original main beams. The comparison of the results between simulation and measurement, such as the reflected power (S_{11}), gain, and radiation patterns, are in good agreement.

Key Words: Gain Enlargement, Electromagnetic Band Gap, Horn Antenna, Secondary Radar, Wire Medium.

I. INTRODUCTION

Radio detection and ranging (RADAR) is a method of using electromagnetic waves to remotely sense the velocity, position, and identifying characteristics of targets [1]. The secondary radar system is another type of radar that is widely used for detecting distant targets. The secondary radar system has two main operating systems. The first deals with detecting and reporting the position of a target by transmitting a periodic pulse signal to the target and receiving the reflected signal back. The second is used to identify the detected target using the identification friend or foe (IFF) system, in which the IFF signal is transmitted to the target and the answered message is received back. To avoid interference between two adjacent frequency

bands of the radar system, orthogonal polarization has been used in the rectangular horn antenna as a feeder of the reflector antenna that is commonly used in radar systems.

There are two ways to improve the radiated efficiency of the radar system: (1) increase the transmitting power or (2) enhance the gain of the antenna. In this paper, we focus on the gain improvement of the primary feeder of the reflector antenna as an alternative to enlarging the dimension of the reflector. The primary feeder of DR-172 ADV medium-altitude radar, which is our reference radar, uses one asymmetric rectangular horn for feeding electromagnetic waves to the reflector with the dual-frequency bands (1,215–1,365 MHz for target detection and 1,030–1,090 MHz for target identification), dual-polarization, and different main beam direction.

Manuscript received October 14, 2019 ; Revised April 10, 2020 ; Accepted July 16, 2019. (ID No. 20191014-086)

School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand.

*Corresponding Author: Peerasan Khamsalee (e-mail: d5840496@g.sut.ac.th)

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

© Copyright The Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science. All Rights Reserved.

In the current research, the methods for performance enhancement of the antenna were reported by using the new technology, which is called a metamaterial structure since it can increase the radiation efficiency of microwave antennas [2, 3]. The properties of the metamaterial result from the composition and the combination of materials, where the structural dimension is considerably smaller compared to the given wavelength. Furthermore, the permeability and permittivity of metamaterial are zero or near-zero, and the reflective index is a negative quantity [4, 5]. The electromagnetic bandgap (EBG) is a type of the metamaterials with a periodic structure; these materials are known as photonic crystals [6] or photonic bandgap materials. However, the EBG structures are usually realized by a periodic arrangement of dielectric material and metallic conductors. In general, the EBG can be classified into three groups according to a geometric configuration: one-dimensional transmission line, two-dimensional planar surface, and three-dimensional volumetric structure. The woodpile EBG is the selected technique for increasing the gain of an asymmetric rectangular horn in this paper since its 3D structure is very suitable for locating at the front of the horn's aperture to receive the EM energy from the aperture and pass through its own structure into space. The woodpile EBG structures were used as the resonator antennas by locating them above the ground plane of the different feeding antennas (i.e., the double slot and microstrip patch antennas). This paper reports that the woodpile EBG material was able to create highly directional patterns [7]. In addition, the woodpile EBG was designed as a cylindrical structure to cover the monopole antenna, resulting in an increase in the gain of the monopole antenna [8].

Furthermore, from [9, 10], the quadratic-shaped woodpile EBG structure was used to enhance the gain of any horn antenna by its placement at the front of the horn's aperture with optimized spacing. In 2016, Kamphikul and Wongsan [11] continued to develop the cavity of curved woodpile EBG structure for the enhancement of the gain of the slot array antenna instead of increasing the number of slots on the array. Nevertheless, the wire medium is another metamaterial that has a woodpile EBG-type structure [12, 13]. The electromagnetic properties of the wire medium structure designed at the plasma frequency are near zero permittivity or permeability [14]. Tomaz et al. [15] proposed the use of the wire medium structure for decreasing the sidelobe level of the radiation patterns and increasing the directivity of the traditional horn antenna by using five layers of wire embedded in the Styrofoam dielectric. The wire medium was also applied to the horn antenna to reduce the length of the horn, whereas the aperture size of the horn did not change [16]. Later studies [17, 18] reported on the influence of different wire medium structures placed at the front of the aperture of the horn antenna, resulting in higher gain and lower

sidelobe level in traditional horns. From the literature review, we found that both metamaterial structures installed in front of the aperture can increase the gain of the horn antenna. Therefore, this paper proposes the gain enhancement of dual-band and dual-polarized asymmetric horn antenna for secondary radar system using a hybrid metamaterial technique. The proposed hybrid structure comprises woodpile EBG to encourage the first beam for the target detection of the radar system at operating frequency 1,300 MHz with horizontal polarization and a wire medium for improving the second beam for the IFF system at operating frequency 1,060 MHz with vertical polarization. Simultaneously, the proposed structure is capable of treating both main beam directions as the same as the original asymmetric horn provided.

First, the design and configurations of a horn antenna and the hybrid metamaterial are described in Sections II. Second, the simulated results and discussion of all parts of the structure are demonstrated in Section III. Third, the measured results of the established prototype antenna are shown in Section IV. Fourth, the simulated results of the horn antenna and the hybrid metamaterial with the reflector are shown in Section V. Lastly, the conclusions are given in Section VI.

II. HORN ANTENNA AND HYBRID METAMATERIAL CONFIGURATIONS

1. An Asymmetric Rectangular Horn Antenna

Fig. 1 shows the structure of the asymmetric horn antenna, which was modelled from an original horn of DR-172 ADV radar system by Daimler-Chrysler Aerospace, Germany, and was designed to support the dual-frequency band and dual-polarization to function as a feeder of the main reflector antenna of this radar system. The first beam of the feeding horn was designed for target detection of the radar system at an operating frequency of 1,300 MHz with horizontal polarization. Simultaneously, the second beam of this horn was designed for transceiving the IFF signals between the radar station and targets (aircraft) with vertical polarization at frequencies of 1,030 MHz (Tx) and 1,090 MHz (Rx). Moreover, this feeding horn was also designed to control two main beams for target detection and IFF transceiving of the radar systems with different directions at 0° and 6° , respectively. It also provides the gain for target detection beam at 10.85 dBi, and the gains for the IFF beam at 12.39 dBi (Tx) and 12.51 dBi (Rx), respectively.

2. Hybrid Metamaterial Configurations

To improve the gains of this asymmetric horn antenna, we use the combination of woodpile EBG and wire medium structures, which is the hybrid metamaterial that controls the performance of the electromagnetic wave. However, to design the

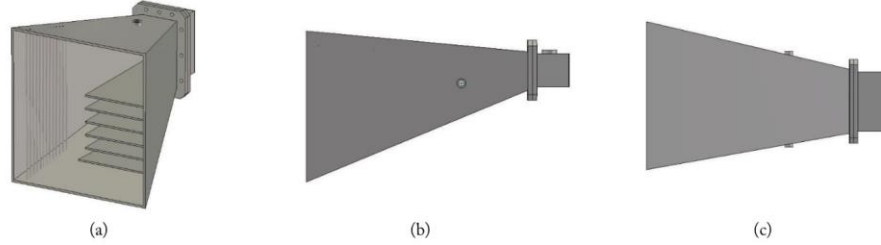


Fig. 1. Structure of asymmetric horn antenna: (a) perspective view; (b) top view; and (c) side view.

proposed hybrid metamaterial, we separated the structure into two parts, namely, structures of woodpile EBG and wire medium, respectively. First, the woodpile EBG structure is designed to be the 3-D periodic structure made from the dielectric material (superlens rods with $\epsilon_r = 3.3$), as shown in Fig. 2, for the enhancement of the directive gain of the target detection beam at the operating frequency of 1,300 MHz. This EBG structure is placed at the front of an asymmetric horn with the suitable position and spacing to fully support the illumination of waves from the boresight of the target detection beam from the horn aperture. In Fig. 2, the given parameters of the unit cell of the woodpile EBG structure are the height of rods (h_1) in layer 1 and 3, the height of rods (h_2) in layer 2 and 4, the length of rods (a), the width of rods (w) and the total height of unit cell (b). These proper parameters of the unit cell are optimized and simulated using CST Studio Suite Software. In the first step, we simulate the impact of the length of rods (a) in a unit cell versus the reflected power (S_{11}) to consider the resonant frequency response, as shown in Fig. 3. It is found that the resonant frequency increases as the rod length increases. Fig. 4 shows the comparison of the simulated reflected power versus the different heights of two rods (h_1) in layers 1 and 3. We found that the resonant frequency increases as the rod height decreases. In addition, if the height of the other two rods (h_2) in layers 2 and 4 is decreased, the resonant frequency is shifted to a higher frequency,

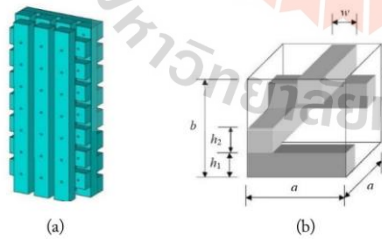


Fig. 2. Structure of woodpile EBG: (a) periodic structure and (b) unit cell.

