การเพิ่มอัตราขยายสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบ
โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

นายภูมิพงษ์ดวงตั้ง

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2559

GAIN ENHANCEMENT OF CONICAL HORN ANTENNA USING METAMATERIAL TECHNIQUE ON WIRE MEDIUM STRUCTURE

PumipongDuangtang

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the

Degree of Doctor of Philosophy in Telecommunication Engineering

Suranaree University of Technology

Academic Year 2016

การเพิ่มอัตราขยายสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุ
ในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาดุษฎีบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

(ศ. ดร.ประยุทธ อัครเอกฒาลิน)
ประธานกรรมการ

(รศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์)
กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)

(รศ. ดร.ชูวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)
กรรมการ

(รศ. ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล)
กรรมการ

(ผศ. ดร.ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)
กรรมการ

(ศ. ดร.ชูกิจ ลิมปิจำนงค์)
รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและนวัตกรรม

(รศ. ร.อ. ดร.กนต์ธร ชำนิประศาสน์)
คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

ภูมิพงษ์ ดวงตั้ง : การเพิ่มอัตราขยายสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด (GAIN ENHANCEMENT OF CONICAL HORN ANTENNA USING METAMATERIAL TECHNIQUE ON WIRE MEDIUM STRUCTURE) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 173 หน้า

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการเพิ่มอัตราขยายรวมของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดซึ่งสามารถพัฒนาและปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศโดยใช้เทคนิคการถ่ายโอนกำลังงานผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นได้ถูกนำมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยซึ่งไม่มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน โดยทำการออกแบบที่ความถี่ 10 GHz ในย่าน X-Band เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟ (microwave link) ผ่านสถานีทวนสัญญาณ นอกจากนี้ได้นำเทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในโครงสร้างของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานเพื่อปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานให้มีลักษณะที่สมมาตร ในการออกแบบและวิเคราะห์ผลได้ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST (Computer Simulation Technology) จากเทคนิคดังกล่าวพบว่าสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานจากเดิม 17.7 dBi เพิ่มเป็น 20.9 dBi โดยมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากเดิม 3.2 dBi และมีระดับพูข้างลดลง จากนั้นทำการสร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อนำมาวัดทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองผล พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงานและอัตราขยายที่ได้มีผลที่สอดคล้องกันตามสมมุติฐานที่ตั้งไว้

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2559

ลายมือชื่อนักศึกษา____________
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา____________

PUMIPONG DUANGTANG : GAIN ENHANCEMENT OF CONICAL HORN ANTENNA USING METAMATERIAL TECHNIQUE ON WIRE MEDIUM STRUCTURE. THESIS ADVISOR : ASSOC. PROF. RANGSAN WONGSAN, D.Eng., 173 PP.

METAMATERIAL/WIRE MEDIUM/LOADED DIELECTRIC

This thesis proposes a technique to enhance the total gain of conical horn antenna by using the metamaterial technique with a structure of wire medium placed on the conical horn aperture without modification the antenna dimension, which is designed at 10 GHz of the X-band operating frequency for microwave link applications. In addition, the loaded dielectric is inserted inside the structure of such conical horn antenna to improve the symmetry of the both planes of radiation pattern. The CST (Computer Simulation Technology) software is used to design and analyze the proposed structure. The results show that the wire medium structure can enhance the gain total of a conventional conical horn antenna from 17.7 dBi to 20.9 dBi or increase around 3.2 dBi approximately, while its side lobe levels are also reduced. Finally, a prototype antenna is fabricated and its fundamental parameters including the reflection coefficient (S_{11}), radiation patterns, and directive gain are measured. The simulated and measured results are in very good agreement according to the hypothesis and research process.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature ______________

Academic Year 2016 Advisor's Signature ______________

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่งทั้งด้านวิชาการและด้านการดำเนินงานวิจัยจากบุคคลต่างๆได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษาและช่วยแก้ปัญหาต่างๆ แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

คณาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่านที่ให้คำปรึกษาและแนะนำในด้านต่างๆ ด้วยดี

ศ. ดร.ประยุทธอัครเอกฒาลินประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชูวงค์พงศ์เจริญพาณิชย์ รศ. ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล และ ผศ.ดร.ปิยาภรณ์มีสวัสดิ์ กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ที่ช่วยให้คำชี้แนะและคำแนะนำเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

คุณพีรสัณฑ์คำสำลี ที่คอยให้ความช่วยเหลือในการติดต่อประสานงานเกี่ยวกับเอกสารต่างๆ และให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ของการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

คุณสมภพ พิมพล คุณระพินทร์ขัดปิกคุณวราภรณ์ สาริขาดร.ศรันย์คัมภีร์ภัทร ดร.เภาภัทรา คำพิกุล คุณภรภัทรเปรมฤดีชัยศักดิ์ คุณสพลนราโชติกาและพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ ของการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

คุณพ่ออรุณ คุณแม่หอมหวลดวงตั้ง ผู้เป็นบิดามารดา และคุณปาริฉัตรดวงตั้ง ผู้เป็นภรรยาของผู้วิจัย ที่คอยเป็นกำลังใจตลอดระยะเวลาในการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี อีกทั้งญาติพี่น้อง เพื่อนสนิทมิตรสหายทั้งในอดีตและปัจจุบันที่คอยให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์โดยตลอดจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ครูอาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาและความรู้ด้านต่างๆทั้งในอดีตและปัจจุบัน

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้บิดา มารดา ภรรยาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักยิ่ง มิตรสหาย ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีตและปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

ภูมิพงษ์ดวงตั้ง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย) ก

บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ) ข

กิตติกรรมประกาศ ค

สารบัญ ง

สารบัญตาราง ซ

สารบัญรูป ฌ

บทที่

1 **บทนำ**1 1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา1 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย2

1.3 ขอบเขตของการวิจัย2 1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ3**2 ปริทัศน์วรรณกรรม งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง**4

2.1 บทนำ4 2.2 สายอากาศปากแตร 4

2.3 อภิวัสดุ72.4 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 9

2.5 ตัวกลางแบบเส้นลวด10

2.6 สรุป 17

3 **ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง** 19

3.1 บทนำ 19

3.2 สายอากาศปากแตร 19

3.2.1 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบหลัก25

3.2.2 สภาพเจาะจงทิศทาง26

3.3 สายอากาศปากแตรรูปกรวย 28

3.3.1 จุดศูนย์กลางเฟส33

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.4 อภิวัสดุ 34

3.5 ตัวกลางแบบเส้นลวด 37

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

3.5.1 ความถี่พลาสม่าสำหรับตัวกลางแบบเส้นลวด......40
3.5.2 การกระจายตัวเชิงพื้นที่สำหรับตัวกลางแบบเส้นลวด......41
3.6 สรุป......43
4 ผลการศึกษาและการวิเคราะห์ผล......44
4.1 บทนำ......44
4.2 การออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวย......44
4.2.1 การออกแบบโครงสร้างตัวกระตุ้น44
4.2.1.1 การพิจารณาความยาวของโพรบ45
4.2.1.2 การพิจารณาระยะตำแหน่งการวางโพรบ46
4.2.1.3 การพิจารณาเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบ47
4.2.1.4 การพิจารณาความยาวท่อนำคลื่นของตัวกระตุ้น48
4.2.2 การออกแบบโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวย52
4.3 การปรับปรุงประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงานโดยใช้
โหลดไดอิเล็กตริก......58
4.3.1 พิจารณาจุดศูนย์กลางเฟสสายอากาศปากแตรรูปกรวย58
4.3.2 การออกแบบและวิเคราะห์รูปแบบโครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริก60
4.3.2.1 การพิจารณาขนาดรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริก62
4.3.2.2 การพิจารณาขนาดความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก63
4.3.2.3การพิจารณาตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริก63
4.3.2.4การพิจารณาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของไดอิเล็กตริก64
4.4 การออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด70
4.5 การพิจารณาโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับ
สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาด74
4.5.1 การพิจารณาตำแหน่งการระยะวางโครงสร้างตัวกลางแบบ
เส้นลวดที่ตำแหน่งปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร85

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.5.2 การพิจารณาชนิดไดอิเล็กตริกที่วางกั้นระหว่างชั้นของแนว
ระนาบเส้นลวดของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด87

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

4.5.3 การพิจารณาจำนวนชั้นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด89
4.5.4 สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบน
โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ96
4.6 การพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย102
4.7 สรุป 104
5 ผลการสร้างและวัดทดสอบ106 5.1 บทนำ106 5.2 สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน106 5.2.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน108
5.2.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง109 5.2.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์110 5.2.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย110
5.2.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน112
5.3 สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก116
5.3.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน118 5.3.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง119 5.3.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์120
5.3.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย120
5.3.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน1225.4 สายอากาศปากแตรโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้าง
ตัวกลางแบบเส้นลวด 126
5.4.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน128
5.4.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง129
5.4.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์129

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย1305.4.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน132
5.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองโครงสร้างสายอากาศและการวัดทดสอบ137
5.6 สรุป 138
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ 140
6.1 สรุปผลการวิจัย140

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา143
รายการอ้างอิง144
ภาคผนวก
ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา150
ประวัติผู้เขียน174

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 12
3.1 จุดศูนย์กลางเฟสของสายอากาศปากแตรรูปกรวยภายใต้โหมด TE_{11} สำหรับอัตราส่วนรัศมีมุมเอียงของปากแตร 34
4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวย49
4.2 ผลการจำลองค่าพารามิเตอร์สายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน57
4.3 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ระหว่างสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานกับสายอากาศปากแตรกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก70
4.4 สรุปค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยในกรณีต่อร่วมกับตัวกลางแบบเส้นลวด91
4.5 สรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่สมบูรณ์97
4.6 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย 4 รูปแบบ104
5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ107
5.2 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก117
5.3 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด126
5.4 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศระหว่างการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และการวัดจากสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 10 GHz138
5.5 การเปรียบเทียบอัตราขยายที่ความถี่ 10 GHz ของสายอากาศ 4 รูปแบบ138
6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เสร็จสมบูรณ์142
6.2 ประสิทธิภาพของสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เสร็จสมบูรณ์142

สารบัญรูป

รูปที่ **หน้า**

3.1 ลักษณะของสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากทั้ง 3 แบบหลัก....20
3.2 ภาพตัดขวางในระนาบสนามแม่เหล็กหรือระนาบ x-z ของปากแตรแบบเซกเตอร์21
3.3 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็ก26
3.4 กราฟแสดงสะภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ในระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งมีระยะของ R_0แตกต่างกัน28
3.5 ลักษณะของสายอากาศปากแตรรูปกรวย28
3.6 กราฟแสดงการคำนวณอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของปากอะเพอร์เจอร์และความยาวของสายอากาศปากแตรรูปกรวย29
3.7 กราฟแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า32
3.8 กราฟแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก32
3.9 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยแนวตัดขวาง33
3.10 แผนผังสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็ก37
3.11 โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด39
4.1 แสดงพารามิเตอร์ของตัวกระตุ้นโดยใช้ท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก45
4.2 โครงสร้างตัวกระตุ้นที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST45
4.3 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโพรบที่ขนาดความยาวต่างๆ46
4.4 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของระยะตำแหน่งการวางโพรบที่ระยะต่างๆ47
4.5 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบ ที่ระยะต่างๆ**48**

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
4.6	ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของความยาวของท่อนำคลื่นที่ระยะต่างๆ	49
4.7	ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวย	50
4.8	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวยด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST	50
4.9	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวย	51
4.10	กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวย (*dm*) กับความยาวของสายอากาศปากแตร (*L1*) ที่ส่งผลต่ออัตราขยายของสายอากาศ	52
4.11	โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน	53
4.12	โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST	53
4.13	ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST	54
4.14	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST	55
4.15	ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน	56
4.16	ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน	56
4.17	ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยมาตรฐานสำหรับคำนวณจุดศูนย์กลางเฟส	58
4.18	ตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟสสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน	60
4.19	โครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริก	61
4.20	การวางตำแหน่งโหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวย	61

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.21 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกที่จำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST61
4.22 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดไดอิเล็กตริกที่รัศมี (R_D) ขนาดต่างๆ62
4.23 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดไดอิเล็กตริกที่ขนาดความหนา (H_D) ต่างๆ63
4.24 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดไดอิเล็กตริกที่ตำแหน่งระยะการวางโหลดไดอิเล็กตริก (S_D) ห่างจากจุดศูนย์กลางเฟส64
4.25 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า65
4.26 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานในกรณีที่ใส่ของโหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศ66
4.27 ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรม CST67
4.28 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานด้วยโปรแกรม CST ในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก67
4.29 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก68
4.30 ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz -11 GHz70
4.31 โครงสร้างพื้นฐานตัวกลางแบบเส้นลวด71
4.32 โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ทำการออกแบบ71
4.33 วงจรเรโซแนนซ์ที่เกิดจากโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด72
4.34 กราฟแสดงค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ความถี่ต่าง ๆ74

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.35 รูปแบบการพิจารณาโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย76
4.36 รูปแบบการพิจารณาโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST77
4.37 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย78
4.38 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4รูปแบบ82
4.39 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดเมื่อติดตั้งร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย83
4.40 ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดเมื่อติดตั้งร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยทั้ง 4 รูปแบบ84
4.41 การเปรียบเทียบผลการจำลองอัตราขยายของรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดเมื่อทำการติดตั้งร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย85
4.42 รูปแบบการพิจารณาระยะ S_w86
4.43 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระยะตำแหน่งการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ห่างจากปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรรูปกรวย87
4.44 รูปแบบการพิจารณาชนิดของไดอิเล็กตริก88
4.45 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับชนิดของไดอิเล็กตริกที่วางกั้นระหว่างชั้นของแนวระนาบตัวกลางแบบเส้นลวด89
4.46 รูปแบบการพิจารณาจำนวนชั้นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด90
4.47 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเมื่อทำการเพิ่มจำนวนชั้นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด90
4.48 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ92

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

4.49 ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย ที่ต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่พิจารณาโครงสร้าง ที่เหมาะสมเรียบร้อยแล้ว93
4.50 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศปากแตร ขนาดมาตรฐานกับในกรณีต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด93
4.51 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศ ปากแตรรูปกรวยกรณีต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด94
4.52 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีต่อร่วมกับ โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด95
4.53 ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณี ใส่โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด95
4.54 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุ บนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ96
4.55 โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ97
4.56 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้าง ตัวกลางแบบเส้นลวดที่ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม CST98
4.57 ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ทำการจำลอง การทำงานด้วยโปรแกรม CST99
4.58 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างสายอากาศปากแตร มาตรฐานกับสายอากาศที่นำเสนอ99
4.59 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตร รูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ ที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST100
4.60 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุ บนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ101

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.61 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ทำการศึกษา4 รูปแบบ103
5.1 สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน107
5.2 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ108
5.3 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน109
5.4 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ110
5.5 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน111
5.6 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz -11 GHz112
5.7 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน114
5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน115
5.9 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน116
5.10 สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก117
5.11 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ118
5.12 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ119
5.13 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ120
5.14 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก121

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

5.15 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz -11 GHz122
5.16 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก123
5.17 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก124
5.18 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก125
5.19 สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด127
5.20 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด128
5.21 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด129
5.22 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด130
5.23 วิธีการวัดทดสอบการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ131
5.24 แบบจำลองการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ132
5.25 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด133
5.26 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด134