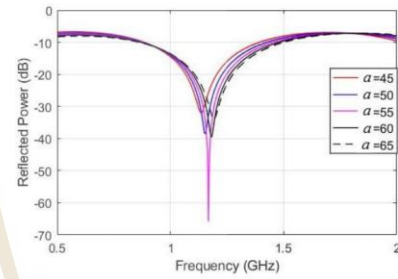


Fig. 3. The simulated reflected power (S_{11}) versus the different lengths (a) of dielectric rods.

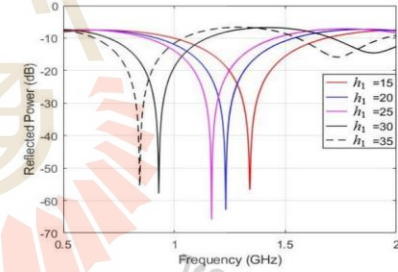


Fig. 4. The simulated reflected power (S_{11}) versus the different heights (h_1) of dielectric rods in layers 1 and 3.

as shown in Fig. 5. Next, the influence of the width on the resonant frequency is considered, as shown in Fig. 6. We found that the resonant frequency decrease as the rod width decreases. Lastly, the most appropriate parameters of a unit cell of the woodpile EBG structure are summarized as follows: $a = 55$ mm, $h_1 = 25$ mm, $h_2 = 30$ mm, $b = 110$ mm, and $w = 40$ mm.

From a single unit cell in Fig. 2(b), the 21 unit cells are assembled by arranging the dielectric rods in a 3×7 pattern, as shown in Fig. 2(a). With a 450 mm spacing between the EBG

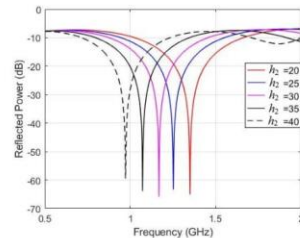


Fig. 5. The simulated reflected power (S_{11}) versus the different heights (h_2) of dielectric rods in layers 2 and 4.

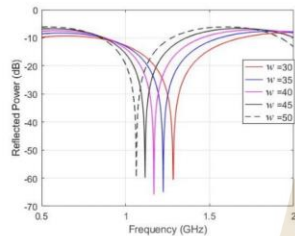


Fig. 6. The simulated reflected power (S_{11}) versus the different widths (w) of dielectric rods.

structure and horn aperture, we found that the structure yields a bandgap of 1.05 GHz to 1.37 GHz at $S_{11} = -15$ dB, covering the resonant frequency of 1,060/1,300 MHz and the overall bandwidth of the horn antenna (Fig. 7). However, we found that the directions of the two beams did not conform to the requirements.

Therefore, to compensate for the diffraction of waves on the left side of the EBG structure, we extended and varied the length of the dielectric rods (W_E) in layers 1 and 3, as displayed in Fig. 8, to control the different directions of the two beams, as illustrated in Table 1. We found that with the length of dielec-

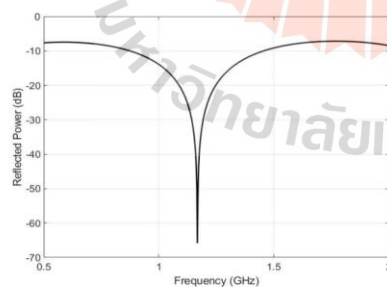


Fig. 7. The simulated reflected power (S_{11}) of woodpile EBG structure before extending the length of the dielectric rods.

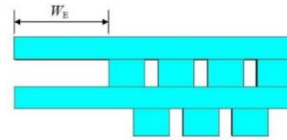


Fig. 8. Structure of woodpile EBG with 3×7 dielectric rods (top view).

Table 1. The 1st simulated results of radar beam directions

Length (mm)	Directions of radar beams ($^\circ$)		
	1,030 MHz	1,090 MHz	1,300 MHz
50	6 (left)	6 (left)	6 (left)
100	6 (left)	6 (left)	3 (left)
105	6 (left)	6 (left)	0
110	4 (left)	5 (left)	1 (right)
115	4 (left)	5 (left)	2 (right)
120	4 (left)	5 (left)	3 (right)

tric rods (W_E) at 105 mm, the direction of the target detection and IFF beams of radar are controlled at 0° and 6° , respectively.

To support the IFF beam operated at 1,030 MHz and 1,090 MHz frequencies with vertical polarization, the wire medium structure uses two layers of the dielectric rods installed at the right side of the EBG structure to improve the gain of the IFF signal (Fig. 9). The parameters of the wire medium structure are as follows: the rod width (W_w), the rod thickness (H_w), the rod height (W_L), the spacing of adjacent rods (W_S) in the same layer, and the spacing between two layers (H_S), which are optimized by CST simulation. From the simulation results, the appropriate parameters are following: $W_w = 45$ mm, $H_w = 30$ mm, $W_L = 535$ mm, $W_S = 16$ mm, and $H_S = 25$ mm.

In Fig. 10, the EBG and wire medium structures with the optimized dimension are combined and simulated to observe the beam behavior.

Table 2 illustrates the directions of radar beams for the IFF signal and target detection when located the combined structure at the front of the horn aperture. We found that the effect from an assembly of two structures causes the directions of both beams to change since the diffraction of waves that have different polarizations at the junction of arrangements are not truly isolated, as displayed in Fig. 11. Consequently, the beam direc-

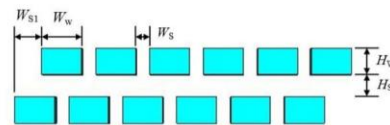


Fig. 9. Structure of wire medium (top view).

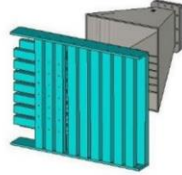


Fig. 10. Combination of EBG and wire medium structures.

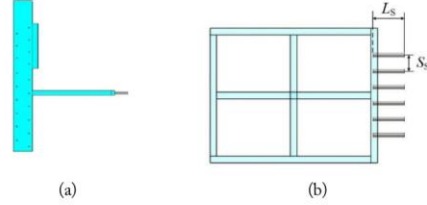
Table 2. The 2nd simulated results of radar beam directions

Length (mm)	Directions of radar beams (°)		
	1,030 MHz	1,090 MHz	1,300 MHz
60	6 (left)	6 (left)	2 (right)
65	6 (left)	6 (left)	2 (right)
70	6 (left)	6 (left)	0
75	6 (left)	6 (left)	1 (left)
80	6 (left)	6 (left)	3 (left)



Fig. 11. Show the diffraction of the electric field (at 1,300 MHz) pass through some part of the wire medium structure.

tion of 1,300 MHz is shifted right from 0° to 3°. To reduce the diffraction of the electromagnetic waves from the target detection beam to the wire medium structure, we designed an array of 1×6 metallic rods with a 9.53 mm diameter lying in the horizontal line according to a polarization of 1,300 MHz beam with rod spacing (S_s). From the simulation, it is found that the proper spacing between the center of adjacent rods is 35.6 mm by placing the one ends of rods at the front of the horn aperture with suitable distance around 4 mm, as shown in Fig. 12. Furthermore, the length of metallic rods (L_s) is varied to meet the requirements for the directions of two different beams (Table 2). It is observed that the most suitable length (L_s) is 70 mm, providing the beam direction of frequency of 1,300 MHz back to 0°. However, this rod array could not float in the air without the holder; therefore, we designed the metallic rod holder using the superlens sheet by forming a suitable shape and not obstructing the travelling waves from horn aperture, as shown in Fig. 12(b).

Fig. 12. The 1×6 metallic rods with a dielectric holder: (a) top-view and (b) side view.

III. SIMULATED RESULTS AND DISCUSSIONS

The configuration of an asymmetric horn antenna combined with a hybrid metamaterial structure is shown in Fig. 13. The essential parameters of the original asymmetric horn antenna and asymmetric horn antenna with the proposed hybrid metamaterial, such as the reflected power for 1,300 MHz (S_{11}) and 1,060 MHz (S_{22}), the radiation patterns and gain are simulated using CST software.

Fig. 14 shows the comparison for the reflected power of the target detection beam (S_{11}) and the IFF beam (S_{22}) at the center frequencies of 1,300 MHz and 1,060 MHz, respectively. The frequency responses of the asymmetric horn are still similar after adding the hybrid metamaterial structure with a bandwidth of 1,084–1,504 MHz and 1,026–1,098 MHz at $S_{11} = -15$ dB, as shown in Fig. 14(a) and (b), respectively.

The simulated results of the normalized radiation pattern at the operating frequencies of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and

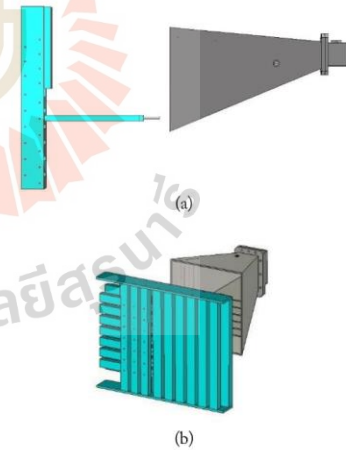


Fig. 13. The configuration of the proposed antenna: (a) top view and (b) perspective view.

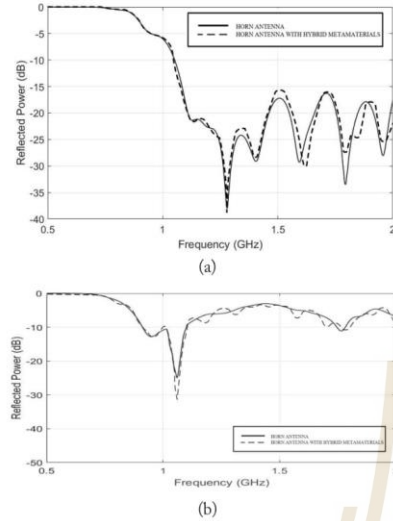


Fig. 14. The comparison of reflected power: (a) for target detection beam (S_{11}) and (b) for IFF beam (S_{22}).

Table 3. Simulation parameters of the single asymmetric horn without/with the hybrid metamaterial

Parameter	Horn antenna		Horn antenna with hybrid MM	
	E	H	E	H
1,030 MHz				
Gain (dBi)	12.39		15.64	
Main beam dir. ($^{\circ}$)	1	6	0	6
HPBW ($^{\circ}$)	36.5	49.2	25.2	28.2
1,090 MHz				
Gain (dBi)	12.51		15.55	
Main beam dir. ($^{\circ}$)	1	6	0	6
HPBW ($^{\circ}$)	35.9	48.1	24.1	26.8
1,300 MHz				
Gain (dBi)	10.85		14.04	
Main beam dir. ($^{\circ}$)	0	0	0	1
HPBW ($^{\circ}$)	62.0	43.9	32.0	26.4

MM = metamaterial, dir. = direction, E = E-plane, H = H-plane.

1,300 MHz in both E- and H-plane are compared and shown in Fig. 15. We found that the hybrid metamaterial can control the difference of beam directions of both systems, which was retained at 0° in the E-plane of the target detection beam and 6° in the H-plane of the IFF beam. However, the half-power beamwidths (HPBW) obtained from the proposed hybrid metamaterial are somewhat narrower than those of the single asymmetric horn. As a result, the gains achieved from the hybrid metamaterial at the operating frequencies of 1,030 MHz, 1,090

MHz, and 1,300 MHz are 15.64 dBi, 15.55 dBi, and 14.04 dBi, respectively. It is shown that the hybrid metamaterial can increase the gains around 3 dB at all operating frequencies, as shown in Table 3. The simulated results of the radiation patterns of both cases are displayed in Fig. 15.

IV. MEASURED RESULTS AND DISCUSSIONS

The prototype of an asymmetric horn antenna with a hybrid metamaterial was assembled and tested in the semi-anechoic chamber at Electrical and Electronic Products Testing Center (PTEC), Thailand, as shown in Fig. 16. The simulated and measured reflected powers (S_{11} , S_{22}) for the prototype are shown in Fig. 17. The measured and simulated results are in good agreement. The bandwidth of the given operating frequencies is retained according to the requirement. In Fig. 18, the normalized radiation patterns obtained from the simulation and measurement are compared. We found that the measured patterns are somewhat similar to the simulated results. It is also observed that the measured results of the beam directions are retained in the desired direction, as per the simulated results. In Table 4, we mention the obtained parameters from simulation and measurement for comparison. The measured gains obtained from an asymmetric horn with the proposed hybrid metamaterial are higher than that of a single horn around 3.05 dBi, 3.03 dBi, and 3.25 dBi. In contrast, the simulated gains are higher than approximately 3.25 dBi, 3.04 dBi, and 3.19 dBi at the frequencies of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz, respectively. Moreover, we also compared the simulated and measured results of the sidelobe level and HPBW in both the E- and H-planes (Table 4).

In Fig. 18, the simulated and measured radiation patterns in E- and H-planes at the operating frequencies of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz are compared and displayed. The shapes of the radiation patterns in each plane of each frequency are somewhat similar. Nevertheless, we found that the measured radiation patterns in some planes yielding the sidelobe level were slightly higher than that of the simulated results such as H-plane of 1,030 MHz, E-plane of 1,090 MHz, and H-plane of 1,300 MHz, as shown in Fig. 18(b), (c), and (f), respectively.

V. HORN ANTENNA AND HYBRID METAMATERIAL WITH REFLECTOR

To verify that the modified feeding antenna is assembled from an asymmetric horn and the proposed hybrid metamaterial using the CST simulation software. We modelled an offset-fed reflector by importing the structure of 8.3 m in diameter, and f/D ratio equals to 0.34 of the paraboloidal reflector with a horn feed at the position of its focal point (around 2.8 m from the

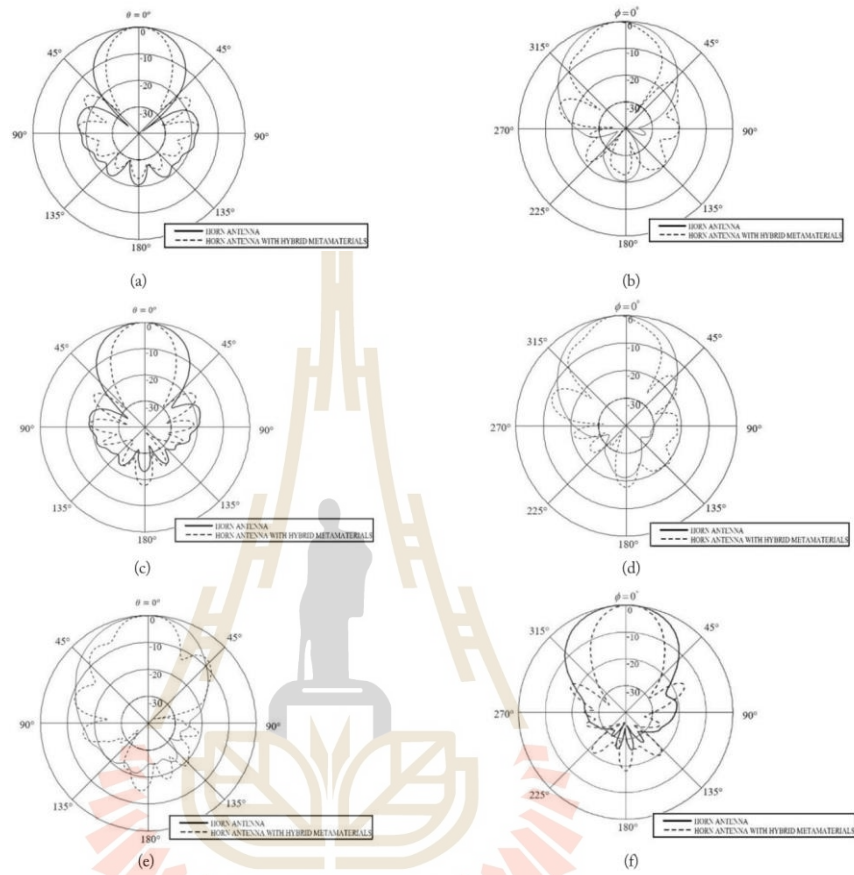


Fig. 15. Comparison of simulated radiation patterns of a single asymmetric horn without/with hybrid metamaterial: (a, c, e) E-planes and (b, d, f) H-planes at operating frequency of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz, respectively.



Fig. 16. The measurement setup for fabricated hybrid metamaterial with an asymmetric horn antenna in anechoic chamber: (a) side view and (b) perspective view.

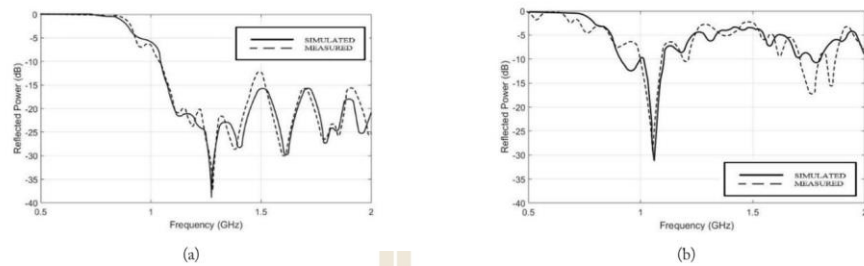


Fig. 17. The comparison of reflected power: (a) main radar (S_{11}) and (b) IFF systems (S_{22}).

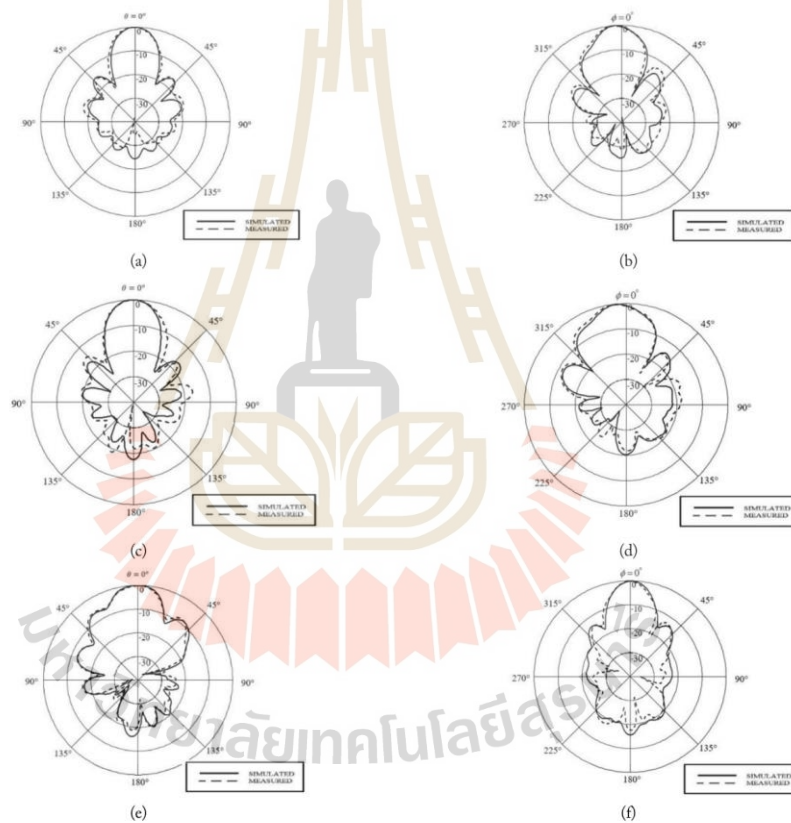


Fig. 18. Comparison of simulated and measured radiation patterns of an asymmetric horn with hybrid metamaterial: (a, c, e) E-planes and (b, d, f) H-planes at operating frequency of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz, respectively.

vertex) from the CST library. Only the upper portion of the reflector is selected and modified by referring to the real struc-

ture of an offset-fed reflector of the DR-172 ADV radar system having the aperture dimensions of approximately 7.2 m and 3.5

Table 4. Comparison of simulated and measured parameters of single asymmetric horn without/with hybrid metamaterial

Parameter	Horn antenna				Horn antenna with hybrid MM			
	Simulation		Measurement		Simulation		Measurement	
	E	H	E	H	E	H	E	H
1,030 MHz	Gain (dBi)	12.39	11.16		15.65		14.21	
	Main beam dir. (°)	1	6	0	6	0	6	0
	HPBW (°)	36.5	49.2	40.0	51.0	25.2	28.2	25.0
	SSLs (dB)	-18.4	-	-16.63	-24.48	-17.0	-15.5	-17.97
1,090 MHz	Gain (dBi)	12.51	11.12		15.55		14.15	
	Main beam dir. (°)	1	6	2	6	0	6	0
	HPBW (°)	35.9	48.1	39.0	52.0	24.1	26.8	25.0
	SSLs (dB)	-18.2	-	-15.46	-	-16.8	-12.4	-14.95
1,300 MHz	Gain (dBi)	10.85	10.50		14.04		13.75	
	Main beam dir. (°)	0	0	0	1	0	1	0
	HPBW (°)	62.0	43.9	65.0	40.0	32.0	26.4	29.0
	SSLs (dB)	-	-17.6	-	-29.79	-6.8	-13.9	-8.57

MM = metamaterial, dir. = direction, E = E-plane, H = H-plane, SSL = sidelobe level.

m in width and height, respectively. The radiation pattern of an asymmetric horn with hybrid metamaterial is offset, as displayed in Fig. 19. Therefore, it illuminates only the upper portion of the reflector. Even though the metamaterial structure is installed at the front of the asymmetric horn and its top edge is over the top edge of the horn at approximately 0.49 m, the proposed feeder still is in a position that is well clear of the main beam. Therefore, no obstruction occurs [19]. However, in the process of simulating the performance of the offset-fed reflector antenna excited by an asymmetric horn with hybrid metamaterial, we can use one feature of CST simulation software. That is the far-field sources that are available as excitation for the integral equation solver instead of simulation by using a model of horn directly. Therefore, the far-field source data obtained from the simulated patterns, which are illustrated and explained in Section III, is imported and functions as the new source for the primary reflector, as described with graphic images in Fig. 19(b)–(g).

Even though the HPBW obtained from the proposed hybrid metamaterial are somewhat narrower and the sidelobes occur more than those of the single asymmetric horn, they are still limited in the envelope of the original main beams obtained from a single horn. To verify that the appearance of the sidelobes does not affect the sidelobes resulting from waves reflection on the surface of the offset-fed reflector. The simulated results, as shown in Fig. 20, can be considered.

In Fig. 20, we found that the elevation beam angles with vertical polarization for 1,060 MHz of the center frequency for the IFF band are lifted at 10°, which is the same as that of the target detection beam at 1,300 MHz with horizontal polarization, as

shown in Fig. 20(a) and (d), respectively. The beam directions in the azimuthal angle of the IFF and target detection systems are maintained at 6° and 0°, which followed the requirement, as shown in Fig. 20(b) and (c), respectively. Furthermore, the obtained sidelobes of all cases are in the standard of the Federal Communications Commission (≤ -20 dB).

We found that the gains of a single asymmetric horn with the reflector are approximately 23.31 dBi, 23.56 dBi, and 21.74 dBi at the operating frequency of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz, respectively. Once the hybrid metamaterial is added to the front of the horn aperture, we found that the reflector antenna provides higher gains of approximately 26.60 dBi, 26.76 dBi, and 25.43 dBi at frequencies of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz, respectively. Therefore, we can summarize that the offset-fed reflector antenna for the radar system with the hybrid metamaterial can increase the gain of each frequency by approximately 3 dB (3.29 dB, 3.2 dB, and 3.69 dB at 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz, respectively).

VI. CONCLUSION

We proposed the gain enhancement of the dual-band and dual-polarized asymmetric horn antenna for the secondary radar system using original horn from the DR-172 ADV radar system as a reference. The hybrid metamaterial structure was designed for placing at the front of the horn aperture to increase the gains of this asymmetric horn. The proposed architecture consists of two types of metamaterials structure: the woodpile EBG structure and wire medium work together with the origin-

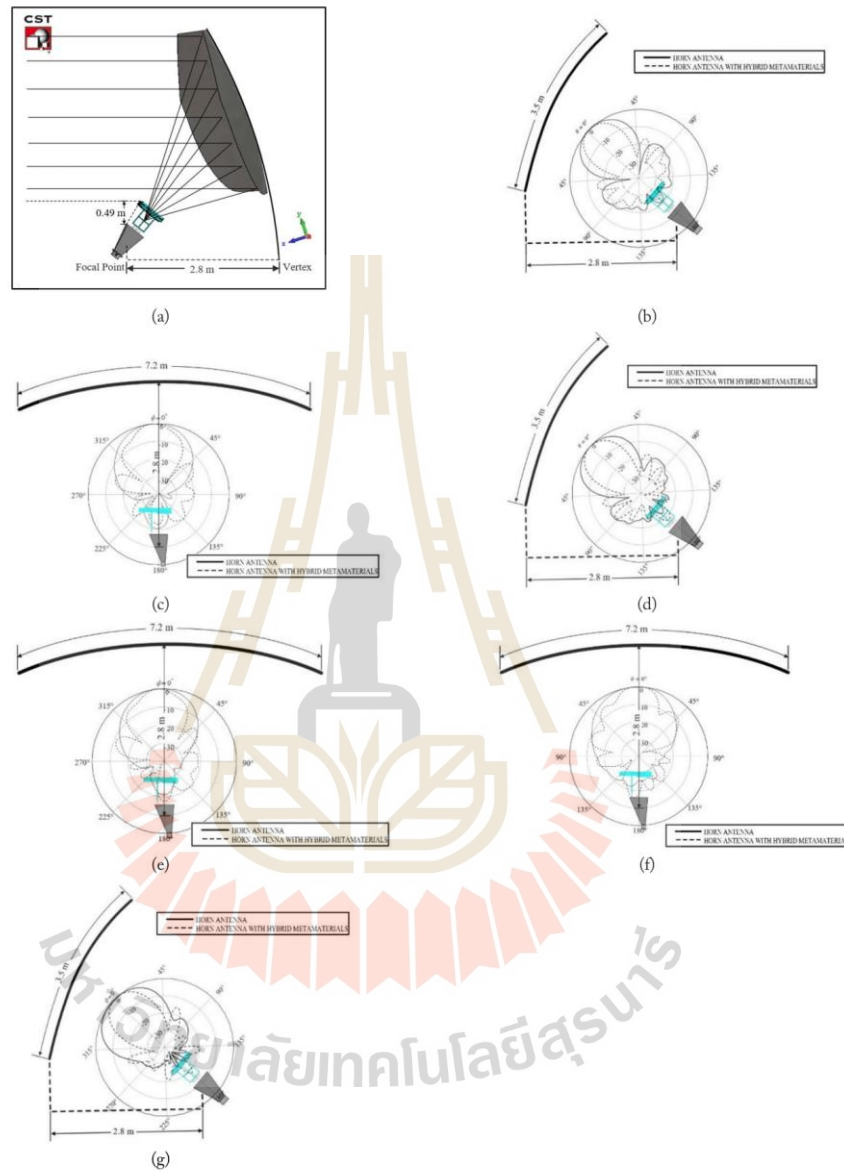


Fig. 19. Model and graphic images of the primary reflector with offset-fed asymmetric horn and hybrid metamaterial by exciting with the simulated far-field sources: (a) model of offset-fed reflector feed by the proposed feeder and (b–g) show excitation sources for the primary reflector in both planes at frequencies 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz. (a) Perspective view and (b, d, g) side views, and (c, e, f) top views.

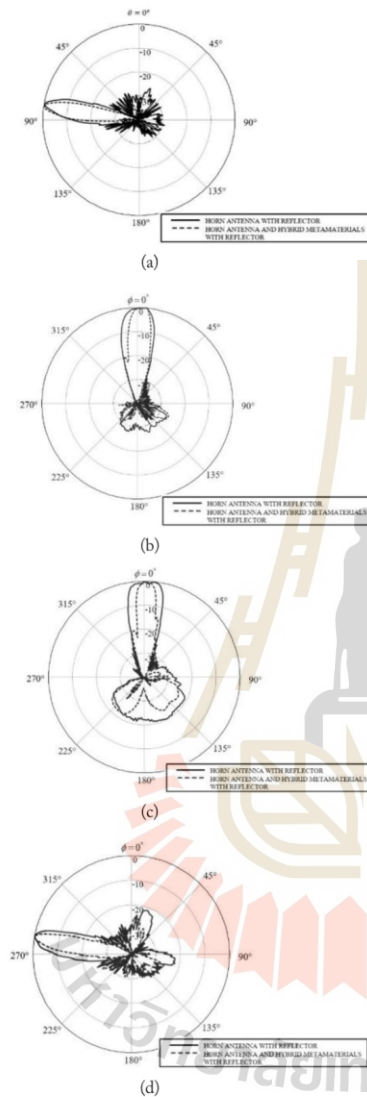


Fig. 20. Comparison of simulated radiation patterns of an offset-fed reflector antenna excited by an asymmetric horn without/with the hybrid metamaterial structure. (a) Elevation angle for E-plane of 1,060 MHz, (b) azimuthal angle for H-plane of 1,060 MHz, (c) azimuthal angle for E-plane of 1,300 MHz, and (d) elevation angle for H-plane of 1,300 MHz.

nal asymmetric horn. The gain enhancement of the target detection beam at the operating frequency of 1,300 MHz with horizontal polarization was achieved by using the property of the woodpile EBG structure. The wire medium structure improved the gain of the IFF beam at frequencies of 1,030 MHz (Tx) and 1,090 MHz (Rx), respectively, with vertical polarization. The simulated and measured results for the asymmetric horn without/with the proposed hybrid metamaterial structure, such as the gains, radiation patterns, and reflected power, were in good agreement. Importantly, the proposed hybrid metamaterial structure can improve the gains of both beams by slightly more than 3 dB and retain the direction of both beams with reference to the original beam directions obtained from the reference horn modelled.

This work was supported by the Research Department institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, Thailand

REFERENCES

- [1] B. Edde, *Radar: Principles, Technology, Applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993.
- [2] Y. J. Lee, J. Yeo, R. Mittra, and W. S. Park, "Application of electromagnetic bandgap (EBG) superstrates with controllable defects for a class of patch antennas as spatial angular filters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 224-235, 2005.
- [3] F. Frezza, L. Pajewski, E. Piuze, C. Ponti, and G. Schettini, "Analysis and experimental characterization of an alumina woodpile-covered planar antenna," in *Proceedings of the 40th European Microwave Conference*, Paris, France, 2010, pp. 200-203.
- [4] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity," *Physical Review Letters*, vol. 84, no. 18, pp. 4184-4187, 2000.
- [5] N. Fang and X. Zhang, "Imaging properties of a metamaterial superlens," in *Proceedings of the 2nd IEEE Conference on Nanotechnology*, Washington, DC, 2002, pp. 225-228.
- [6] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, and R. D. Meade, *Photonic Crystals: Molding the Flow of Light*. Princeton, NJ: Princeton University Press, 2008.
- [7] A. R. Weily, L. Horvath, K. P. Esselle, B. C. Sanders, and T. S. Bird, "A planar resonator antenna based on a woodpile EBG material," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 1, pp. 216-223, 2005.
- [8] Y. Lee, X. Lu, Y. Hao, S. Yang, J. R. Evans, and C. G. Parini, "Low-profile directive millimeter-wave antennas using free-

- formed three-dimensional (3-D) electromagnetic bandgap structures," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 2893-2903, 2009.
- [9] S. Kampeephath, P. Krachodnok, and R. Wongsan, "Gain improvement for conventional rectangular horn antenna with additional EBG structure," in *Proceedings of 2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Nakhon Ratchasima, Thailand, 2014, pp. 1-4.
- [10] R. Wongsan, P. Krachodnok, S. Kampeephath, P. Kamphikul, "Gain enhancement for conventional circular horn antenna by using EBG technique," in *Proceedings of 2015 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Hua Hin, Thailand, 2015, pp. 1-4.
- [11] P. Kamphikul and R. Wongsan, "Gain improvement for rectangular horn antenna by using curved-woodpile metamaterial," in *Proceedings of 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Chiang Mai, Thailand, 2016, pp. 1-4.
- [12] P. Burghignoli, G. Lovat, F. Capolino, D. R. Jackson, and D. R. Wilton, "Directive leaky-wave radiation from a dipole source in a wire-medium slab," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 1329-1339, 2008.
- [13] P. Burghignoli, G. Lovat, F. Capolino, D. R. Jackson, and D. R. Wilton, "Modal propagation and excitation on a wire-medium slab," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 5, pp. 1112-1124, 2008.
- [14] E. Forati and G. W. Hanson, "Scattering from isotropic connected wire medium metamaterials: three-, two-, and one-dimensional cases," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 7, pp. 3564-3574, 2013.
- [15] A. Tomaz, J. J. Barroso, P. J. Castro, and A. J. F. Orlando, "Experimental investigation on the radiation pattern of a horn antenna loaded by a wire medium," in *Proceedings of 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, Orlando, FL, 2013, pp. 958-959.
- [16] M. K. T. Al-Nuaimi, W. Hong, and Y. Zhang, "Design of high-directivity compact-size conical horn lens antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 467-470, 2014.
- [17] P. Duangtang, P. Mesawad, and R. Wongsan, "Gain improvement of conical horn antennas by adding wire medium structure," in *Proceedings of 2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, Chiang Mai, Thailand, 2016, pp. 1-5.
- [18] S. Kampeephath, P. Kamphikul, and R. Wongsan, "Gain improvement for conventional rectangular horn antenna with additional two-layer wire medium structure," in *Proceedings of 2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL)*, Singapore, 2017, pp. 2493-2497.
- [19] D. J. Brain and A. W. Rudge, "Efficient satellite antennas," *Electronics and Power*, vol. 30, no. 1, pp. 51-56, 1984.

Peerasan Khamsalee



was born in Nakhonratchasima, Thailand, 1991. He earned his Bachelor of Engineering degree in Telecommunication Engineering from Suranaree University of Technology, Thailand, in 2013, as well as his Master of Engineering degree in Telecommunication Engineering at Suranaree University of Technology in 2015. He is currently working toward his doctorate in telecommunication engineering at Suranaree University of Technology. His research interests include electromagnetic theory, antenna engineering, and metamaterial technology.

Piyaporn Mesawad



received her Bachelor of Engineering degree in telecommunication engineering at Suranaree University of Technology, Thailand, in 1997, as well as her Master of Engineering degree in electrical engineering from Chulalongkorn University, Thailand, in 2001. She then received her Doctor of Engineering degree in telecommunication engineering at Suranaree University of Technology, Thailand, in 2008. She is a reviewer for the IEEE Conference. Her research interests are electromagnetic theory, antenna engineering, and the electromagnetic band gap. Associate Professor Dr. Piyaporn is a member of the Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunication, and Information Technology Association (ECTI) and the Institute of Electronics, Information, and Communication Engineers (IEICE).

Rangsan Wongsan



received his Bachelor of Engineering degree in electronics engineering at Rajamangala Institute of Technology (RIT) in 1989, as well as his Master of Engineering degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMUTNB) in 1994. He then received his Doctor of Engineering degree in electrical engineering at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) in 2003. He is currently a reviewer of many journals related to electromagnetic applications. His research focuses on antenna theory and electromagnetic applications. Currently, his research interests are the utilization of metamaterials for efficient improvement of conventional antennas and microwave devices. Associate Professor Dr. Rangsan is a member of the Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunication, and Information Technology Association (ECTI) and the Institute of Electronics, Information, and Communication Engineers (IEICE).



Performance Improvement of Waveguide to Coaxial Adapter By Using Split Ring Resonator and Wire Medium Structure

Peerasan Khamsalee
School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima, Thailand
d5840496@g.sut.ac.th

Piyaporn Mesawad
School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima, Thailand
priam@sut.ac.th

Rangsan Wongsan
School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima, Thailand
rangsan@sut.ac.th

Abstract—This paper presents the performance improvement of rectangular waveguide to coaxial adapter of horn antenna for radar system at L-band frequency by using metamaterial structure based on a wire medium. The main point is to utilize a split ring resonator (SRR) as bandpass filter and the wire medium metamaterial placed on the waveguide's aperture for gain increment. This idea has been insisted by CST simulation software. We found that this proposed SRR can improve the desired resonant frequency at 1.3 GHz and provided the narrower bandwidth, whereas, the wire medium structure can increase the gain around 3dB, approximately.

Keywords— Rectangular Waveguide; Wire medium; Split Ring Resonator.

I. INTRODUCTION

Many applications in microwave frequency band have widely used the horn antenna, which fed with the waveguide to coaxial adapter such as in the transmission and reception of electromagnetic wave [1]. However, the waveguide has very wide impedance bandwidth. While the split ring resonator (SRR) can be used to reduce such bandwidth based on the bandpass filter (BPF) operation [2]. Furthermore, in order to improve gain of waveguide, the wire medium structures which are a subset of metamaterials that comprising of a periodical collocation of metal wires in a rectangular lattice [3] can be utilized in our work due to good characteristic, matching impedance, the high gain and narrow bandwidth [4]-[5].

This paper presents the gain improvement of a waveguide to coaxial adapter with split ring resonator and wire medium, which is operated frequency at 1.3 GHz (L-band applications). The objective is to filter the bandwidth of operating frequency at 1.3 GHz with split ring resonator based bandpass filter. After that it will be enhanced the gain with the wire medium structure on its aperture.



Fig. 1. The structure of waveguide.

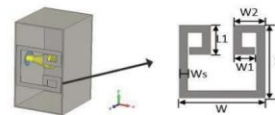


Fig. 2. The structure of waveguide to coaxial adapter with split ring resonator.

TABLE I. DIMENSION OF OPTIMIZED SRR (Unit: mm)

L	W	W1	W2	WS	L1
80	80	20	29.5	8	32.3

II. ANTENNA DESIGN

The waveguide to coaxial adapter is designed from a WR650 standard waveguide, which operated at the dominant mode TE₁₀, as shown in Fig. 1. From the simulated results, it is found that the resonant frequency is at 1.388 GHz and bandwidth is around 0.75 GHz ~ 1.97 GHz, which is too wide for our radar system.

To improve the bandwidth and the designed resonant frequency, the split ring resonator based on bandpass filter is placed on the aperture of the waveguide for archiving the operating at 1.3 GHz as shown in Fig. 2. The split ring resonator is made from the copper with the size of 80x80 mm and the thickness of 0.5 mm. The dimensions of this split ring resonator are shown in Table I. The simulated result shows that its bandwidth is narrower than the empty waveguide (1.23 GHz - 1.36 GHz) and its gain at the operating frequency of 1.3 GHz is around 5.4 dB.

In this work, the special metamaterial with negative permittivity such as wire medium are considered, which is normally used as the component of artificial metamaterials for microwave and optical applications [6]. Fig. 3, The wire medium structure comprises of the two layers of dielectric substrate and metal wires that parallel in rectangular lattice

placed the aperture of waveguide. The dimensions of wire medium were theoretical calculated as follows: $S_g = 12.2$ mm, $L_w = 172.8$ mm, $LL = 80$ mm, $S_r = 2$ mm, $H_s = 8.5$ mm and distance between waveguide's aperture and wire medium is 73 mm, respectively.

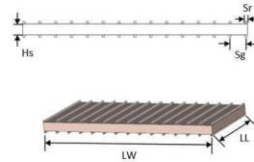


Fig. 3. The structure of wire medium.

III. SIMULATION RESULTS

The structure of the waveguide to coaxial adapter with split ring resonator and wire medium placed on the waveguide's aperture was simulated by CST Microwave studio software as show in Fig. 4. The comparison of simulated reflected power (S_{11}) of such the adapter with/without split ring resonator and wire medium is shown in Fig. 5. The presented adapter with the wire medium structure and split ring resonator provides the narrower bandwidth and provides the impedance matching better than of the without split ring resonator and wire medium. The simulated results of normalized radiation patterns of three cases are compared as shows in Fig 6. The radiation pattern of this adapter with the wire medium and split ring resonator provides the gain around 8.47 dB, which is higher than the split ring resonator with adapter (5.43 dB) around 3 dB at frequency of 1.3 GHz.

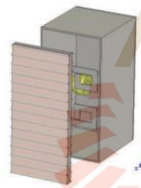


Fig. 4. The structure of waveguide to coaxial adapter with split ring resonator and wire medium.

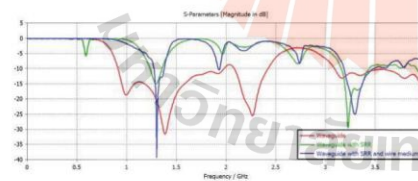


Fig. 5. The comparison of simulated reflected power of three cases.

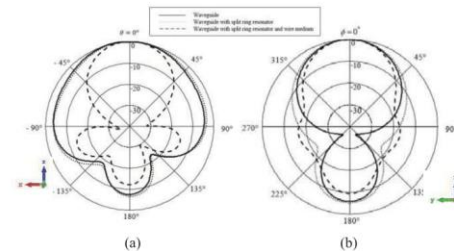


Fig. 6. The comparison of simulated normalized radiation patterns of three cases: (a) E-plane, (b) H-plane.

IV. CONCLUSION

This paper presented the performance improvement of waveguide to coaxial adapter for exciting to horn antenna by using wire medium structure placed on the waveguide's aperture for the L-band frequency in radar system. From the results, we found that from the comparison of reflected power, the split ring resonator improved the designed operating frequency at 1.3 GHz. Whereas the wire medium is able to provide the higher gain around 3 dB and narrower bandwidth when compared to the conventional waveguide to coaxial adapter.

REFERENCES

- [1] A. B. Constantine, *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken: New Jersey, 2005
- [2] M. Syahral, and A. Munir, "Effect of Elements Number of SRR-based BPF to Its Characteristics," 3rd International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering (ICITACEE), pp. 1-4, 2016
- [3] A. Tomaz, J.J. Barroso, P.J. Castro, U. C. Hasar and A.J.F. Orlando, "Implementation of a wire medium in a x-band horn antenna: Simulation and experiment," Asia-Pacific Microwave Conference, pp. 813-815, 2014.
- [4] N. Homsup, P. Boonek, W. Silabut, V. Kesornpatumanun, and W. Kuhirum, "Directivity and Gain Enhancement of Rectangular Waveguide with Near Zero Refractive Index Superstrates," IEEE 5th Asia-Pacific Conference on antennas and Propagation (APCAP), pp. 207-208, 2016
- [5] P. Duangtang, P. Mesawad, and R. Wongsan, "Gain Improvement of Conical Horn Antennas by Adding Wire Medium Structure," 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), pp. 1-5, 2016
- [6] P. Burghignoli, G. Lovat, F. Capolino, D.R. Jackson, and D.R. Wilton, "Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab," IEEE.

Gain Enhancement of Asymmetric Horn for Secondary Radar Antenna System using Hybrid Metamaterials

P. Khamsalee, P. Mesawad, and R. Wongsan

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering
Suranaree University of Technology, Nakhonratchasima, Thailand.

E-mail: d5840496@g.sut.ac.th, priam@sut.ac.th, and rangsan@sut.ac.th

Abstract – This paper presents the combination technique of two different structures of metamaterials (hybrid) in order to enhance the gain of an asymmetric horn for the secondary radar system. The hybrid metamaterials consist of a structure of woodpile Electromagnetic Band Gap (EBG) for gaining the radar main beam at 0° of direction and wire medium structure for gaining the IFF (Identification Friend or Foe) main beam at 6° shifted left from main direction. While the EBG and wire medium structures are designed at 1,300 MHz and 1,060 MHz of the center frequencies, respectively. Furthermore, the EBG structure must also response to the horizontal polarization of the radar main beam, whereas the wire medium structure must response to the vertical polarization of the IFF main beam. These are necessary to use the hybrid metamaterials to overcome such conditions. The hybrid metamaterial that is placed at the front of the aperture of asymmetric horn with the proper spacing is calculated by using CST software to consider its performance. We found that this proposed metamaterial could maintain the different directions of both main beams. While the gain of both frequencies, which have different polarization, are enhanced more than the single asymmetric horn around 2 dB.

Index Terms – Horn antenna, Metamaterials, Electromagnetic band gap, Wire medium.

1. Introduction

The secondary radar system has two main functions for detecting any target: 1) transmitting the incident signal to the target and receiving the reflected signal for processing the target position and 2) transmitting the IFF (identification friend or foe) signal to the target and receiving the answered signal back from such target. Since both functions used different frequencies but are in the same band, therefore, the interference causing from the closer frequency and same polarization is rigorously protected. Therefore, the feeder for reflector antenna is a key device that used to control such the unwanted conditions [1]. The asymmetrically rectangular horn has been selected to be a primary feeder. Because of it can combine the performance of dual-band, dual-polarization, and different direction of two main beams into one horn. In this paper, we focused on the method for gain improvement of such the horn by using the structure technique of metamaterials. Therefore, the woodpile EBG and wire medium are proposed to improve the gain of selected horn antenna [2], [3].

2. Horn Antenna and Metamaterials Configurations

This horn antenna is designed to support dual-band for main radar and uplink/downlink of IFF at the frequency of 1,300 MHz (horizontal polarization) and 1,030/1,090 MHz (vertical polarization), respectively. Furthermore, such the horn provides the different beam directions of main radar and IFF at 0° and 6° , respectively. In addition, it yields the gain of main radar is 10.85 dB and gains of IFF are 12.39 dB (uplink) and 12.51 dB (downlink), as shown in Fig. 1.

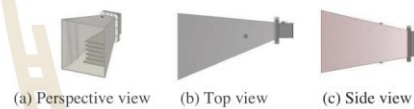


Fig. 1. The structure of asymmetric horn.

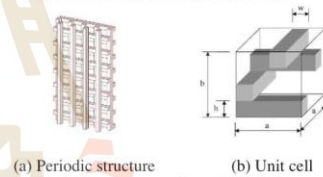


Fig. 2. The structure of woodpile EBG.

To enhance the gain of such asymmetric horn, firstly, we use the woodpile EBG structure made from the rectangular aluminum rods ($\epsilon_r = 9.4$), as shown in Fig. 2(a), placed at front of the aperture of this horn with the proper spacing for support the boresight beam at 1.3 GHz of the operating frequency. The woodpile EBG structure is the periodic in three dimensions of a dielectric structure. A unit cell of the woodpile EBG structure is shown in Fig. 2(b) and its parameters are given by the total height (b), the rod height (h), the rod width (w), and the horizontal plane (a) of a unit cell [4]. After a unit cell were simulated and optimized by using CST software, we obtained the proper parameters as follow: $a = 60$ mm, $h = 20$ mm, $w = 15$ mm, $b = 80$ mm, and spacing between EBG structure and horn aperture is 400 mm.

The wire medium structure consists of two layers of metal rods in rectangular lattice, as shown in Fig. 3, is placed beside the woodpile EBG (spacing of them is 30 mm) for support the main beam of IFF frequency at 1,030 MHz – 1,090 MHz. Its parameters are also simulated and optimized by CST software as well. The most proper parameters are obtained as follow: $W_{s1} = 15$ mm, $W_w = 15$ mm, $W_s = 45$ mm, $H_w = 20$ mm and $H_s = 20$ mm, respectively.



Fig. 3. The structure of the wire medium (top view).

3. Simulation Results

All parts of the proposed antenna is shown in Fig. 4. The simulated results of reflected power (S_{11}) and (S_{22}) of main radar and IFF systems, respectively, before and after adding the structure of hybrid metamaterials, are compared as shown in Fig. 5. We found that the covering bands of both main radar and IFF systems of an asymmetric horn operating with the hybrid metamaterials still be retained the bandwidth as same as single asymmetric horn provided. Furthermore, the simulated results of normalized radiation patterns of asymmetric horn before and after adding the hybrid metamaterials structure still be controlled at 6° in H-plane of 1,030 MHz and 1,090 MHz, whereas, in E-plane, the main beam directions still be at 0°, as shown in Fig. 6. While its antenna gain at 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz are 14.35 dB, 14.47 dB, and 14.11 dB, respectively.

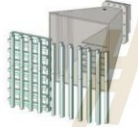
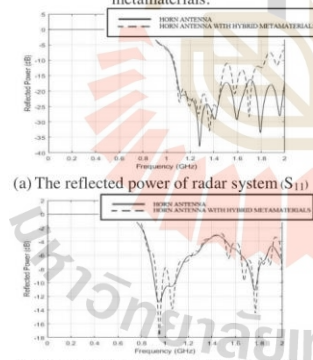


Fig. 4. An asymmetric horn operated with the hybrid metamaterials.



(a) The reflected power of radar system (S_{11})
(b) The reflected power of IFF system (S_{22})
Fig. 5. The comparison of reflected power.

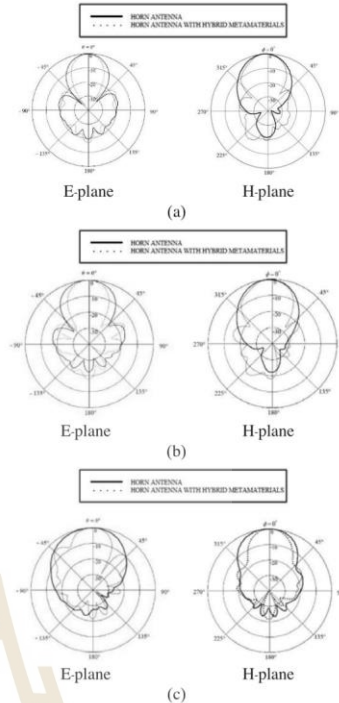


Fig. 6. The normalized radiation patterns: (a) 1,030 MHz, (b) 1,090 MHz, and (c) 1,300 MHz.

4. Conclusion

This paper presented the gain enhancement of asymmetric horn for L-band secondary radar system by using the hybrid metamaterials consisting of woodpile EBG and wire medium structures placed at front of the horn aperture. From the results, it can provide the higher gain around 2 dB and retain the main beam directions of main radar and IFF systems as same as single asymmetric horn provided.

References

- [1] Byron Ede, Radar: Principle, Technology, Applications, PTR Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.
- [2] J. D. Joannopoulos, R. D. Meade and J. N. Winn, "Photonic Crystals: Molding the Flow of light," Princeton University Press, New Jersey, 1995.
- [3] A. R. Weily, L. Horvath, K. P. Esselle, and B. C. Sanders "A Planar Resonator Antenna Based on a woodpile EBG Material," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 216-223, 2005.
- [4] F. Frezza, L. Poljowski, E. Piuze, C. Ponti, and G. Schettini, "Analysis and Experimental Characterization of an Alumina Woodpile-Covered Planar Antenna," *The 40th European Microwave Conference*, 2010.

Hybrid Metamaterial Structure for Asymmetric Horn of Secondary Radar System

Rangsan Wongsan
The School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima, Thailand
rangsan@sut.ac.th

Peerasan Khamsalee
The School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima, Thailand
d5840496@g.sut.ac.th

Abstract— The hybrid metamaterial is proposed for the performance improvement of an asymmetric horn for the secondary radar system. The hybrid metamaterial is the unification techniques of the structures of wire medium and woodpile Electromagnetic Band Gap (EBG), which designed at the operating frequencies of 1,060 MHz and 1,300 MHz, respectively. We used the EBG structure for improving the radar main beam with horizontal polarization, while the wire medium structure has been installed in front of the EBG structure to improve the main beam of IFF (Identification Friend or Foe) of the secondary radar system with vertical polarization. The objective of the proposed hybrid metamaterial structure is to enhance the gain of dual-band and dual-polarized pyramidal horn antenna, while the directions of radar and IFF main beams be retained at 0° and 6° , respectively (as original standard). Such the proposed structure has been installed in front of the aperture of asymmetric horn with the appropriated distance and parameters, which are optimized by using CST software. From the simulation results, we found that such the structure can improve the gain of both main beams more than 3 dB when compared to the gain that obtained from the original asymmetric horn. Moreover, we could retain the different directions of both main beams as followed the specification of the original secondary radar system.

Keywords—Horn antenna, Metamaterials, Electromagnetic band gap, Wire medium.

I. INTRODUCTION

Nowadays, the secondary radar system is widely used for detecting any targets which depend on its design. Because the secondary radar system has two systems; 1) detecting and reporting the position of the targets that measured from the reflected signal back to the radar system and 2) identification the targets by using the Identification Friend or Foe (IFF) System, transmitting the IFF signal to the target and receiving the answered signal back from the target. The feeder of both systems used the different polarization for control the interference from the frequency of both systems that used the difference frequencies but are closer frequency. Hence, the primary feeder of the secondary radar system, the asymmetrically rectangular horn antenna will be used. The advantages of asymmetrically rectangular horn antenna are providing the different main beam direction, dual polarization, and dual band frequency into one horn antenna [1]. In recent years, the metamaterial structure is popularly used in

improvement the performance of the antenna. The Electromagnetic Band Gap (EBG) is a subset of metamaterials and is known as photonic crystal [2]. The EBG can increase the gain of an antenna by installing at front of the aperture of the antenna, because of it exhibits the resonant circuit [3-5]. In addition, the wire medium is another one technique of metamaterials, which is able to enhance the gain of antennas. The wire medium consists of a periodic placement of wires, in a rectangular lattice [6-8].

In this paper, we proposed the gain improvement of asymmetric horn antenna by using hybrid metamaterial structure, which unified the techniques of the structures of wire medium and woodpile electromagnetic band gap together. In addition, such the proposed structure is able to retain the different directions of both main beams as followed the specification of the original secondary radar system.

II. HORN ANTENNA AND HYBRID METAMATERIAL CONFIGURATIONS

A. The design of horn antenna

The structure of asymmetric horn antenna is shown in Fig. 1. The original horn antenna of the secondary radar was designed to support the dual-polarization such as the horizontal polarization for radar main beam at the operating frequency of 1,300 MHz, and the vertical polarization for IFF main beam at 1,030/1,090 MHz of the Tx/Rx frequencies, respectively. This horn antenna provides the different directions of main beams of main radar and IFF at 0° and 6° . While it provides the gains of main radar and IFF around 10.85 dB and 12.39 dB (Tx) /12.51 dB (Rx), respectively.

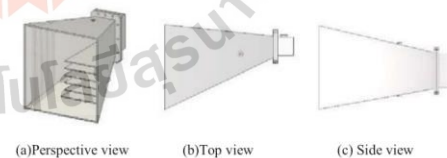


Fig. 1. The structure of asymmetric horn.

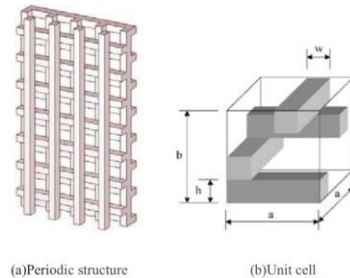


Fig. 2. The structure of woodpile EBG

B. The hybrid metamaterial Configuration

At first, we use the woodpile EBG structure, which placed at front of horn aperture with the suitable spacing for enhancement the gain of the main radar at 1,300 MHz of the operating frequency. The dimension of dielectric rod such as the rod width (w), the total height (b), the horizontal plane (a), and the rod height (h) are the specific parameters of a unit cell of EBG structure. In this paper, the woodpile EBG structure produced from the rectangular alumina rods ($\epsilon_r = 9.4$), as shown in Fig. 2. The appropriate parameters of unit cell are optimized by using CST software, as follow with $b = 76.2$ mm, $a = 64.05$ mm, $w = 19.05$ mm, and the distance from horn aperture to EBG structure is 400 mm. Moreover, to control the main lobe direction of the main radar, the 47.75 mm dielectric rods are organized at the right side of the EBG structure for control the direction of main beam at 0° , as shown in Fig. 3.

In order to enhance the gain of the IFF at the operating frequency (1,030 and 1,090 MHz), we use the wire medium structure technique which placed beside the woodpile EBG structure. The wire medium structure consists of two layers of rectangular dielectric rod, as shown in Fig. 4. The appropriate parameters are also optimized by using CST software, as follow with $Wh = 19.05$ mm, $Wl = 19.05$ mm, $Wg = 19.9$ mm, and $Hs = 19.05$ mm, respectively.

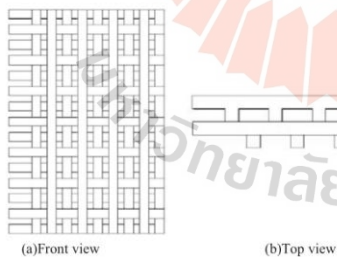


Fig. 3. The structure of woodpile EBG with dielectric rods

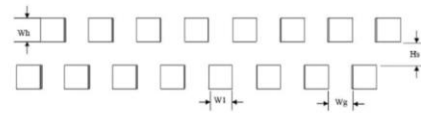


Fig. 4. The structure of wire medium (top view)

III. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

Fig. 5 shows the configurations of the horn antenna and hybrid metamaterial structure. The simulated results of reflected power, radiation pattern, and antenna gain are compared to the original asymmetric horn antenna. The comparison of the simulated results of the reflected power between the main radar (S_{11}) and IFF systems (S_{22}) are shown in Fig. 6. We found that the S_{11} of the main radar and S_{22} of IFF systems of the original asymmetric horn antenna with the hybrid metamaterial still cover the frequency bands of the main radar and IFF systems as same as the single asymmetric horn antenna. Fig. 7 shows the comparison of the normalized radiation patterns of the hybrid metamaterial with asymmetric horn antenna at the operating frequency 1,030/1,090 MHz and 1,300 MHz.

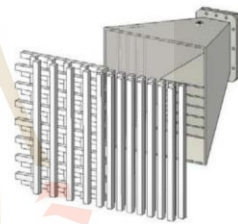
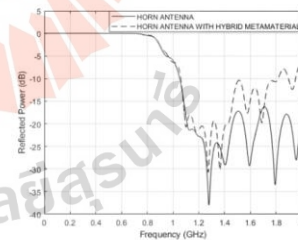


Fig. 5. The configuration of proposed antenna

(a) The reflected power of main radar (S_{11})

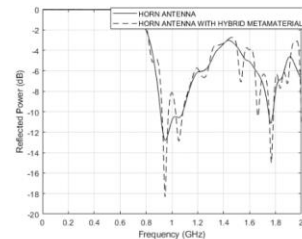
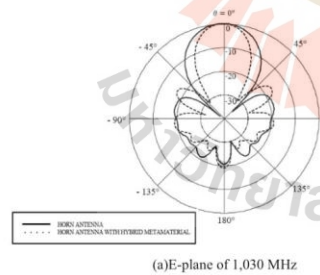
(b) The reflected power of IFF systems (S_{22})

Fig. 6. The comparison of reflected power

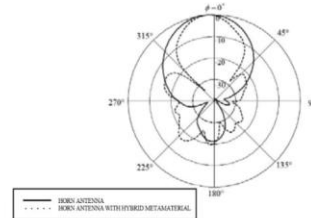
Fig. 7 shows the comparison of the normalized radiation patterns of the hybrid metamaterial with asymmetric horn antenna at the operating frequency 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz. We found that the structure of hybrid metamaterial could control the main beam direction in H-plane of 1,030 MHz and 1,090 MHz at 6° , while the main beam direction of main radar (1,300 MHz) in E- and H-planes are also retained at 0° as same as the original asymmetric horn. Furthermore, when the parameters of hybrid metamaterial structure are optimized, causing such the asymmetric horn provides the gains of 15.43 dB, 15.61 dB, and 14.46 dB at the frequencies of 1,030 MHz, 1,090 MHz, and 1,300 MHz, respectively. The antenna gains are increased when compare to the gains that are obtained from single asymmetric horn antenna around 3 dB of all operating frequencies, as noted in table 1.

TABLE I. GAIN COMPARISON

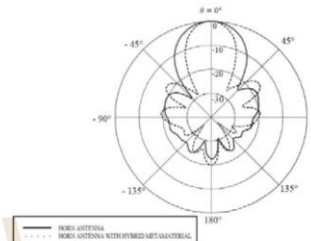
Type	Gain (dB)		
	1,030 MHz	1,090 MHz	1,300 MHz
Asymmetric Horn	12.39	12.51	10.85
Asymmetric Horn with Hybrid Metamaterial	15.43	15.61	14.46



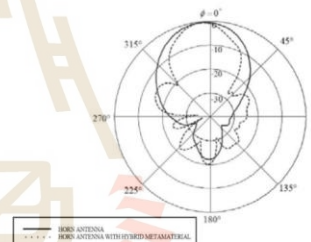
(a) E-plane of 1,030 MHz



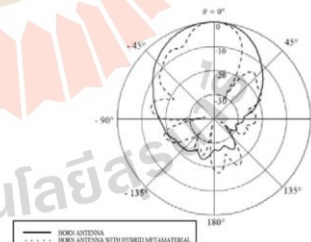
(b) H-plane of 1,030 MHz



(c) E-plane of 1,090 MHz



(d) H-plane of 1,090 MHz



(e) E-plane of 1,300 MHz

Fig. 7. The comparison of the normalized radiation patterns

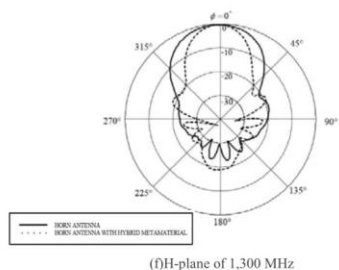


Fig. 7. The comparison of the normalized radiation patterns

IV. CONCLUSION

The proposed structure of hybrid metamaterial for improving the performance an asymmetric horn antenna for the secondary radar system is presented. The hybrid metamaterial structure is the combination techniques of wire medium and woodpile Electromagnetic Band Gap (EBG). In practice, such the structure is placed at front of the aperture of asymmetric horn. From the simulated results, the hybrid metamaterial could increase the antenna gains for main radar and IFF around 3 dB when compared to the gains that obtained from the original asymmetric horn. Furthermore, we could retain the directions of both main beams as same as the main beam directions that obtained from single asymmetric horn.

REFERENCES

- [1] Byron Edde, Radar: Principle, Technology, Applications, PTR Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs., New Jersey, 1993.
- [2] J. D. Joannopoulos, R. D. Meade and J. N. Winn, "Photonic Crystals: Molding the Flow of light," Princeton University Press, New Jersey, 1995
- [3] A. R. Weily, L. Horvath, K. P. Esselle, and B. C. Sanders "A Planar Resonator Antenna Based on a woodpile EBG Material," IEEE Transactions on Antennas and Propagation., vol. 53, pp. 216-223, 2005.
- [4] F. Frezza, L. Pajewski, E. Piuze, C. Ponti, and G. Schettini, "Analysis and experimental characterization of an alumina woodpile-covered planar antenna," 40th European Microwave Conference, pp. 200-203, 2010
- [5] P. kamphikul, and R. Wongsan, "Gain improvement of rectangular horn antenna by using curved-woodpile metamaterial," 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2016.
- [6] P. Burghignoli, G. Lovat, F. Capolino, D. R. Jackson, and D. R. Wilton, "Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab," IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 56, No. 5 pp. 1112-1123, May 2008.
- [7] P. Duangtang, P. Mesawad, and R. Wongsan, "Gain Improvement of Conical Horn Antennas by Adding Wire Medium Structure," 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), pp. 1-5, 2016
- [8] P. Khamsalee, P. Mesawad, and R. Wongsan, "Gain Enhancement of asymmetric Horn for Secondary Radar Antenna System using Hybrid Metamaterials," International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2018

ประวัติผู้เขียน

นายพิรสันต์ คำสาลิ เกิดเมื่อวันที่ 11 เมษายน 2534 จบการศึกษาชั้นมัธยมศึกษาชั้นปีที่ 1 - 6 จากโรงเรียนบุญวัฒนา ต.หัวทะเล อ.เมือง จ.นครราชสีมา ในปี 2555 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในปีการศึกษา 2558 หลังจากนั้นในปี 2558 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอก วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต (วศ.ด.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา