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ **หน้า**

5.27 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในของสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด135
5.28 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด137
6.1 สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่สมบรูณ์141

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

เทคโนโลยีด้านการสื่อสารโทรคมนาคมไร้สายหรือการติดต่อสื่อสารระยะไกลด้วยคลื่นวิทยุได้มีการพัฒนากันอย่างต่อเนื่อง เช่นการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟด้วยสถานีทวนสัญญาณ การเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟผ่านระบบดาวเทียม หรือระบบเรดาร์เป็นต้นซึ่งในการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟนั้นสายอากาศนับเป็นองค์ประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญมากในการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟระหว่างต้นทางกับปลายทาง ในการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟนั้นมีความต้องการสายอากาศที่มีอัตราขยายที่สูงมาก ซึ่งที่ผ่านมานั้นเทคโนโลยีทางด้านวิศวกรรมสายอากาศได้มีการออกแบบและพัฒนากันอย่างต่อเนื่องเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพเพิ่มสูงขึ้นและเหมาะสมกับประเภทของการใช้งานในรูปแบบต่างๆ ในการเชื่อมต่อสัญญาณ

สายอากาศปากแตร(horn antennas)ถือได้ว่าเป็นสายอากาศที่นิยมใช้มากในงานเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟเนื่องจากสายอากาศปากแตรมีจุดเด่นที่สำคัญคือมีอัตราขยายสูง (high gain) พูหลังต่ำ (low back lobe) โครงสร้างไม่ซับซ้อน ง่ายต่อการสร้าง และข้อดีอีกประการหนึ่ง คือ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศปากแตรจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของตัวป้อน (feeder) ทำให้ง่ายต่อการแมตช์สายอากาศ นอกจากนี้คุณสมบัติอีกประการหนึ่งของสายอากาศปากแตรคืออัตราขยายจะขึ้นอยู่กับขนาดและความยาวของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศปากแตรยิ่งมีขนาดใหญ่อัตราขยายของสายอากาศก็จะยิ่งสูงขึ้นตาม(Nafati*et al.*, 2013)ดังนั้นถ้าหากต้องการอัตราขยายที่สูงขนาดของสายอากาศปากแตรก็จะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากตามซึ่งถือได้ว่าเป็นข้อเสียหลักของสายอากาศประเภทนี้แต่สายอากาศปากแตรก็ยังคงเป็นสายอากาศที่ตอบสนองต่อความต้องการสายอากาศที่มีอัตราขยายสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศประเภทอื่น (Mustafa *et al.*, 2014)

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาและออกแบบสายอากาศกันอย่างต่อเนื่องโดยมีจุดประสงค์หลักคือเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีลักษณะโครงสร้างของสายอากาศที่มีอัตราขยายสูง พูข้างต่ำพูหลังต่ำ โครงสร้างไม่ซับซ้อน ง่ายต่อการสร้าง ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ง่ายต่อการติดตั้งและมีประสิทธิภาพในการทำงานสูงดังนั้นนักวิจัยทางวิศวกรรมสายอากาศจึงได้มีการคิดค้นวิธีการหรือนำเอาเทคโนโลยีใหม่ๆเข้ามาเพื่อช่วยในพัฒนาและออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศ คุณสมบัติอภิวัสดุ (metamaterials)เริ่มเป็นที่สนใจอย่างแพร่หลายในการนำมาวิจัยและ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

พัฒนาในงานด้านความถี่ไมโครเวฟซึ่งอภิวัสดุมีคุณสมบัติพิเศษทางด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติพิเศษซึ่งไม่ปรากฏตามธรรมชาติ คือมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (permittivity)เป็นลบหรือเข้าใกล้ศูนย์ ซึ่งอภิวัสดุได้ถูกนิยามว่าเป็นวัสดุประดิษฐ์เชิงวิศวกรรม (artificial material) โดยคุณสมบัติดังกล่าวของอภิวัสดุจะเกิดจากการออกแบบการจัดเรียงโครงสร้างวัสดุขนาดเล็กมากๆ ซึ่งจากคุณสมบัติการออกแบบดังกล่าวทำให้เกิดการวิจัยออกแบบโครงสร้างของวัสดุเพื่อทำให้เกิดคุณสมบัติของอภิวัสดุในรูปแบบต่างๆ เพื่อให้มีความเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานซึ่งการนำโครงสร้างอภิวัสดุมาช่วยในการออกแบบและพัฒนาสายอากาศจึงกลายมาเป็นเทคโนโลยีใหม่สำหรับเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศสมัยใหม่

ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบและพัฒนาสายอากาศสายอากาศปากแตรรูปกรวย (Conical Horn Antenna)โดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด (Wire Medium Structure) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ย่านความถี่ X- Band (10 GHz)จากโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นถือได้ว่าเป็นโครงสร้างที่มีคุณสมบัติทางด้านอภิวัสดุหรือเรียกได้ว่าเป็นชนิดของวัสดุช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic band gap material) (Antonio *et al.*, 2013)ซึ่งในการศึกษาครั้งนี้แสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ของการใช้โครงสร้างที่เรียบง่ายของตัวกลางแบบเส้นลวดในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวย

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อศึกษาและออกแบบการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

1.2.2 เพื่อศึกษาวิจัยพัฒนาออกแบบโครงสร้างอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เหมาะสมกับการประยุกต์ร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.2.3 เพื่อให้ได้สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบที่ความถี่ย่าน X-Band (10GHz)

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

1.3.1 ศึกษาและออกแบบการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ความถี่ย่าน X-Band (10GHz)

1.3.2 จำลองการวิเคราะห์ความเป็นไปได้ของสายอากาศที่ดำเนินการพัฒนาและออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio

1.3.3 สร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ เพื่อวัดทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 ได้สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ความถี่ย่าน X-Band (10GHz)ที่มีประสิทธิภาพเพิ่มสูงขึ้น

1.4.2 ได้องค์ความรู้ใหม่ในการศึกษาและพัฒนาต่อไป

1.4.3 ได้สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

สายอากาศปากแตรถือได้ว่าเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติให้อัตราขยายสูง ซึ่งสายอากาศประเภทนี้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในการสื่อสารที่ต้องการอัตราขยายสูงๆ เช่นการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟด้วยสถานีทวนสัญญาณ การเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟผ่านระบบดาวเทียม หรือระบบเรดาร์เป็นต้น วัตถุประสงค์หลักในงานวิจัยนี้คือการคิดค้นและพัฒนาวิธีการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวย ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เนื้อหาในบทนี้กล่าวจึงกล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับลักษณะของสายอากาศปากแตร การประยุกต์ใช้งานอภิวัสดุร่วมกับสายอากาศ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของสายอากาศให้ดียิ่งขึ้น เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยที่เกี่ยวข้อง ระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินการวิจัย ตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่ได้ตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้นงานวิจัยนั้นเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่น ฐานข้อมูล IEEE และฐานข้อมูล IEICE นอกจากนี้ยังได้ทำการสืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่น ๆ เช่น จากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยต่าง ๆ ทั้งในและต่างประเทศ ผลการสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

2.2 สายอากาศปากแตร (Horn Antennas)

สายอากาศปากแตรถือได้ว่าเป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานในการรับส่งสัญญาณความถี่ย่านไมโครเวฟเป็นสายอากาศแบบอะเพอร์เจอร์(aperture antenna) ซึ่งสายอากาศปากแตรมีคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นคือ การให้อัตราขยายที่สูงและให้ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ต่ำมาก นอกจากนี้ยังให้ความกว้างแถบค่อนข้างกว้างและที่สำคัญสามารถออกแบบสร้างได้โดยง่าย สำหรับงานวิจัยออกแบพัฒนาสายอากาศปากแตรได้มีการคิดค้นขึ้นมาตั้งแต่ในสมัยสงครามโลกครั้งที่ 2 ซึ่งมีวัตถุประสงค์เพื่อใช้ในการรับส่งคลื่นไมโครเวฟกำลังส่งสูง นับตั้งแต่นั้นมาสายอากาศปากแตรก็ได้ถูกพัฒนาโครงสร้างและประสิทธิภาพมาจนถึงปัจจุบัน โดยมีการออกแบบพัฒนาวิจัยรูปแบบของสายอากาศ

ปากแตรให้มีประสิทธิภาพตรงต่อการประยุกต์ใช้งาน สายอากาศปากแตรที่นิยมใช้งานในปัจจุบันมี 2 ชนิด คือสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (rectangular horn antenna)และสายอากาศปากแตรรูปกรวย(conical horn antenna)ซึ่งในงานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์หลักเพื่อทำการพัฒนาสายอากาศปากแตร (horn antenna)เพื่อใช้งานสำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟ(microwave link) ด้วยสถานีทวนสัญญาณการรับส่งสัญญาณดาวเทียม และระบบเรดาร์ (radar)และอีกทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศส่วนป้อน(feed antenna) ให้กับสายอากาศแบบตัวสะท้อน (reflector antenna)สายอากาศปากแตรรูปกรวยได้มีการวิจัยและพัฒนาโดยการนำเทคโนโลยีต่างๆ มาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพเนื่องด้วยสายอากาศปากแตรมีโครงสร้างที่ค่อนข้างเป็นมาตรฐาน และเป็นที่ทราบกันดีว่าอัตราขยายและสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรจะเปลี่ยนแปลงตามขนาดความยาวและมุมกางของอะเพอร์เจอร์ โดยถ้าความยาวและมุมกางของอะเพอร์เจอร์เพิ่มขึ้นอัตราขยายและสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรก็จะเพิ่มขึ้นตามด้วย แต่อย่างไรก็ตามการเพิ่มขนาดความยาวและมุมกางของอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากก็มีขีดจำกัดในการเพิ่มเพื่อให้ได้อัตราขยายซึ่งมุมกางอะเพอร์เจอร์ที่จะให้ประสิทธิภาพดีที่สุดคือประมาณ 50 องศาและความยาวของสายอากาศปากแตรต้องมีความสัมพันธ์กับมุม ซึ่งจากการวิเคราะห์ถ้าสายอากาศปากแตรมีความยาวเพิ่มสูงขึ้นมุมกางอะเพอร์เจอร์ที่ทำให้ได้ประสิทธิภาพสายอากาศที่ดีก็จะมีขนาดของมุมกางที่ลดต่ำลง(G.C.Southworth, A.P.King, 1939) และจากทฤษฎีได้มีการวัดคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศปากแตรรูปกรวยเพื่อยืนยันทฤษฎีของ Gray and Schelkunoffที่ได้กำหนดมาตรฐานของขนาดความยาวและของอะเพอร์เจอร์ที่สัมพันธ์ต่ออัตราขยายของสายอากาศปากแตร โดยทำการวิเคราะห์ถึงพื้นที่ประสิทธิผลสายอากาศโดยเมื่อทำการกำหนดค่าความกว้างอะเพอร์เจอร์คงที่และทำการเปลี่ยนแปลงค่าความยาวของสายอากาศปากแตรจากการวิเคราะห์พบว่ายิ่งความยาวของสายอากาศปากแตรยิ่งสูงขึ้นค่าพื้นที่ประสิทธิผลสายอากาศก็จะสูงตาม แต่ค่าพื้นที่ประสิทธิผลที่สูงที่สุดของสายอากาศปากแตรรูปกรวยจะมีค่าสูงสุดประมาณ 84% (A.P.King, 1950)จากทฤษฎีและมาตรฐานขนาดและโครงสร้างของสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่เป็นรูปแบบพื้นฐานที่ได้ถูกวิจัยและพัฒนาจนได้มาตรฐาน ซึ่งถูกนำมาใช้เป็นพื้นฐานสำหรับการออกแบบพัฒนาสายอากาศชนิดนี้ซึ่งก็ได้มีนักวิจัยและพัฒนาสายอากาศได้ทำการนำคุณสมบัติดังกล่าวมาพัฒนาสายอากาศให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นกว่าเดิมและเพื่อให้ได้ประสิทธิของสายอากาศที่เหมาะสมกับการใช้งานในด้านต่าง ๆ ซึ่งการพัฒนาดังกล่าวได้แก่ การออกแบบสายอากาศปากแตรขนาดกะทัดรัดที่ใช้สำหรับรับสัญญาณ C-Band สำหรับสถานีรับสัญญาณดาวเทียมภาคพื้นดิน (Christophe Granel, 2003) โดยสายอากาศปากแตรที่พัฒนาคือสายอากาศปากแตรแบบลูกฟูก (corrugated horn) เพื่อมีจุดประสงค์ในการนำไปประยุกต์ใช้งานสำหรับเป็น

สายอากาศป้อนให้กับสายอากาศแบบตัวสะท้อนพาราโบลา (parabolic reflector antenna) โดยการพัฒนาใช้เทคนิคการปรับลดขนาดความยาวของสายอากาศลงแล้วทำการเพิ่มความกว้างของอะเพอร์เจอร์สายอากาศ และจุดเด่นที่สำคัญคือทำการออกแบบรูปทรงของสายอากาศปากแตรเป็นแบบลูกฟูก จากเทคนิคดังกล่าวสามารถลดความยาวสายอากาศลงเหลือประมาณ 61% อีกทั้งยังทำให้ได้อัตราขยายและประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศแบบเดิม แต่การออกแบบสายอากาศปากแตรแบบลูกฟูกมีข้อเสียคือการสร้างนั้นมีความยุ่งยากในการพัฒนาสายอากาศปากแตรอีกรูปแบบหนึ่งที่ได้รับการพัฒนาคือโดยการเพิ่มโครงสร้างด้วยเทคนิคต่าง ๆ เข้าไปเพื่อให้สายอากาศที่ออกแบบมีประสิทธิภาพสูงขึ้น เช่น การพัฒนาสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยการเพิ่มช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าของระบบป้อนของสายอากาศแบบสะท้อนในย่านความถี่ Ka Band (R.Chantalat *et al*., 2008) ในการพัฒนาสายอากาศนี้ได้ใช้สายอากาศปากแตรรูปกรวยเป็นตัวกระตุ้นแล้วทำการออกแบบชุดโพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า(Electromagnetic Band Gap : EBG) โดยออกแบบให้ EBG ในรูปแบบร่องวงกลมเรียงกันอย่างเป็นลำดับมาวางด้านหน้าสายอากาศปากแตรซึ่งจากเทคนิคดังกล่าวสามารถเพิ่มขนาดความกว้างแถบความถี่ (bandwidth) และสามารถลดพูข้าง(side lobe) อีกทั้งเพิ่มอัตราขยายได้ถึง 24 dB อย่างไรก็ตามข้อเสียของงานวิจัยนี้ต้องเพิ่มค่าใช้จ่ายในการสร้างและวัสดุที่ใช้ในการสร้างหาได้ยาก แต่ถือได้ว่าเทคนิคดังกล่าวสามารถเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศจากเดิมถึง 70% ต่อมาได้มีการทำการนำสายอากาศปากแตร 2 แบบมาเปรียบเทียบคุณสมบัติกันได้แก่สายอากาศปากแตรรูปกรวย(conical horn antenna)และสายอากาศปากแตรรูปกรวยแบบลูกฟูก (corrugated conical horn antenna) โดยเลือกพิจารณาสายอากาศที่ความถี่กลาง 10 GHz พบว่าสายอากาศปากแตรรูปกรวยแบบลูกฟูกสามารถลดพูข้างได้ดี (Petr Piksa, 2011)จากการออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ผ่านมานั้นส่วนใหญ่ตัวกระตุ้นจะอยู่ในรูปแบบท่อนำคลื่นทรงกระบอกเท่านั้น ต่อมาHuanbin Jiang *et al*. (2012) ได้ออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวยสำหรับย่านความถี่ R-Band โดยใช้ตัวกระตุ้นแบบสี่เลี่ยมมุมฉาก(rectangle waveguide)จากเทคนิคนี้สามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยเพิ่มความกว้างอะเพอร์เจอร์ จุดเด่นของสายอากาศนี้คือ มีความกว้างแถบความถี่เพิ่มขึ้น (wide bandwidth) มีแบบรูปการแผ่พลังงานดีขึ้นและระดับพูข้างต่ำ และในช่วงเวลาที่ผ่านมาไม่นานโดย S. Kampeephat *et al*. (2014) ได้นำเสนอการเพิ่มอัตราขยายสายอากาศปากแตรโดยใช้ EBG แบบกองฟืน โดยเทคนิคดังกล่าวนั้นสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศปากแตรได้โดยประมาณ 8 dBiแต่ระยะในการติดตั้ง EBG นั้นมีระยะห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรค่อนข้างมากโดยมีระยะเท่ากับ 16.5λ นอกจากนี้ยังได้ทำการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานที่โดย

ใช้เทคนิคการเพิ่มขอบของสายอากาศปากแตรเพื่อให้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ออกมาจากสายอากาศปากแตรสมมาตรในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

การพัฒนาเพื่อให้ได้เทคนิคที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศได้ถูกวิจัยพัฒนาต่อเนื่อง การนำวัสดุในรูปแบบต่าง ๆ มาวางขวางหน้าอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรก็ถือได้ว่าเป็นอีกเทคนิคที่นิยมนำมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศ โดยในยุคแรกการประยุกต์การนำวัสดุไดอิเล็กตริกมาใส่เพิ่มภายในโครงสร้างสายอากาศปากแตรโดยเริ่มจากการนำเสนอการนำไดอิเล็กตริกแบบแผ่นจาน (dish)ทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายได้ประมาณ 1.5 dBi(M.Clenet *et al.*, 1998) ซึ่งการนำเสนอนี้ถือได้ว่าเป็นยุคแรกที่เริ่มนำเทคนิคการใส่แผ่นโลหะแบบรูปดังกล่าวเข้าไปภายในสายอากาศ ต่อจากนั้นได้มีการนำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยการใส่วัสดุไดอิเล็กตริกแบบรูปแผ่นจานภายในสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบระหว่างการใส่วัสดุไดอิเล็กตริกแบบรูปแผ่นจานเพียง 1 ชิ้นกับ 3 ชิ้น โดยการการใส่วัสดุไดอิเล็กตริกแบบแผ่นจานจำนวน 3 ชิ้น จะสามารถช่วยให้อัตราขยายที่ความถี่ต่ำเพิ่มขึ้น และโดยรวมการใส่วัสดุแบบรูปแผ่นจานทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายขึ้นอีกประมาณ 3 dBiอีกทั้งยังมีรูปแบบการแผ่กระจายคลื่นที่ดีขึ้น (C.Y.Tan *et al.*, 2007) ต่อมาหลังจากนั้นได้มีการปรับเปลี่ยนรูปแบบวัสดุไดอิเล็กตริกที่ใส่เข้าไปภายในสายอากาศแต่ไม่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศได้แต่สามารถแก้ไขขั้วคลื่นตัดขวาง (Cross Polarization) ให้ดีขึ้นแต่อัตราขยายลดลง(C.Y.Tan *et al.*, 2009) จากการวิธีการที่ผ่านมาไม่สามารถทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของสายอากาศดีขึ้น จึงได้ทำการปรับรูปแบบของวัสดุไดอิเล็กตริกเป็นรูปทรงรีใส่เพิ่มเข้าไปภายในสายอากาศพบว่าสามารถทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมดีขึ้นทั้งอัตราขยาย การลดระดับพูข้างและสามารถแก้ไขขั้วคลื่นตัดขวาง(C.Y.Tan *et al.*, 2009) จากการพัฒนาสายอากาศปากแตรโดยการเพิ่มวัสดุไดอิเล็กตริกเข้าไปในสายอากาศก็ได้มีการพัฒนารูปแบบวัสดุไดอิเล็กตริกอย่างต่อเนื่อง โดย E.Doumanis*et al.* (2013) ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยเพิ่มแผ่นวัสดุรูปก้นหอยวางหน้าอะเพอร์เจอร์โดยทำการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานกับสายอากาศปากแตรแบบเดิมจากเทคนิคดังกล่าวพบว่าผลที่ได้มีค่าประสิทธิภาพของสายอากาศใกล้เคียงสายอากาศแบบเดิม

2.3 อภิวัสดุ (Metamaterials)

ในปัจจุบันนี้การพัฒนาสายอากาศได้มีการนำเทคโนโลยีใหม่ๆ เข้ามาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศอย่างต่อเนื่อง อภิวัสดุ (metamaterials)ถือได้ว่าเป็นอีกเทคโนโลยีที่เริ่มเป็นที่นิยมในช่วงระยะเวลาที่ผ่านมาไม่นานนี้ อภิวัสดุถูกนิยามไว้ว่าเป็นวัสดุประดิษฐ์เชิงวิศวกรรมซึ่งมีคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยคุณสมบัติของวัสดุเหล่านี้จะเกิดจากการจัดเรียง

(composition) และการผนวกกันของวัสดุขนาดเล็กโดยมีขนาดเล็กกว่าความยาวคลื่นมากๆ จากการผนวกกันของวัสดุดังกล่าวที่มีคุณสมบัติไม่เหมือนกัน (inhomogeneous) เพื่อทำให้เกิดคุณสมบัติประสิทธิผลในระดับมาโคร (macroscopic) การประยุกต์ใช้อภิวัสดุสำหรับสายอากาศเริ่มมีจำนวนมากขึ้น เนื่องจากอภิวัสดุมีคุณสมบัติพิเศษคือมีค่าดัชนีหักเหเป็นลบ มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบหรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ (ศราวุธและประยุทธ,2011)ที่ผ่านมาได้มีการออกแบบโครงสร้างอภิวัสดุในรูปแบบต่างๆเพื่อนำมาใช้ในการพัฒนาและเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศหลากหลายๆ ประเภท อีกทั้งงานวิจัยทางด้านความถี่ไมโครเวฟอภิวัสดุถือได้ว่าเป็นเทคโนโลยีที่กำลังได้รับความสนใจเป็นอย่างมากเนื่องจากมีคุณสมบัติพิเศษที่สามารถทำงานทางด้านสนามแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของอภิวัสดุที่มีผลต่อคลื่นความถี่ไมโครเวฟคือสามารถลดความเร็วคลื่นที่ผ่านโครงสร้างอภิวัสดุ(Zhou *et al.*,2010)ในการออกแบบและพัฒนาสายอากาศปากแตรก็ได้มีการนำคุณสมบัติของอภิวัสดุมาใช้ในการเพิ่มและปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศเช่นกัน โดยDavideRamaccia*et al.* (2013)ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศปากแตรขนาดกะทัดรัดโดยใช้อภิวัสดุที่มีคุณสมบัติค่าคงตัวไดอิเล็คตริกมีค่าใกล้เคียงศูนย์หรือมีค่าติดลบมาวางในลักษณะเลนส์ ซึ่งทำการออกแบบโดยทำการลดขนาดความยาวของสายอากาศปากแตรลงมาครึ่งหนึ่งจากความยาวสายอากาศมาตรฐานแล้วทำการออกแบบโครงวัสดุเพื่อให้มีคุณสมบัติเป็นอภิวัสดุโดยมีโครงสร้างเป็นเส้นลวดวางเรียงกันในรูปโครงข่ายสี่เหลี่ยมสามชั้น จากการทดสอบพบว่าสายอากาศที่นำเสนอมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกับสายอากาศปากแตรมาตรฐาน แต่จุดจุดเด่นของเทคนิคนี้คือสามารถลดขนาดของสายอากาศปากแตรให้มีขนาดเล็กลงแต่ยังคงประสิทธิภาพสายอากาศใกล้เคียงกับสายอากาศมาตรฐาน หลังจากนั้น Mustafa*et al.* (2014) ได้นำเสนอการนำคุณสมบัติโครงสร้างอภิวัสดุมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยการออกแบบได้ทำการลดขนาดความยาวของสายอากาศปากแตรรูปกรวยลงมาครึ่งหนึ่งแล้วออกแบบโครงสร้างอภิวัสดุที่อยู่ในรูปแบบไดอิเล็คตริกเลนส์ ซึ่งรูปแบบของไดอิเล็กตริกเลนส์ได้ทำการออกแบบโดยการเจาะช่องว่างรูปทรงกระบอกเรียงกันเต็มพื้นที่แผ่นไดอิเล็กตริกโดยมีขนาดของช่องว่างที่แตกต่างกัน จากโครงสร้างดังกล่าวทำให้เกิดคุณสมบัติของอภิวัสดุ จากเทคนิคดังกล่าวพบอัตราขยายของสายอากาศเพิ่มสูงขึ้นแต่ความกว้างแถบความถี่ที่ได้ไม่ดีเท่าที่ควร ต่อมา Mario Reyes-Ayala*et al.* (2014) ได้มีการนำเสนอการเพิ่มโหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยเพื่อประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารดาวเทียมโดยวิธีการนำเสนอโดยการใส่โหลดไดอิเล็คตริกรูปทรงกระบอกเข้าไปกั้นระหว่างโครงสร้างของสายอากาศปากแตรรูปกรวย จากเทคนิคดังกล่าวทำให้ได้อัตราขยายของสายอากาศสูงเพิ่มขึ้น และขนาดความหนาของไดอิเล็กตริกที่เหมาะสมทำให้พูข้างและพูหลังต่ำอีกทั้งแบบรูปการแผ่พลังงานดีขึ้น

2.4 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG)

เป็นที่ทราบกันดีว่าอภิวัสดุนั้นเกิดจากโครงสร้างวัสดุที่จัดเรียงในรูปแบบต่างๆให้เกิดคุณสมบัติอภิวัสดุซึ่งรูปแบบของโครงสร้างของอภิวัสดุนั้นได้ถูกพัฒนาในหลากหลายรูปแบบและหลายประเภท ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าก็เป็นโครงสร้างอีกชนิดหนึ่งของอภิวัสดุการนำ EBG มาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศได้มีการวิจัยพัฒนาอย่างต่อเนื่องเช่นกันโดยทำการประยุกต์กับสายอากาศประเภทต่าง ๆสำหรับการประยุกต์ใช้โพรงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อลดหรือขจัดคลื่นผิวของสายอากาศนั้น อาจทำได้โดยการออกแบบให้ EBG ล้อมรอบสายอากาศไมโครสตริปแบบแพทช์เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศและลดระดับของพูคลื่นด้านหลัง (R. Coccioli *et al.*, 1999) หรือในการออกแบบสายอากาศสำหรับระบบระบุตำแหน่งบนพื้นโลก GPS โดยใช้EBG แทนที่โช๊ควงกลมหนึ่งในสี่ของความยาวคลื่น (quarter-wavelength choke rings) (W. E. McKinzie*et al.*, 2002) และสำหรับสายอากาศแถวลำดับที่มีการเพิ่ม EBG เข้าไปจะช่วยลดระดับการเชื่อมต่อร่วม (mutual coupling level) ได้ด้วย อีกเทคนิคการประยุกต์นำ EBG ใช้คือออกแบบให้ EBG ถูกวางไว้ข้างหน้าสายอากาศกระตุ้นโดยหลักๆแล้ว EBGที่เหมาะกับการกระตุ้นจากด้านหลังคือ EBG รูปแบบคล้ายกองฟืน (woodpile EBG) ซึ่งเป็น EBG แบบ 3 มิติ ในการวิจัยพัฒนาโดยการนำEBG แบบ 3 มิติมาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศโมโนโพล (monopole antenna) ให้มีลำคลื่นที่แคบ (narrow-beam) เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศให้สูงขึ้นสำหรับการประยุกต์ใช้งานในแถบความยาวคลื่นมิลลิเมตร (millimeter wave)ที่ความถี่ 95GHz(Y. Lee *et al.*, 2009) โดยนำโพรง EBG ที่มีลักษณะเป็นแบบกองฟืนทรงกระบอก (cylindrical woodpile EBG) มาล้อมรอบสายอากาศจากการวัดทดสอบพบว่าระบบสายอากาศมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (Half Power Beam Width หรือ HPBW)เท่ากับ6.5°และมีอัตราขยาย 5dBi จากการใช้ EBG แบบสามมิติแบบกองฟืน มาใช้กับการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศนั้น พบว่ามีข้อเสียคือการออกแบบวาง EBG ต้องมีระยะในการวางที่ห่างจากสายอากาศกระตุ้นที่เหมาะเหมาะสมซึ่งโดยทั่วไปพบว่าระยะที่วางนั้นมีระยะห่างมากทำให้ขนาดของสายอากาศมีขนาดใหญ่มากขึ้นอีกทั้งมีปัญหาในการติดตั้งสายอากาศกระตุ้นกับตัว EBG อันที่จริงแล้วการใช้ EBG โดยการกระตุ้นจากด้านหลังนั้นได้มีการพัฒนากันมาก่อนหน้านี้แล้วแต่มักจะนิยมออกแบบบนโครงสร้าง EBG ให้มีรูปแบบคล้ายดอกเห็ด อาทิเช่นการออกแบบการเพิ่มอัตราขยายและความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศระนาบด้วยช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า 1 มิติ ได้มีการออกแบบส่วนกระตุ้นด้วยสายอากาศแบบแพทช์โดยออกแบบโครงสร้าง EBG โดยใช้โครงสร้างโลหะแผ่นทรงกลมที่มีความหนา $\lambda/4$ สองแผ่นวางห่างกันที่ระยะ $\lambda/4$ โดยโครงสร้างดังกล่าวอธิบายได้ว่าการวางโลหะสอง

แผ่นที่มีขนาดเท่ากันและมีระยะห่างที่สัมพันธ์กับความยามคลื่นสามารถทำให้เกิดคุณสมบัติช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีอากาศเป็นไดอิเล็กตริก(Ludovic Leger *et al.*, 2005) ต่อมาได้มีการพัฒนารูปแบบของการนำ EBG มาใช้งานโดยมีการออกแบบการเพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้นโดยใช้โครงสร้าง EBG โดยการเจาะช่องโลหะด้วยรูปทรงกระบอกเรียงกันเต็มพื้นผิวโลหะจากวิธีดังกล่าวทำให้ได้การแผ่กระจายคลื่นดีขึ้นโดยทำให้ความกว้างแถบความถี่แคบลงแต่ไม่ทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้น(G.M.Sardi *et al.*, 2006) หลังจากนั้นได้มีการนำ EBG ที่อยู่ในรูปแบบคล้ายดอกเห็ดมาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศโดยทำการวิเคราะห์หาระยะและรูปทรงที่เหมาะสมต่อการทำงานเพื่อให้ได้อัตราขยายสูงขึ้นโดยนำ EBG รูปแบบคล้ายเห็ดมาวางขวางข้างหน้าสายอากาศป้อนโดยระยะห่างในการวางมีความสัมพันธ์กับประสิทธิภาพที่ได้(Yading Li, 2009)และจากเทคนิคดังกล่าวได้มีการพัฒนารูปแบบการออกแบบในลักษณะ EBG แบบแถบคู่เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในระบบป้อนให้กับสายอากาศตัวสะท้อน(reflector antenna) จากเทคนิคการออกแบบเพื่อสามารถใช้งานได้2 ความถี่ ซึ่ง EBG ได้ถูกออกแบบชั้นละความถี่แล้วมาวางในระยะห่างที่เหมาะสมจากเทคนิคดังกล่าวสามารถนำไปประยุกต์ในระบบป้อนให้กับสายอากาศสำหรับรับส่งสัญญาณดาวเทียม2ช่วงความถี่(Ahmad Kanso *et al.*, 2010) จากเทคนิคดังกล่าวนั้นทีมวิจัยกลุ่มเดิมได้ทำการปรับเปลี่ยนระบบการป้อนจากตัวป้อนชุดเดียวมาเป็นตัวป้อนแบบหลายตัวซึ่งสามารถเพิ่มอัตราขยายได้ถึง 40 dBi(Ahmad Kanso *et al.*, 2011) และต่อมา AmagoiaTellechea *et al.*, (2013) ได้นำเสนอการปรับรูปแบบของ EBG จากรูปสี่เหลี่ยมให้เป็นรูปทรงอื่นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศทำให้ได้อัตราขยายที่เพิ่มขึ้น

2.5 ตัวกลางแบบเส้นลวด (Wire medium)

ตัวกลางแบบเส้นลวด (Wire Medium Structure) เป็นโครงสร้างที่มีคุณสมบัติทางด้านอภิวัสดุและเป็นชนิดของวัสดุช่องว่างแถบความถี่(Burghignoli*et al.*, 2008) ตระกูลเดียวกันกับ EBG แบบสามมิติแบบกองฟืน (Antonio *et al.*, 2013) โดยโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดเกิดจากการจัดเรียงเส้นลวดขนาดเล็กขนานกันเป็นชั้นๆ ฝังตัวลงในตัวกลางไดอิเล็กตริก ซึ่งตัวกลางแบบเส้นลวดนี้ได้มีการศึกษาตั้งแต่ปี 1950ตัวกลางแบบเส้นลวดเป็นที่ทราบกันดีว่าเป็นโครงสร้างวัสดุที่ถูกออกแบบมาใช้ในย่านความถี่พลาสม่า (plasma frequency)และมีคุณสมบัติที่ทำให้เกิดค่ามีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์(Forati*et al.*, 2008)การนำตัวกลางแบบเส้นลวดมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศนั้นได้ถูกนำเสนอโดย Tomaz*et al.* (2013) ซึ่งนำสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดมาทำการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรโดยทำการออกแบบสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่ประกอบด้วยจำนวนชั้นของเส้นลวดที่วางเรียงกันจำนวน

ห้าชั้นโดยเส้นลวดถูกวางฝังอยู่ในไอดิเล็กตริกสไตโรโฟม (Styrofoam) จากผลการทดสอบพบว่าสามารถทำให้สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเพิ่มสูงขึ้นและลดระดับของพูข้างลงได้แต่ในขณะเดียวกันนั้นพบว่าอัตราขยายของสายอากาศมีค่าน้อยกว่าสายอากาศปากแตรแบบเดิม นอกจากนี้ Al-Nuaimiและคณะฯ(2014)ได้ทำการนำเสนอการพัฒนาสายอากาศปากแตรรูปโดยทำการลดขนาดความยาวของสายอากาศลงขณะที่ขนาดของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศยังคงมีขนาดเท่าเดิมเพื่อทำการปรับปรุงสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยนำเทคนิคตัวกลางแบบเส้นลวดมาวางปิดปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยจากการทดสอบพบว่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเพิ่มขึ้นและอัตราขยายของสายอากาศมีค่าใกล้เคียงกับสายอากาศแบบเดิมแต่สามารถลดขนาดของสายอากาศลงได้ครึ่งหนึ่ง จากการศึกษาสามารถสรุปจุดเด่นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดได้ว่าสามารถขจัดส่วนประกอบของกราวด์เพลนเพื่อป้องกันการแพร่กระจายของคลื่นผิว (surface waves) อีกทั้งโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนและมีคุณสมบัติในการปรับปรุงประสิทธิภาพต่างๆ ของสายอากาศเช่น เพิ่มสภาพเจาะจงทิศทางให้สูงขึ้น เพิ่มอัตราขยายสายอากาศ อีกทั้งยังเพิ่มประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ

จากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่ผ่านมาทั้งหมด ในงานวิจัยนี้จึงมีความสนใจในการนำคุณสมบัติอภิวัสดุชนิดโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดมาทำการออกแบบร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย ด้วยคุณสมบัติพิเศษของอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นเมื่อทำการนำมาออกแบบและวิเคราะห์รูปแบบโครงสร้างและตำแหน่งการวางที่เหมาะสมแล้วจะสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวยในการศึกษาสมรรถนะและผลกระทบต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นแก่สายอากาศนับว่าเป็นสิ่งสำคัญเพื่อช่วยในการแก้ปัญหาในการออกแบบวิเคราะห์และพัฒนาสายอากาศ อาทิเช่น อัตราขยายในทิศทางด้านหน้าความกว้างแถบความถี่ใช้งาน ความกว้างของลำคลื่น แบบรูปการแผ่พลังงาน สภาพเจาะจงทิศทาง อิมพีแดนซ์ด้านเข้า และคุณสมบัติอื่น ๆ จึงมีงานวิจัยมากมายที่ได้นำเสนอการประยุกต์กรรมวิธี สมมติฐาน และทฤษฎีต่าง ๆ เพื่อให้การทำนายมีความแม่นยำหรือมีความรวดเร็วมากยิ่งขึ้น สามารถแสดงให้เห็นความเป็นมาของวิธีนี้โดยเรียงลำดับดังตารางที่ 2.1 ได้ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
G.C.Southworth และA.P.King	Metal Horns as Directive Receivers of Ultra-Short Wave	1939
A.P.King	The Radiation Characteristics of Conical Horn Antenna	1950
M.Clenet และL.Shafai	Gain Enhancement of Conical Horn by Introducing Bodies of Revolution inside the Horn	1998
ChristopheGranet	Design of a Compact C-Band Receive-Only Horn for Earth Station Antenna G/T_APerformance	2003
Ludovic Leger, Thierry Monediere และ Bernard Jeeko	Enhancement of Gain and Radiation Bandwidth for a Planar 1-D EBG Antenna	2005
Mario G.Silveirinha และ Carlos A. Fernandes	Homogenization of 3-D-Connected and Nonconnected Wire Metamaterials	2005
G.M.Sardi, G.Donzelli, และ F.Capolino	High Directivity at Broadside with New Radiators made of Dielectric EBG Materials	2006
Lukas Jelinek, Jan Machac, และ Jan Zehentner	Metamaterials- A Challenge for Contemporary Advanced Technology	2007
PekkaM.T. Ikonen, Elena Saenz, Ramon Gonzalo และSergei A.Tretyakov	Modeling and Analysis of composite Antenna Superstrates Consisting on Grids of Loaded Wires	2007
Yan Zhao, Pavel A.Beloveและ Yang Hao	Modelling of Wave Propagation in Wire Media Using Spatially Dispersive Finite-Difference Time-Domain Method: Numerical Aspects	2007

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง(ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี

R.Chantalat, C.Menudier, M.Thevenot, T.Monediere, และP.Dumon	Enhanced EBG Resonator Antenna as Feed of Reflector Antenna in the Ka Band	2008
Kenneth Brown, Chi-Chih Chen และ Walter D. Burnside	A Novel Design of a Miniature Wideband Corrugated Horn Antenna Employing Unique Sinusoidal Shaped Ridges	2008
Paolo Burghignoli, GiampieroLavat, Filippo Capolino, David R.Jacksonและ Donald R.Wilton	Directive Leaky-Wave Radiation From a dipole Source in a Wire-Medium Slab	2008
Paolo Burghignoli, GiampieroLavat, Filippo และDonald R.Wilton	Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab	2008
Giampiero Lovat	Near-Field Shielding Effectiveness of 1-D Periodic Planar Screens With 2-D Near-Field Sources	2009
Yading Li	Investigation of minimum Cavity Height of Small EBG-Resonator Antennas For Maximum Directivity	2009
Syed Azhar Hasan	Design & Measurements Techniques for Circularly Polarized, Dual Fed, High Gain, Lightweight, Wideband Conical Horn Antenna with Suppressed Side Lobe & High Performance Radome for Space Application	2010
R.Chantalat, C.Menudier, M.Thevenot, T.Monediere, และP.Dumon	Enhanced EBG Resonator Antenna as Feed of Reflector Antenna in the Ka Band	2008

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี

Kenneth Brown, Chi-Chih Chen และ Walter D. Burnside	A Novel Design of a Miniature Wideband Corrugated Horn Antenna Employing Unique Sinusoidal Shaped Ridges	2008
Kenneth Brown, Chi-Chih Chen และ Walter D. Burnside	A Novel Design of a Miniature Wideband Corrugated Horn Antenna Employing Unique Sinusoidal Shaped Ridges	2008
Paolo Burghignoli, GiampieroLavat, Filippo Capolino, David R.Jacksonและ Donald R.Wilton	Directive Leaky-Wave Radiation From a dipole Source in a Wire-Medium Slab	2008
Paolo Burghignoli, GiampieroLavat, Filippo Capolino, David R.Jackson และDonald R.Wilton	Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab	2008
Giampiero Lovat	Near-Field Shielding Effectiveness of 1-D Periodic Planar Screens With 2-D Near-Field Sources	2009
Yading Li	Investigation of minimum Cavity Height of Small EBG-Resonator Antennas For Maximum Directivity	2009
Syed Azhar Hasan	Design & Measurements Techniques for Circularly Polarized, Dual Fed, High Gain, Lightweight, Wideband Conical Horn Antenna with Suppressed Side Lobe & High Performance Radome for Space Application	2010
Rongguo Zhou, Hualiang Zhang, และHao Xin	Metallic Wire Array as Low-Effective Index of Refraction Medium for Directive Antenna Application	2010

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี

Rongguo Zhou, Hualiang Zhang, และHao Xin	Metallic Wire Array as Low-Effective Index of Refraction Medium for Directive Antenna Application	2010
R.Chantalat, C.Menudier, M.Thevenot, T.Monediere, และP.Dumon	Enhanced EBG Resonator Antenna as Feed of Reflector Antenna in the Ka Band	2008
Kenneth Brown, Chi-Chih Chen และ Walter D. Burnside	A Novel Design of a Miniature Wideband Corrugated Horn Antenna Employing Unique Sinusoidal Shaped Ridges	2008
Paolo Burghignoli, GiampieroLavat, Filippo Capolino, David R.Jacksonและ Donald R.Wilton	Directive Leaky-Wave Radiation From a dipole Source in a Wire-Medium Slab	2008
Paolo Burghignoli, GiampieroLavat, Filippo Capolino, David R.Jackson และDonald R.Wilton	Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab	2008
Giampiero Lovat	Near-Field Shielding Effectiveness of 1-D Periodic Planar Screens With 2-D Near-Field Sources	2009
Yading Li	Investigation of minimum Cavity Height of Small EBG-Resonator Antennas For Maximum Directivity	2009
Syed Azhar Hasan	Design & Measurements Techniques for Circularly Polarized, Dual Fed, High Gain, Lightweight, Wideband Conical Horn Antenna with Suppressed Side Lobe & High Performance Radome for Space Application	2010

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Rongguo Zhou, Hualiang Zhang, และHao Xin	Metallic Wire Array as Low-Effective Index of Refraction Medium for Directive Antenna Application	2010
AdmadKanso, R.Chantalat, M.thevenot, E.Arnaud, และ T.Monediere	Offset Parabolic Reflector Antenna Fed by EBG Dual-Band Focal Feed for Space Application	2010
Rongguo Zhou, Hualiang Zhang, และHao Xin	Metallic Wire Array as Low-Effective Index of Refraction Medium for Directive Antenna Application	2010
Marek S.Wartak, Kosmas L.TrakmakidisและOrtwin Hess	Introduction to Metaterials	2011
ศราวุธและประยุทธ	อภิวัสดุสำหรับประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ	2011
Petr Piksa	Comparison of Conical Horn with Optimized Corrugated Surface and Corrugated Horn	2011
HuanbinJiang, Wanshun Jiang และ Yuemin Ning	Design of Novel R-Band Conical Horn Antenna Fed with Rectangle Waveguide	2012
Ahmet Serdar Turk และ Ahmer Kenan Keskin	Partially Dielectric-Loaded Ridged Horn Antenna Design for Ultrawideband Gain and Radiation Performance Enhancement	2012
E.Doumanis, D.Zelenchuk, V.Fusco และG.Goussetis	Conical Horn Antenna with Spiral Phase Plate for Difference Pattern Generation	2013
Nafati A. Aboserwal, Constantine A.BalanisและCraig R.Birtcher	Conical Horn: Gain and Amplitude Patterns	2013
DavideRamaccia, Francesco Scattone, Filiberto Bilotti, และ Alessandro Toscano	Broadband Compact Horn Antennas by Using EPS-ENZ Metamaterial Lens	2013

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
Mustafa K,	Discrete Dielectric Reflectarray and Lens for	2014

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Taher Al-Nuaimi, และ Wei Hong	E-Band With Different Feed	
Mustafa K, Taher Al-Nuaimi, Wei Hong,และ Yan Zhang	Design of high-Directivity Compact-Size Conical Horn Lens Antenna	2014
Mario Reyes-Ayalaและ HildebertoJardon-Aguilar	Dielectric Load in short Standard Conical Horns for Satellite Application	2014
Zhun Yang, Wei Song, และ Xin-Qing Sheng	A Modified PML in FDTD Modeling of a Uniaxial Wire Medium	2014
Tiago A.Morgado, Jorge M.Alves , C. A.Fernandes, และMario G.Silveirinha	Spatially Confined UHF RFID Detection with a Metamaterial Gride	2014
EbrahimForatiและGeorge W.Hanson	An Epsilon-Near-Zero Total-Internal-Reflection Metamaterial Antenna	2015
Sergei Kosulnikov, Dmitry Filonov, Stanislav Glybovski, Pavel Below, Sergei Tretyakov, และConstantin Simovski	Wire-Medium Hyperlens for Enhancing Radiation From Subwavelength Dipole Sources	2015

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

2.6 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวในบทนี้ได้อธิบายถึงการพัฒนาสายอากาศปากแตรด้วยเทคนิคต่าง ๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศในด้านต่าง ๆ เพื่อให้ตรงตามความต้องการต่อการประยุกต์ใช้งานเนื่องด้วยวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้เพื่อพัฒนาสายอากาศปากแตรที่เหมาะสมสำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับระบบเรดาร์และการเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟด้วยสถานีทวนสัญญาณ (Microwave Link) โดยจากการศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอการออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยนำจุดเด่นของเทคนิคอภิวัสดุมาประยุกต์ทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย ซึ่งมีแนวคิดในการนำเทคนิคอภิวัสดุที่อยู่ในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดมาทำการติดตั้งที่ตำแหน่งปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยทำการออกแบบและวิเคราะห์ลักษณะรูปแบบโครงสร้างและระยะตำแหน่ง

การวางที่เหมาะสม เนื่องจากอภิวัสดุมีคุณสมบัติพิเศษคือ มีค่าดัชนีหักเหเป็นลบ มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบหรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ เมื่อมีการแผ่กระจายกำลังจากสายอากาศปากแตรผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดซึ่งเป็นโครงสร้างที่มีคุณสมบัติของอภิวัสดุจะช่วยให้อัตราขยายของสายอากาศเพิ่มขึ้น อีกทั้งสามารถช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศให้ดีขึ้น

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทที่3
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

3.1 บทนำ

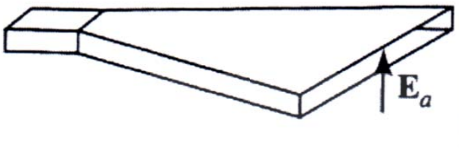
เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องที่ใช้เป็นแนวทางและพื้นฐานในการวิเคราะห์และออกแบบพัฒนาสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยจะประกอบด้วยเนื้อหาดังต่อไปนี้คือ ทฤษฎีและหลักการของสายอากาศปากแตรรูปกรวยรวมไปถึงการออกแบบและค่าพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศปากแตรรูปกรวยทฤษฎีและคุณสมบัติของอภิวัสดุทฤษฎีและหลักการของอภิวัสดุชนิดสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด วิธีการวิเคราะห์โครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวด ในส่วนสุดท้ายของบทนี้ก็จะกล่าวถึงบทสรุป

3.2 สายอากาศปากแตร (Horn Antennas)

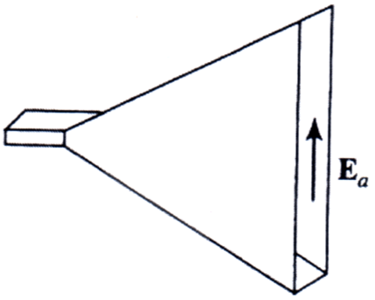
สายอากาศปากแตร (รังสรรค์ วงศ์สรรค์, 2552) เป็นสายอากาศแบบอะเพอร์เจอร์ที่มีการปล่อยพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านออกมาจากอะเพอร์เจอร์หรือช่องเปิดของตัวสายอากาศ ซึ่งจะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกับการทำงานของเครื่องขยายเสียงที่เรียกว่าเมกะโฟน (megaphone)หรือไมโครโฟน (microphone)แบบที่มีตัวสะท้อนพาราโบลา ในกรณีที่ใช้สายอากาศปากแตรทำหน้าที่ในการรับสัญญาณ ก็จะใช้อะเพอร์เจอร์สำหรับรับสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศอะเพอร์เจอร์นิยมใช้กันในย่านความถี่ตั้งแต่ 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 นอกจากนี้ยังให้ความกว้างแถบค่อนข้างกว้างและที่สำคัญ คือ สามารถออกแบบและสร้างได้

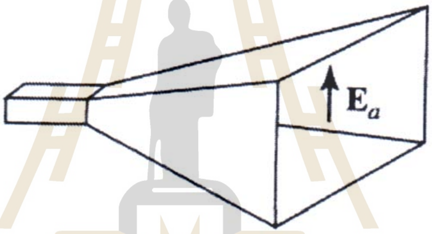
โดยง่าย สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากถูกแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบหลัก ได้แก่ (1) ปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane sectoral horn) (2) ปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane sectoral horn) และ (3) ปากแตรทรงพีระมิด แสดงดังรูปที่ 3.1(ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ



ก. ปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็ก



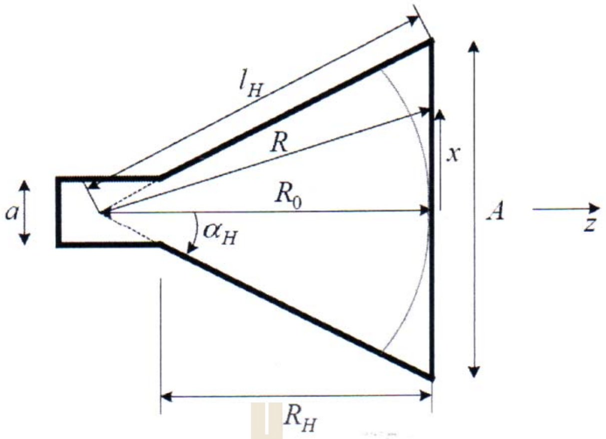
ข. ปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามไฟฟ้า



ค. ปากแตรทรงพีระมิด

รูปที่ 3.1ลักษณะของสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากทั้ง 3 แบบหลัก

ในการออกแบบสายอากาศปากแตรให้มีความกว้างแถบมากขึ้นนั้น สามารถกระทำได้โดยการกาง (flaring)ส่วนของปากแตรให้มีลักษณะตามการเปลี่ยนแปลงของสนามเอกซ์โปเนนเชียล สำหรับสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากนี้ จะเหมาะสำหรับใช้กับสายส่งแบบท่อนำคลื่นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (rectangularwaveguide) เท่านั้น โดยส่วนที่เป็นปากแตรจะทำหน้าที่ในการส่งผ่านสัญญาณความถี่วิทยุย่านไมโครเวฟจากโหมดของท่อนำคลื่นออกไปสู่โหมดของอวกาศว่างในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า แต่ถ้าสายส่งแบบท่อนำคลื่นเป็นแบบทรงกระบอก สายอากาศปากแตรที่ใช้งานกับท่อนำคลื่นแบบนี้ต้องเปลี่ยนเป็นสายอากาศปากแตรรูปกรวยแทน โดยขนาดสองมิติที่เป็นพื้นฐานสำหรับโครงสร้างของปากแตรแบบนี้ก็ คือAและ R_H



รูปที่ 3.2ภาพตัดขวางในระนาบสนามแม่เหล็กหรือระนาบ x-z ของปากแตรแบบเซกเตอร์

สำหรับงานวิจัยนี้ได้นำสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากสนามแม่เหล็กมาประยุกต์ใช้ จากรูปที่ 3.2 เป็นการแสดงภาพตัดขวางของปากแตรแบบเซกเตอร์สนามแม่เหล็กซึ่งมีการกำหนดพารามิเตอร์ที่จำเป็นต้องใช้ในการวิเคราะห์ต่อไป

จากลักษณะของภาพตัดขวางเชิงเรขาคณิตของปากแตรซึ่งแสดงในรูปที่ 3.2 สามารถนำมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์สำคัญได้โดยใช้สมการต่อไปนี้

$$l_H^2 = R_0^2 + \left(\frac{A}{2}\right)^2 \tag{3.1}$$

$$\alpha_H = \tan^{-1}\left(\frac{A}{2R_0}\right) \tag{3.2}$$

$$R_H = (A-a)\sqrt{\left(\frac{l_H}{A}\right) - \frac{1}{4}} \tag{3.3}$$

สำหรับองค์ประกอบของสนามในแนวสัมผัสทั้งที่เป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งปรากฏที่ด้านเข้าของปากแตรจะเป็นองค์ประกอบของสนามที่ตัดขวางกันและอยู่ในโหมดเป็นใหญ่ (dominant mode) หรือโหมด TE_{10} ซึ่งเท่ากับ

$$E_y = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_g z} \tag{3.4ก}$$

$$H_x = -E_y / Z_g \tag{3.4ข}$$

โดยที่

$Z_g = \dfrac{\eta}{\sqrt{1-\left(\dfrac{\lambda}{2a}\right)^2}}$ คือ อิมพีแดนซ์ของคลื่นในโหมด TE_{10}

$\beta_g = \beta_0\sqrt{1-\left(\dfrac{\lambda}{2a}\right)^2}$ คือ ค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TE_{10}

ในที่นี้ค่าคงตัวการแพร่กระจายคลื่น β_g จะเป็นค่าจินตภาพซึ่งให้ความหมายเฉพาะการเป็นค่าคงตัวเฟสที่เกิดขึ้นภายในท่อนำคลื่น โดย $\beta_0 = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 2\pi/\lambda$ สนามซึ่งแผ่ออกไปจากอะเพอร์เจอร์ของปากแตรจึงเป็นสนามที่เดินทางออกมาจากท่อนำคลื่นนั่นเอง จะเห็นว่าอิมพีแดนซ์คลื่น (wave impedance) ของท่อนำคลื่นที่มีลักษณะค่อย ๆ กางออกคล้ายปากแตรนั้น จะมีค่าค่อย ๆ เข้าสู่ค่าของอิมพีแดนซ์อินทรินซิก(η) ของอวกาศว่างโดยสอดคล้องกับขนาดของ A (ความกว้างในระนาบสนามแม่เหล็ก) ที่มีขนาดมากขึ้น ความซับซ้อนยุ่งยากในการวิเคราะห์จะเกิดจากความจริงที่ว่า คลื่นซึ่งเดินทางมาถึงอะเพอร์เจอร์ของปากแตรนี้จะมีเฟสที่แตกต่างกัน เนื่องจากเส้นทางจากจุดกึ่งกลางของท่อนำคลื่นมายังอะเพอร์เจอร์ของปากแตรมีระยะที่แตกต่างกัน ซึ่งการเปลี่ยนแปลงเฟสที่อะเพอร์เจอร์ดังกล่าวจะกำหนดได้ด้วยสมการ (3.5)

$$e^{-j\beta(R-R_0)} \tag{3.5}$$

เนื่องจากอะเพอร์เจอร์ไม่ได้ถูกกางออกในทิศทาง y ดังนั้นเฟสของคลื่นในทิศทางนี้จึงมีเฟสเท่ากันทำให้สามารถหาระยะของ R ได้จากสมการ (3.6)

$$R = \sqrt{R_0^2 + x^2} = R_0\sqrt{1+\left(\frac{x}{R_0}\right)} \approx R_0\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{x}{R_0}\right)^2\right] \tag{3.6}$$

ดังนั้นหากระยะ $x \approx R_0$ หรือ $A/2 \approx R_0$ ก็จะประมาณได้ว่า

$$R - R_0 \approx \frac{1}{2}\frac{x^2}{R_0} \tag{3.7}$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

และเมื่อใช้ระยะโดยประมาณจากสมการ (3.7) จะสามารถหาผลเฉลยของสนามโดยประมาณที่อะเพอร์เจอร์ของปากแตรได้เท่ากับ

$$E_{a_y} = E_0 \cos\left(\frac{\pi}{A}x\right)e^{-j\frac{\beta}{2R_0}x^2} \tag{3.8}$$

ต่อไปหากสมมุติให้สนามที่ระนาบอะเพอร์เจอร์(ด้านนอกอะเพอร์เจอร์) มีค่าศูนย์ สมการของสนามใน (3.8) เมื่อนำไปแทนในสมการ $\Im_y^E$ จะได้

$$\Im_y^E = \iint_{S_A} E_{a_y}(x',y')e^{j\beta(x'\sin\theta\cos\varphi + y'\sin\theta\sin\varphi)}dx'dy' \tag{3.9}$$

หรือเท่ากับ

$$\Im_y^E = E_0 \int_{-A/2}^{+A/2} \cos\left(\frac{\pi}{A}x'\right)e^{-j\frac{\beta}{2R_0}x'^2}e^{j\beta\sin\theta\cos\varphi x'}dx' \times \int_{-b/2}^{+b/2} e^{j\beta\sin\theta\sin\varphi y'}dy' \tag{3.10}$$

เมื่อทำการอินทิกรัลจะได้ผลเฉลยของสมการ (3.10) ลดรูปลงเหลือเพียง

$$\Im_y^E = E_0\left[\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\pi R_0}{\beta}}I(\theta,\varphi)\right]\left[b\frac{\sin\left(\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi\right)}{\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi}\right] \tag{3.11}$$

โดยที่

$$\begin{aligned} I(\theta,\varphi) &= e^{j\frac{R_0}{2\beta}\left(\beta\sin\theta\cos\varphi + \frac{\pi}{A}\right)^2}\left[C(s_2') - jS(s_2') - C(s_1') + jS(s_1')\right] \\ &+ e^{j\frac{R_0}{2\beta}\left(\beta\sin\theta\cos\varphi + \frac{\pi}{A}\right)^2}\left[C(t_2') - jS(t_2') - C(t_1') + jS(t_1')\right] \end{aligned} \tag{3.12}$$

และ

$$s_1' = \sqrt{\frac{1}{\pi\beta R_0}}\left(-\frac{\beta A}{2} - R_0\beta u - \frac{\pi R_0}{A}\right), s_2' = \sqrt{\frac{1}{\pi\beta R_0}}\left(+\frac{\beta A}{2} - R_0\beta u - \frac{\pi R_0}{A}\right)$$

$$t_1' = \sqrt{\frac{1}{\pi\beta R_0}}\left(-\frac{\beta A}{2} - R_0\beta u + \frac{\pi R_0}{A}\right), t_2' = \sqrt{\frac{1}{\pi\beta R_0}}\left(+\frac{\beta A}{2} - R_0\beta u + \frac{\pi R_0}{A}\right)$$

โดยที่

$$u = \sin\theta\cos\varphi$$

ขณะที่ $C(x)$ และ $S(x)$ คือ อินทีกรัลเฟรสเนล(Fresnel Integrals) ซึ่งได้กำหนดค่าไว้ดังต่อไปนี้

$$C(x)=\int_{0}^{x}\cos\left(\frac{\pi}{2}\tau^{2}\right)d\tau \;\; ; \;\; C(-x)=-C(x) \tag{3.13ก}$$

$$S(x)=\int_{0}^{x}\sin\left(\frac{\pi}{2}\tau^{2}\right)d\tau \;\; ; \;\; S(-x)=-S(x) \tag{3.13ข}$$

เพื่อให้ได้ผลเฉลยของ $\Im_{y}^{E}$ มีความแม่นตรงมากขึ้น การประมาณค่าโดยใช้สมการ (3.6) จะไม่สามารถนำมาใช้ได้ และ E_{a_y} เมื่อถูกแทนลงในสมการ (3.9) จะได้

$$E_{a_y}=E_0\cos\left(\frac{\pi}{A}x\right)e^{-j\beta\left(\sqrt{R_0^2+x^2}-R_0\right)}$$

$$=E_0e^{-j\beta R_0}\cos\left(\frac{\pi}{A}x\right)e^{-j\beta\sqrt{R_0^2+x^2}} \tag{3.14}$$

เมื่อนำมาคำนวณหาองค์ประกอบของสนามไฟฟ้าที่เป็นสนามไกลจะได้

$$E_{\theta}=\left[j\beta\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}(1+\cos\theta)\sin\varphi\right]\times\Im_{y}^{E} \tag{3.15ก}$$

$$E_{\varphi}=\left[j\beta\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}(1+\cos\theta)\cos\varphi\right]\times\Im_{y}^{E} \tag{3.15ข}$$

หรือเขียนในรูปของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าก็จะได้

$$\vec{E}=j\beta E_0\sqrt{\frac{\pi R_0}{\beta}}\frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r}\left(\frac{1+\cos\theta}{2}\right)\left[\frac{\sin\left(\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi\right)}{\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi}\right]I(\theta,\varphi)\left(\hat{\theta}\sin\varphi+\hat{\varphi}\cos\varphi\right) \tag{3.16}$$

เมื่อต้องการทราบแบบรูปแอมพลิจูดของสนามไฟฟ้าที่เกิดจากสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็ก จะสามารถหาได้จาก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

$$\left|\vec{E}\right| = \left(\frac{1+\cos\theta}{2}\right)\left[\frac{\sin\left(\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi\right)}{\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi}\right] I(\theta,\varphi) \tag{3.17}$$

3.2.1 แบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบหลัก

สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบหลักนั้น จะแสดงเฉพาะในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 3.3 ซึ่งสามารถแสดงได้ในรูปของสมการต่อไปนี้

<u>ระนาบสนามไฟฟ้า</u> $\left(\varphi = 90^\circ\right)$

$$F_E(\theta) = \left(\frac{1+\cos\theta}{2}\right)\left[\frac{\sin\left(\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi\right)}{\frac{\beta b}{2}\sin\theta\sin\varphi}\right] \tag{3.18}$$

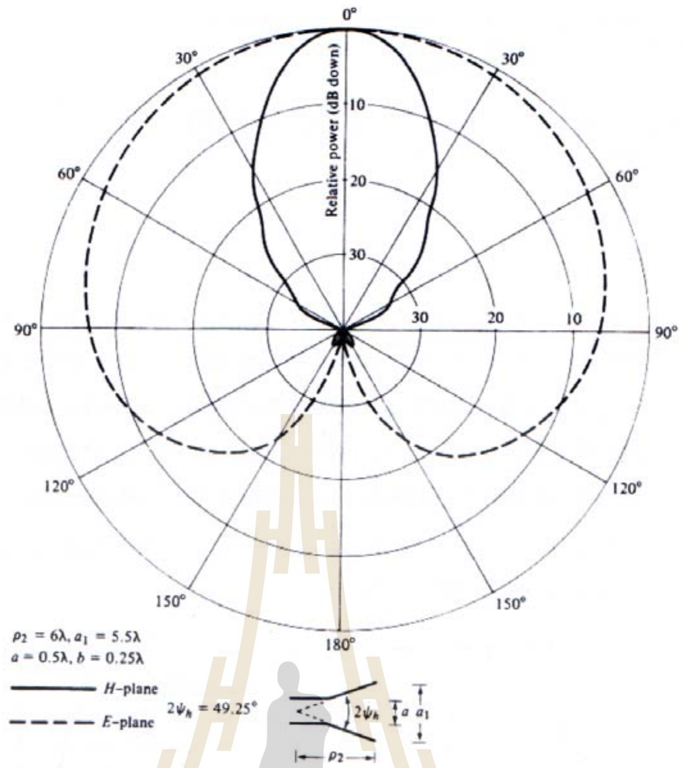
<u>ระนาบสนามแม่เหล็ก</u> $\left(\varphi = 0^\circ\right)$

$$F_H(\theta) = \frac{1+\cos\theta}{2} \times f_H(\theta) = \frac{1+\cos\theta}{2} \times \frac{I\left(\theta,\varphi = 0^\circ\right)}{I\left(\theta = 0^\circ,\varphi = 0^\circ\right)} \tag{3.19}$$

เทอมอินทีกรัลของ $I(\theta,\varphi)$ ที่อยู่ในสมการ (3.19) นี้ จะเป็นเทอมที่ได้จากการประมาณซึ่งเป็นผลที่ต่อเนื่องจากการประมาณค่าเฟสจากสมการ (3.7) โดยค่าที่แม่นตรงของเทอม $f_H(\theta)$ ในสมการเดียวกันนี้ จะสามารถหาได้โดยการอินทีเกรตเชิงตัวเลขของสนามที่กำหนดให้ในสมการ (3.13) นั่นคือ

$$f_H(\theta) = \int_{-A/2}^{+A/2} \cos\left(\frac{\pi x'}{A}\right) e^{j\beta\sqrt{R_0^2+x'^2}} e^{j(\beta\sin\theta)x'} dx' \tag{3.20}$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 3.3แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็ก

3.2.2 สภาพเจาะจงทิศทาง

การหาผลเฉลยของสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็กสามารถกระทำได้ โดยใช้สมการทั่วไปซึ่งใช้สำหรับสายอากาศแบบอะเพอร์เจอร์นั่นคือ

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2}\frac{\left|\int_{S_A} \overrightarrow{E_a} ds'\right|^2}{\iint_{S_A}\left|\overrightarrow{E_a}\right|^2 ds'} \tag{3.21}$$

จากสมการ (3.21) เทอมอินทีกรัลที่เป็นตัวหารจะมีค่าเป็นสัดส่วนกับกำลังรวมที่แผ่ออกไป ซึ่งแสดงได้ด้วยสมการ (3.22)

$$2\eta\Pi_{rad} = \iint_{S_A}\left|\overrightarrow{E_a}\right|^2 ds' = \int_{-b/2}^{+b/2}\int_{-A/2}^{+A/2}\left|E_0\right|^2\cos^2\left(\frac{\pi}{A}x'\right)dx'dy' = \left|E_0\right|^2\frac{Ab}{2} \tag{3.22}$$

สำหรับผลเฉลยในส่วนที่เป็นตัวตั้งของสมการ (3.21) นั้น สนามจะถูกแทนด้วยเฟสที่ได้จากการประมาณค่าในสมการ (3.8) สุดท้ายจึงได้ผลเฉลยของสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบนี้ในรูปของสมการ

$$D_H = \frac{b}{\lambda}\frac{32}{\pi}\left(\frac{A}{\lambda}\right)\varepsilon_{ph}^{H} = \frac{4A}{\lambda^2}\varepsilon_t\varepsilon_{ph}^{H}\left(Ab\right) \tag{3.23}$$

โดยที่

$$\varepsilon_t = \frac{8}{\pi^2}, t = \frac{1}{8}\left(\frac{A}{\lambda}\right)^2\frac{1}{R_0/\lambda}$$

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

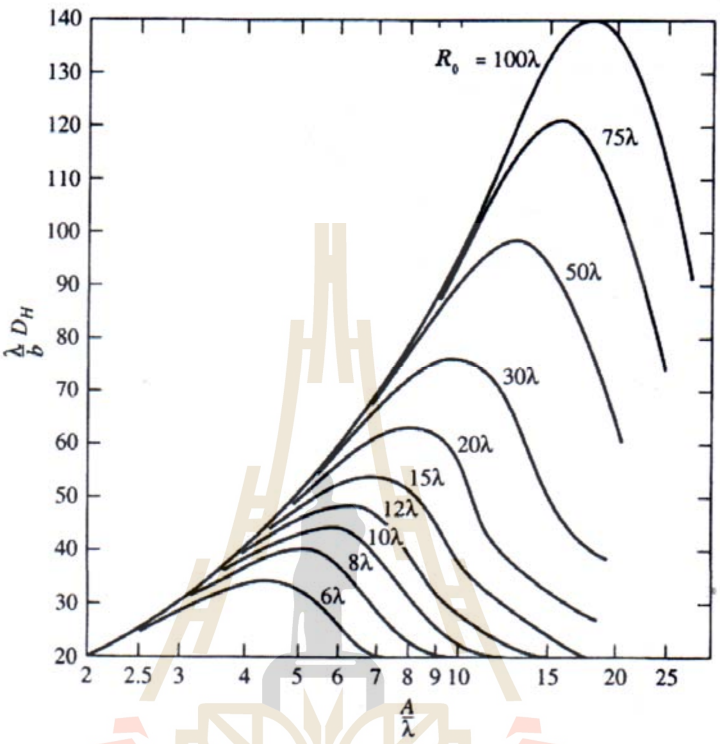
$$p_1 = 2\sqrt{t}\left[1+\frac{1}{8t}\right], \; p_2 = 2\sqrt{t}\left[-1+\frac{1}{8t}\right]$$

จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ ของสายอากาศ ซึ่งแสดงด้วยเทอมของ ε_t นั้นจะเกิดจากการเรียวของอะเพอร์เจอร์ ส่วนประสิทธิภาพอะเพอร์เจอร์ซึ่งแสดงด้วยเทอม ε_{ph}^{H} จะเกิดจากการแจงรูปของเฟสซึ่งเกิดขึ้นที่อะเพอร์เจอร์ และเมื่อนำค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ระนาบสนามแม่เหล็กมาพล็อตเป็นกราฟ โดยกำหนดให้ระยะตามแนวแกน R_0 มีขนาดที่แตกต่างกัน ก็จะได้ผลลัพธ์ในรูปของกราฟดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งเห็นได้ชัดเจนว่าระยะดังกล่าวนี้จะเป็นตัวกำหนดขนาดความกว้าง A ของอะเพอร์เจอร์ และหากอะเพอร์เจอร์มีขนาดใหญ่ขึ้นจะทำให้สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศมีค่าสูงขึ้นด้วยจากรูปที่ 3.4 สังเกตว่าการที่สภาพเจาะจงทิศทางมีค่าสูงสุดนั้น ตัวแปรหลักที่สำคัญ คือ ความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของปากแตร (A) และระยะห่างจากจุดกึ่งกลางของท่อนำคลื่นไปถึงปลายอะเพอร์เจอร์ของปากแตร (R_0) ซึ่งแสดงไว้ด้วยสมการ

$$A = \sqrt{3\lambda R_0} \tag{3.24}$$

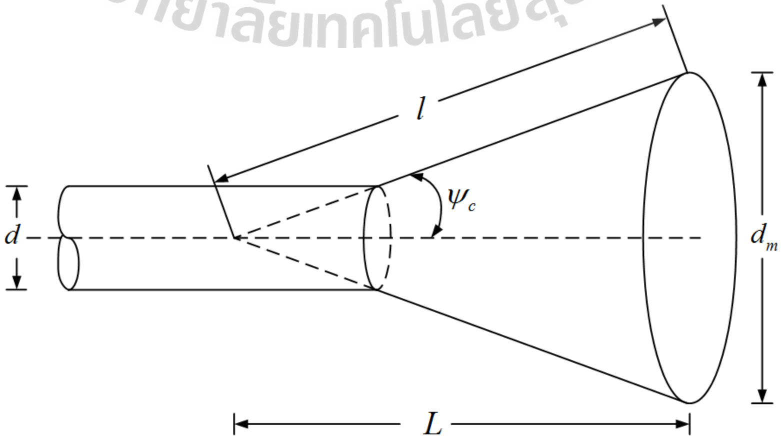
หรือ

$$\frac{A}{\lambda} = \sqrt{3\frac{R_0}{\lambda}} \qquad (3.25)$$



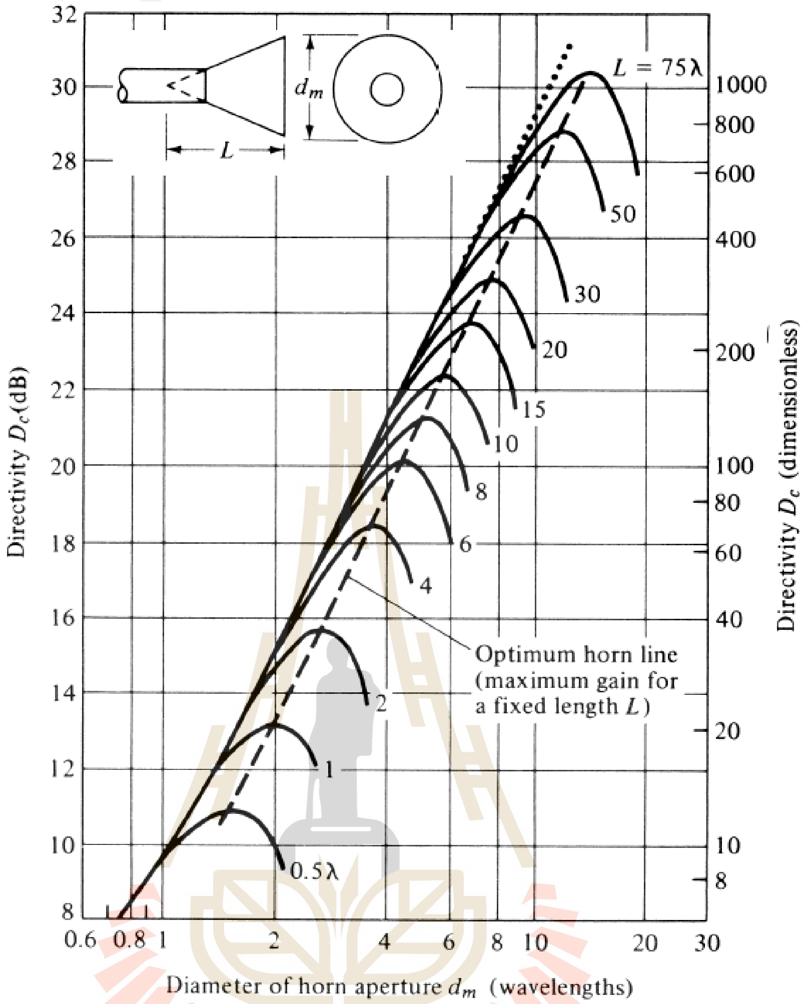
รูปที่ 3.4กราฟแสดงสะภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรแบบเซกเตอร์ ในระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งมีระยะของ R_0แตกต่างกัน

3.3 สายอากาศปากแตรรูปกรวย (Conical Horn Antenna)



รูปที่ 3.5ลักษณะของสายอากาศปากแตรรูปกรวย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 3.6กราฟแสดงการคำนวนอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดของปากอะเพอร์เจอร์และความยาวของสายอากาศปากแตรรูปกรวย(King, 1950)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

สายอากาศปากแตรรูปกรวย(Conical Horn Antenna) เป็นสายอากาศปากแตรอีกชนิดหนึ่งที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้ในงานอย่างมากในย่านความถี่ไมโครเวฟ สายอากาศปากแตรรูปกรวยมีจุดเด่นคล้ายกันกับสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (Rectangular Horn Antenna) โดยปกติสายอากาศปากแตรรูปกรวยนิยมกระตุ้นโดยท่อนำคลื่นทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งจะทำงานในโหมด TE_{11} และนอกจากนี้ยังสามารถต่อร่วมกับท่อนำคลื่นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก (Rectangular Waveguide) ซึ่งจะทำงานในโหมด TE_{10} ซึ่งการต่อร่วมกับท่อนำคลื่นทั้งสองแบบนั้นจะให้ประสิทธิภาพที่เหมือนกัน โหมดการทำงานของสายอากาศปากแตรสามารถแสดงให้เห็นได้อย่างชัดเจนในการรวมกันระหว่างฟังก์ชันแฮนเกลทรงกลม (spherical

Hankel) และฟังก์ชันเลอช็องดร์(Legendre function) ในการประยุกต์ใช้งานของทฤษฎีการเลี้ยวเบนของเวกเตอร์(Vector diffraction Theory) ซึ่งความเป็นไปได้แต่จะมีความยุ่งยากซับซ้อนในการแก้ปัญหาหากพิจารณาในรูปแบบของสนานจะเป็นวิธีที่ง่ายและไม่ซับซ้อน

ในการออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวยเป็นที่ทราบกันดีว่าอัตราขยายของสายอากาศปากแตรจะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแกนความยาวและขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร ซึ่งอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยสามารถแสดงด้วยเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแกนความยาวกับขนาดของเส้นผ่าศูนย์กลางปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยดังแสดงในรูปที่ 3.5 จากกราฟจะเห็นได้ว่าเมื่อทำการเพิ่มขนาดของสายอากาศจะมีค่าพารามิเตอร์ที่จะทำให้สายอากาศปากแตรรูปกรวยให้อัตราขยายสูงที่สุดและเมื่อทำการเพิ่มขนาดออกไปจะทำให้อัตราขยายลดลง

สำหรับสายอากาศปากแตรรูปกรวยเราไม่สามารถควบคุมความกว้างแถบความถี่ในระนาบหลักได้อย่างอิสระ ท่อนำคลื่นทรงกลมสามารถรองรับในแนวแกนสนานไฟฟ้าใดๆได้ขึ้นอยู่กับความต้องการโพลาไลเซชันภายในสายอากาศปากแตรในการวิเคราะห์ขนาดอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยเราใช้วิธีที่การที่คล้ายกับสายอากาศปากแตรสี่เหลี่ยมมุมฉาก กรวยของสายอากาศปากแตรไปยังจุดป้อนของท่อนำคลื่นเฟสที่อะเพอร์เจอร์มีค่าประมาณสมการกำลังสองโดยสมการสนามของท่อนำคลื่นคือ

$$E_\rho = \frac{E_0}{\rho} J_1^{'}\left(\frac{\chi_{11}^{'}\rho}{a}\right)\cos\phi_c \qquad (3.26ก)$$

$$E_{\phi_c} = -\frac{E_0\chi_{11}^{'}}{a} J_1^{'}\left(\frac{\chi_{11}^{'}\rho}{a}\right)\sin\phi_c \qquad (3.26ข)$$

โดยที่ $J_1^{'}$ คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel function)

$\chi_{11}^{'}$ คือความสัมพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซลของโหมดในท่อนำคลื่น

ρ คือองค์ประกอบการแพร่กระจายในท่อนำคลื่น

a คือรัศมีท่อนำคลื่น

ϕ_c คือพิกัดทรงกระบอก

จากสมการ (3.26) มีสนามไฟฟ้าสูงสุดในทิศทางตามระนาบ $\phi_c = 0$ เราเพิ่มตัวประกอบกำลังสองของเฟสในสมการ(3.26)และคำนวนฟูเรียร์ทรานฟอร์มในอะเพอร์เจอร์ทรงกลมเพื่อ

ตรวจสอบสนามระยะไกล ทิศทางของสนามไฟฟ้าจะเปลี่ยนไปจากจุดต่อจุดภายในอะเพอร์เจอร์ สำหรับการกำหนดทิศทาง (θ,ϕ_c) จะแสดงสนามที่เกิดขึ้นภายในอะเพอร์เจอร์บนทิศทาง θ และ ϕ_c ก่อนที่จะมารวมกันทั้งหมดที่อะเพอร์เจอร์ดังสมการ(3.27) และสมการ(3.28)

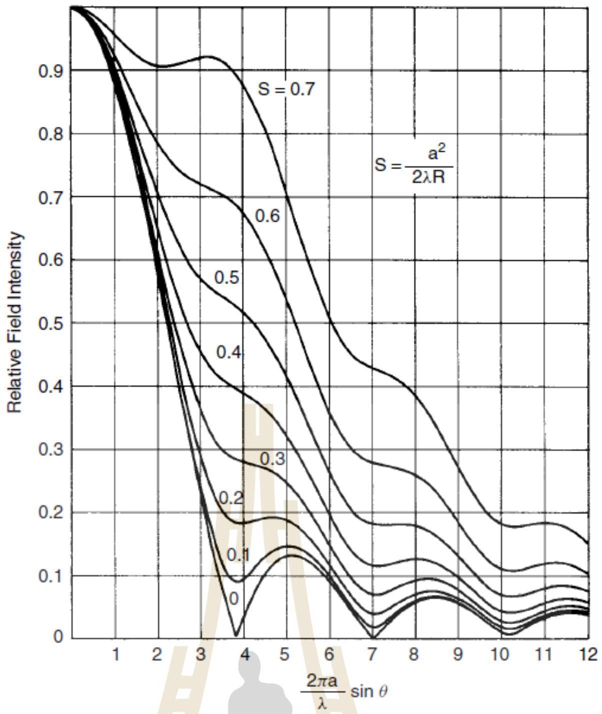
$$E_\theta = E_0 \int_0^{2\pi}\int_0^{a} \left[\frac{J_1\left(\chi'_{11}\rho/a\right)}{\rho}\cos\phi_c \frac{\hat{\theta}.\hat{\rho}}{\cos\theta} - \frac{\chi'_{11}}{a} J_1'\left(\frac{\chi'_{11}\rho}{a}\right)\sin\phi_c \frac{\hat{\theta}.\hat{\phi}_c}{\cos\theta}\right]$$
$$\times\rho\exp\left\{ j\left[k_\rho \sin\theta\cos\left(\phi-\phi_c\right) - 2\pi S\left(\frac{\rho}{a}\right)^2\right]\right\} d\rho d\phi_c \qquad (3.27)$$

$$E_\phi = E_0 \int_0^{2\pi}\int_0^{a} \left[\frac{J_1\left(\chi'_{11}\rho/a\right)}{\rho}\cos\phi_c \,\hat{\theta}.\hat{\rho} - \frac{\chi'_{11}}{a} J_1'\left(\frac{\chi'_{11}\rho}{a}\right)\sin\phi_c \,\hat{\theta}.\phi_c\right]$$
$$\times\rho\exp\left\{ j\left[k_\rho \sin\theta\cos\left(\phi-\phi_c\right) - 2\pi S\left(\frac{\rho}{a}\right)^2\right]\right\} d\rho d\phi_c \qquad (3.28)$$

$$\hat{\theta}.\hat{\rho} = \cos\theta\left(\cos\phi\cos\phi_c + \sin\phi\sin\phi_c\right)$$
$$\hat{\theta}.\hat{\phi}_c = \cos\theta\left(\sin\phi\cos\phi_c - \cos\phi\sin\phi_c\right)$$
$$\hat{\phi}.\hat{\rho} = \cos\phi\sin\phi_c - \sin\phi\cos\phi_c$$
$$\hat{\phi}.\hat{\phi}_c = \cos\phi\cos\phi_c + \sin\phi\sin\phi_c$$

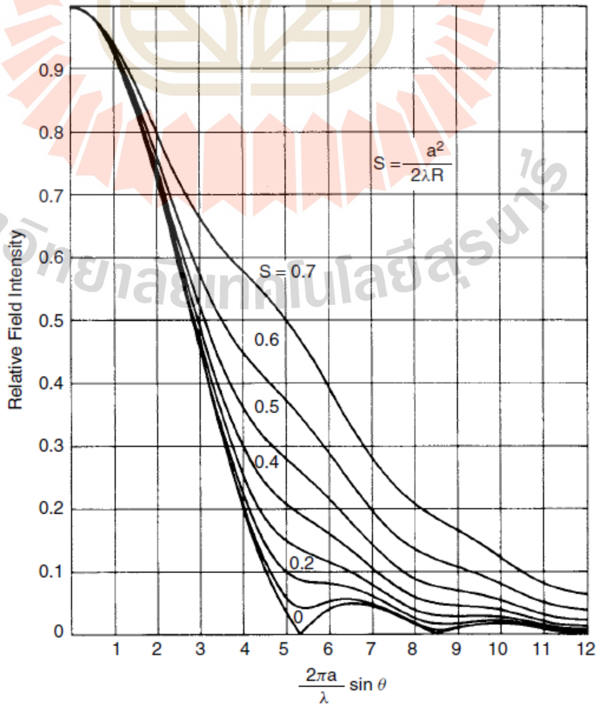
จากการเปลี่ยนค่าตัวแปรที่เหมาะสมในปริพันธ์แบบรูปการแผ่กำลังมาตรฐานสามารถสร้างระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 3.7และ 3.8จาก S ที่เท่ากันในระนาบทั้งสองมีความสัมพันธ์กันระหว่างเส้นกราฟร่วมกัน เราจึงสามารถคำนวณแบบรูปการแผ่พลังงานเพียงไม่กี่จุดสำหรับกราฟเส้นโค้งที่ได้

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 3.7กราฟแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

(ภาพจาก Thomas: Modern Antenna Design)



รูปที่ 3.8กราฟแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ภาพจาก Thomas: Modern Antenna Design)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

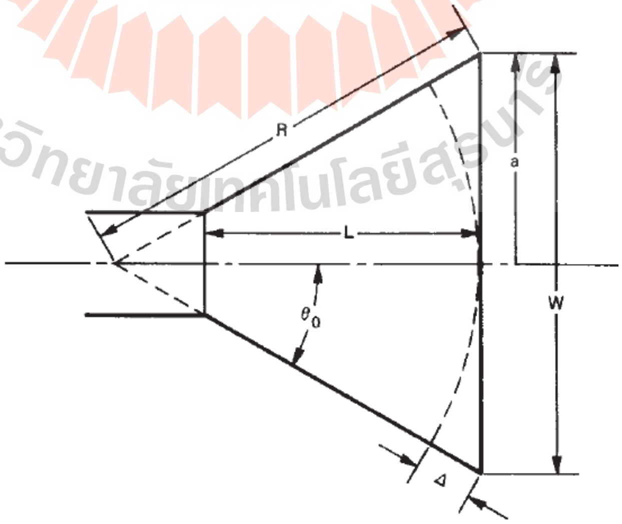
3.3.1จุดศูนย์กลางเฟส (Phase Center)

การให้นิยามของจุดศูนย์กลางเฟส(phase center)คือจุดที่สายอากาศมีแบบรูปการการแผ่พลังงานเป็นทรงกลม (spherical wave) โดยในการวัดจะเห็นได้ว่าจุดศูนย์กลางเฟสนั้นมักจะเป็นจุดที่เป็นจุดเฉพาะในแต่ละระนาบ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจุดศูนย์กลางเฟสในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็ก โดยปกติแล้วจุดศูนย์กลางเฟสในการแพร่กระจายมักจะอยู่หลังอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรหรือภายในสายอากาศปากแตรในกรณีที่ไม่มีการผิดพลาดของเฟสการแพร่กระจาย(S=0)จุดศูนย์กลางเฟสจะอยู่ที่แนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์

Muehldorf ได้อธิบายจุดศูนย์กลางเฟสภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวยแสดงในรูปแบบฟังก์ชันของสมการกำลังสองเฟสการแพร่กระจาย(quadratic phase destitution) หรือฟังก์ชัน Sซึ่งแสดงการหาค่าฟังก์ชัน Sดังสมการ (3.29) และ (3.30)โดยสรุปค่าฟังก์ชัน S ดังตารางที่ 3.1ซึ่งแสดงค่าจุดศูนย์กลางเฟสตามอัตราส่วนของรัศมีมุมเอียงของกรวย ซึ่งเมื่อค่า Sมีค่าเพิ่มสูงขึ้นจุดศูนย์กลางเฟสก็จะเลื่อนออกไปทิศทางปากอะเพอร์เจอร์และความแตกต่างจุดศูนย์กลางเฟสระหว่างในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กก็จะเพิ่มขึ้นตาม

$$S = \frac{\Delta}{\lambda} = \frac{W^2}{8\lambda R} \tag{3.29}$$

$$S = \frac{\Delta}{\lambda} = \frac{a^2}{2\lambda R} \tag{3.30}$$



รูปที่ 3.9โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยแนวตัดขวาง

(ภาพจาก Thomas: Modern Antenna Design)

ตาราง 3.1จุดศูนย์กลางเฟสของสายอากาศปากแตรรูปกรวยภายใต้โหมด TE_{11} สำหรับอัตราส่วนรัศมีมุมเอียงของปากแตร

S	H-Plane L_{ph}/R_h	E-Plane L_{ph}/R_e	S	H-Plane L_{ph}/R_h	E-Plane L_{ph}/R_e
0.00	0.0	0.0	0.28	0.235	0.603
0.04	0.0046	0.012	0.32	0.310	0.782
0.08	0.018	0.048	0.36	0.397	0.801
0.12	0.042	0.109	0.40	0.496	0.809
0.16	0.075	0.194	0.44	0.604	0.832
0.20	0.117	0.305	0.48	0.715	0.872
0.24	0.171	0.416			

3.4 อภิวัสดุ(Metamaterial)

อภิวัสดุหรือวัสดุเมธาเริ่มได้รับความสนใจจากนักวิจัยและนักวิทยาศาสตร์เป็นอย่างมากในช่วงหลายปีที่ผ่านมาจากคุณสมบัติของอภิวัสดุคือ วัสดุที่มีคุณสมบัติพิเศษที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติโดยได้ถูกนิยามไว้ว่าเป็นวัสดุเชิงวิศวกรรมที่มีคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยการเกิดคุณสมบัติดังกล่าวนั้นเกิดจากโครงสร้างมากกว่าการจัดเรียง จากการผนวกรวมกันของวัสดุขนาดเล็กซึ่งตามปกติวัสดุที่ที่ถูกจัดเรียงเพื่อทำการผนวกรวมกันนั้นจะมีขนาดที่เล็กกว่าความยาวคลื่นมากๆ ที่มีคุณสมบัติไม่เหมือนกันเพื่อทำให้เกิดคุณสมบัติประสิทธิผลในระดับมาโครโดยคุณสมบัติอภิวัสดุนั้นถูกนำมาใช้ในการชดเชยข้อจำกัดของวัสดุตามธรรมชาติ นักวิทยาศาสตร์และนักวิจัยจึงให้ความสนใจนำคุณสมบัติดังกล่าวมาทำการออกแบบวิจัยพัฒนาสิ่งประดิษฐ์และนวัตกรรมใหม่ๆ ขึ้นตามมา (ศราวุธและประยุทธ,2011)ซึ่งโดยทั่วไปนั้นอภิวัสดุนี้จะถูกกำหนดคุณสมบัติจากโครงสร้างที่ได้จากการออกแบบและสร้างขึ้นเพื่อให้เกิดคุณสมบัติตามที่ต้องการ โดยคุณสมบัติดังกล่าวนี้จะไม่อยู่ในวัสดุที่มีอยู่ในธรรมชาติ หากทำการพิจารณาอภิวัสดุในระดับไมโครจะเห็นความไม่สม่ำเสมอของวัสดุอยู่ ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวนั้นมันจะถูกแสดงด้วยคุณสมบัติประสิทธิผลของการตอบสนองในระดับมหภาค (effective macroscopic behavior)

ในการศึกษาวิจัยเกี่ยวกับอภิวัสดุในยุคแรกๆ เริ่มต้นจากการศึกษาคุณสมบัติของวัสดุที่มีดัชนีการหักเหเป็นลบ (negative reflection index)เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในการเพิ่มความละเอียดของรูปภาพซึ่งถูกนำมาออกแบบและสร้างซุปเปอร์เลนส์ (super lens)ซึ่งจากการนำคุณสมบัติดังกล่าวพบว่าสามารถทำการขยายภาพโดยภาพที่ได้มีความละเอียดสูงขึ้นจากการที่ใช้เลนส์ปกติทั่วไป

ต่อจากนั้นไม่นานได้มีการนำคุณสมบัติของอภิวัสดุมาออกแบบและพัฒนาสำหรับใช้งานเกี่ยวกับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic wave)อีกทั้งยังมีการนำไปพัฒนาวิจัยเกี่ยวกับทางด้านคลื่นเสียง (acoustic) และงานทางด้านคลื่นปฐพี (seismic) อีกด้วยอภิวัสดุนั้นถือได้ว่าเป็นเป็นเทคโนโลยีที่สามารถนำไปวิจัยพัฒนาและประยุกต์ใช้กับงานหลายด้าน เช่น งานทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้า วิศวกรรมไมโครเวฟ วิศวกรรมสายอากาศ วิศวกรรมสารกึ่งตัวนำ วิศวกรรมออปโตอิเล็กทรอนิกส์ ฟิสิกส์ของแข็ง วัสดุศาสตร์ วิทยาศาสตร์นาโน และอื่นๆ อีกมากมาย

เป็นที่ทราบกันดีว่าตัวกลางที่มีผลต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดจากการผนวกตัวของการเหนี่ยวนำของโมเมนต์ทางไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก(electric and magnetic moment) ซึ่งผลกระทบระดับมาโครจะอยู่ในรูปของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (effective permittivity : ε)และความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล (permeability : μ)ของตัวกลางขนาดใหญ่ (bulk medium) ดังนั้นอภิวัสดุก็อาจจะเกิดจากการประกอบรวมกันของวัสดุประดิษฐ์หลายชนิดฝังตัวเข้าไปยังในตัวกลางหรือผิวของตัวกลางที่ผู้ออกแบบเป็นผู้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้อย่างอิสระ เช่น คุณสมบัติต่างๆ ของตัวกลาง รูปร่าง ขนาด การจัดวางตำแหน่ง และอื่นๆ เพื่อให้ได้ผลได้ผลตอบสนองพิเศษทางแม่เหล็กไฟฟ้า

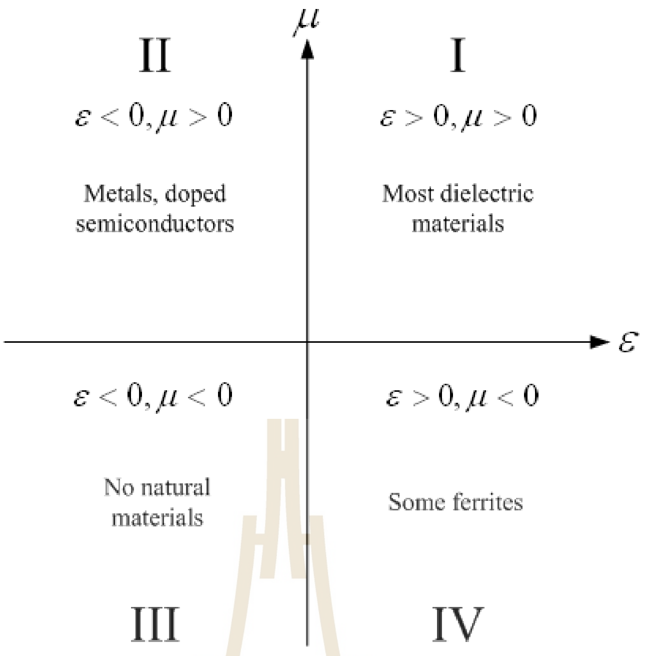
เริ่มแรกในการวิจัยเกี่ยวกับอภิวัสดุผู้วิจัยส่วนใหญ่มุ่งเน้นความสนใจไปยังวัสดุที่มีดัชนีหักเหเป็นลบซึ่งจะทำให้เกิดค่าค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ (ε< 0 และμ< 0) ซึ่งวัสดุชนิดนี้จะเรียกว่า Double Negative Medium (DNG)เนื่องจากวัสดุ DNG มีคุณสมบัติตรงข้ามกับวัสดุส่วนใหญ่ที่มีอยู่ในธรรมชาติคือ มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นบวกทั้งคู่ (ε> 0 และμ> 0) หรือเรียกว่า Double PositiveMedium (DPS) ในปี ค.ศ. 1968 แนวคิดเกี่ยวกับวัสดุเชิงซ้อนที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากโดย Veselgo ได้ตั้งสมมติฐานและหาคำตอบเชิงทฤษฎีว่าเมื่อคลื่นระนาบเดินทางเข้าไปยังตัวกลางที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่จะเกิดผลอย่างไรจากผลการศึกษาเขาพบว่าทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ (pointing vector) จะขนานกับทิศทางของความเร็วเฟส(phase velocity) แต่มีทิศทางตรงกันข้ามกัน(anti-parallel) ซึ่งเมื่อทำการพิจารณาในกรณีที่คลื่นเคลื่อนที่ในตัวกลาง DPS เมื่อพิจารณาคลื่นระนาบเดียวกันพบว่าทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ที่เกิดขึ้นจะขนานกันและมีทิศทางเดียวกันกับความเร็วเฟส ในกรณีที่อภิวัสดุที่มีค่าสภาพะยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบทั้งคู่นั้นได้มีการเรียกชื่อหลายชื่อ เช่น DNG มาจากค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบเป็นลบทั้งคู่ อีกชื่อหนึ่งคือ Negative Refractive Index (NRI)มาจากคุณสมบัติของวัสดุที่มีมุมหักเหเป็นลบ(left handed medium: LHM)ซึ่งโดยปกติทั่วไปของวัสดุจะพิจารณาโดยใช้กฎมือขวาของปริมาณเวกเตอร์สามตัว

คือสนามไฟฟ้า (E)สนามแม่เหล็ก(H)และทิศทางของการเคลื่อนที่ (k)แต่ในทางตรงกันข้ามอภิวัสดุจะมีการพิจารณาปริมาณเวกเตอร์โดยใช้กฎมือซ้าย(backward wave: BW)ซึ่งมาจากนิยามของ Veselgoเพราะทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นนั้นเกิดขึ้นตรงกันข้ามกับทิศทางของพอยน์ติงเวกเตอร์ และNegative Phase Velocity (NPV) เกิดขึ้นจากคุณสมบัติของคลื่นเมื่อเดินทางผ่านอภิวัสดุแล้วจะทำให้เวกเตอร์เฟสที่เกิดขึ้นมีค่าเป็นลบนอกจากนี้ในช่วงความถี่ใดๆ เมื่อเมื่อคลื่นเดินทางผ่านวัสดุบางชนิดอาจทำให้คุณสมบัติของวัสดุมีค่าสภาพะยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเป็นลบ ซึ่งในกรณีดังกล่าวนั้นจะเรียกว่า single negative medium (SNG) โดยถ้าในกรณีที่วัสดุมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเป็นลบเพียงอย่างเดียวจะเรียกว่า epsilon negative medium (ENG) และในกรณีที่ค่าซึมซาบแม่เหล็กเป็นลบอย่างเดียวเรียกว่า mu negative medium (MNG)

นอกจากนี้คุณสมบัติของอภิวัสดุที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากอีกประเภทหนึ่งคือ กรณีที่อภิวัสดุนั้นมีค่าดัชนีหักเหมีค่าเท่ากับศูนย์ (zero refractive index: ZRI)หรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์(near zero refractive index: NZI) โดยจากคุณสมบัติดังกล่าวนั้นสามารถเกิดขึ้นได้ทั้งหมด 3 กรณี ดังนี้

1. Epsilon Near Zero (ENZ) คือ วัสดุมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเท่ากับศูนย์ (ε= 0)หรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ($\varepsilon \rightarrow 0$)และค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง($\mu \geq 1$)
2. Mu Near Zero (MNZ) คือ วัสดุมีค่าซึมซาบแม่เหล็กเท่ากับศูนย์ (μ= 0)หรือมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ($\mu \rightarrow 0$)และมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามากกว่าหรือเท่ากับหนึ่ง ($\varepsilon \geq 1$)
3. Mu-Epsilon Near Zero (MENZ)คือ วัสดุมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (ε=μ= 0)หรือวัสดุมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ ($\varepsilon \rightarrow \mu \rightarrow 0$)

จากทั้งสามกรณีที่เกิดขึ้นนั้นจะมีค่าดัชนีหักเหเท่ากับศูนย์(n= 0)หรือดัชนีหักเหเข้าใกล้ศูนย์ ($n \rightarrow 0$)เมื่อทำการพิจารณาในคุณสมบัติอื่นๆจะพบว่ามีความแตกต่างกัน(ศราวุธและประยุทธ ,2011) ดังนั้นสามารถแสดงคุณสมบัติของอภิวัสดุในกรณีต่างๆด้วยค่าพารามิเตอร์ของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (εและμ) พารามิเตอร์ทั้งสองนี้สามารถนำมาแบ่งกลุ่มของวัสดุได้แสดงดังรูปที่ 3.10



รูปที่3.10แผนผังสภาพยอมทางไฟฟ้าและค่าความซึมซาบแม่เหล็ก

3.5 ตัวกลางแบบเส้นลวด (Wire Medium)

ตัวกลางแบบเส้นลวด (wire medium) เป็นโครงสร้างที่มีคุณสมบัติทางด้านอภิวัสดุและเป็นชนิดของวัสดุช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า(Burghignoli*et al.*, 2008) ตระกูลเดียวกันกับEBG แบบสามมิติแบบกองฟืน (Antonio *et al.*, 2013) โดยโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดเกิดจากการจัดเรียงเส้นลวดขนาดเล็กขนานกันเป็นชั้นๆ ฝังตัวลงในตัวกลางไดอิเล็กตริก ซึ่งตัวกลางแบบเส้นลวดนี้ได้มีการศึกษาตั้งแต่ปี 1950 ตัวกลางแบบเส้นลวดเป็นที่ทราบกันดีว่าเป็นโครงสร้างวัสดุที่ถูกออกแบบมาใช้ในย่านความถี่พลาสม่า (plasma frequency)และมีคุณสมบัติที่ทำให้เกิดค่ามีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือค่าซึมซาบแม่เหล็กมีค่าเข้าใกล้ศูนย์(Forati*et al.*, 2008)การนำตัวกลางแบบเส้นลวดมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศนั้นได้ถูกนำเสนอโดย Tomaz และคณะ (2013) ซึ่งนำสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดมาทำการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตร โดยทำการออกแบบสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่ประกอบด้วยจำนวนชั้นของเส้นลวดที่วางเรียงกันจำนวนห้าชั้นโดยเส้นลวดถูกวางฝังอยู่ในไอดิเล็กตริกสไตโรโฟมโดยจากผลการทดสอบพบว่าสามารถทำให้สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเพิ่มสูงขึ้นและลดระดับของพูข้างลงแต่ในขณะเดียวกันนั้นพบว่าอัตราการขยายของสายอากาศมีค่าน้อยกว่าสายอากาศปากแตรแบบเดิม นอกจากนี้ Al-Nuaimiและคณะฯ(2014)ได้ทำการนำเสนอการพัฒนาสายอากาศปากแตรรูปโดยทำ

การลดขนาดความยาวของสายอากาศลงโดยที่ขนาดของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศยังคงมีขนาดเท่าเดิมเพื่อทำการปรับปรุงสภาพให้ได้สภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยนำเทคนิคตัวกลางแบบเส้นลวดมาวางปิดปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรรูปกรวยจากการทดสอบพบว่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเพิ่มและอัตราการขยายของสายอากาศมีค่าใกล้เคียงกับสายอากาศแบบเดิมแต่สามารถลดขนาดของสายอากาศลงได้ครึ่งหนึ่ง จากการศึกษาสามารถสรุปจุดเด่นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสามารถขจัดส่วนประกอบของกราวด์เพลนเพื่อป้องกันการแพร่กระจายของคลื่นผิว (surface waves) อีกทั้งโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนและมีคุณสมบัติในการปรับปรุงประสิทธิภาพต่างๆ ของสายอากาศ เช่น เพิ่มสภาพเจาะจงทิศทางให้สูงขึ้น, เพิ่มอัตราขยายสายอากาศ อีกทั้งยังเพิ่มประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ตัวกลางแบบเส้นลวดประกอบด้วยรูปทรงอยู่ 2 แบบคือ แบบ 2 มิติ และ 3 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 3.11สื่อตัวกลางแบบเส้นลวดได้รับการศึกษาอย่างกว้างขวางในงานด้านการออกแบบเลนส์ในย่านความถี่ไมโครเวฟและปฏิกิริยาการสังเคราะห์ของพื้นผิว สื่อตัวกลางแบบเส้นลวดโดยปกติจะอธิบายที่ความถี่ต่ำของวัสดุในแนวแกนเดียวซึ่งแสดงความสัมพันธ์สภาพยอมแบบดิยาดิกส์ (relative permittivity dyadic) โดยสามารถเขียนสมการดังนี้(เส้นลวดวางตามแนวแกน z)

$$\varepsilon = \varepsilon_h\left(u_x u_x + u_y u_y\right) + \varepsilon_z u_z u_z, \tag{3.31}$$

โดยที่

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

ในขณะที่

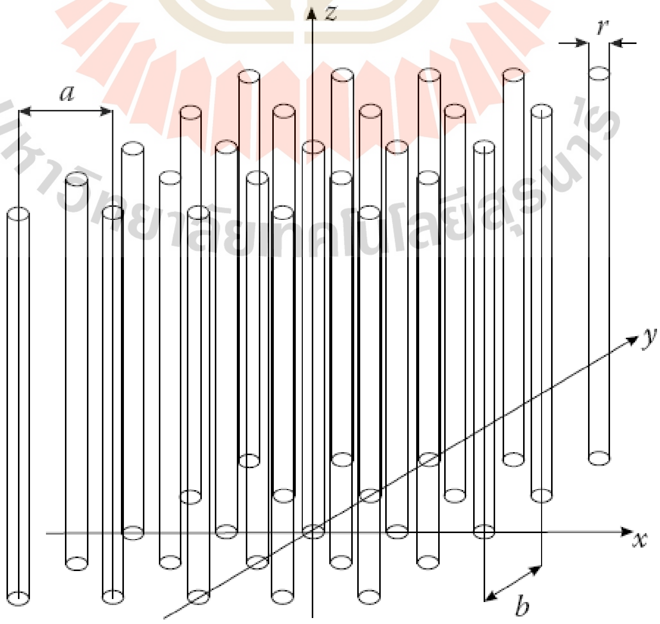
$$\varepsilon_{WM} = \varepsilon_0 \varepsilon_{rh}\left(1 - \frac{k_p^2}{\varepsilon_{rh} k_0^2 - k_y^2}\right) \tag{3.32}$$

เมื่อ ε_h คือสภาพยอมของโฮสตัวกลาง (permittivity of the host medium), $k = \omega / c\sqrt{\varepsilon_h} = k_o\sqrt{\varepsilon_h}$, และ c คือความเร็วแสง(speed of light) ในส่วน ω_p หรือ k_p คือค่าที่อยู่ในรูปแบบหรือวงจรสมมูล

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ความถี่พลาสม่า(plasma frequency) ซึ่งในบางครั้งตัวกลางแบบเส้นลวดก็ถูกเรียกว่าพลาสม่าเทียม (artificial plasma)

ความสนใจในสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดกลับมาได้รับความนิยมอีกครั้งในช่วงท้ายของทศวรรษที่ผ่านมาในการเชื่อมต่อกับวัสดุทางด้านวิศวกรรมที่มีพารามิเตอร์เชิงลบหรือบางครั้งเรียกวัสดุนี้ว่า DNG (Double Negative Medium) ซึ่งดัชนีหักเหเป็นลบจึงเกิดจากค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (ε) และค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ) เป็นลบทั้งคู่ (ε< 0 และμ< 0) วัสดุ DNG (Double Negative Medium)ได้ถูกนำเสนอโดย Smith และคณะฯ ได้อธิบายไว้ว่ามันประกอบด้วยแถบโลหะยาว(long metal strips)และแถบแม่เหล็กแบนรูปวงแหวนแยก (split-ring resonator)ในปัจจุบันนี้สื่อตัวกลางแบบเส้นลวดถือได้ว่าเป็นวัสดุเทียมที่ถูกระบุว่าเป็นโครงสร้างวัสดุที่มีคุณสมบัติทางด้านอภิวัสดุสำหรับประยุกต์ใช้งานในงานด้านความถี่ไมโครเวฟและงานด้านความถี่แสง อย่างไรก็ตามในการพิจารณาคุณสมบัติของสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดยังคงเริ่มต้นด้วยสมการพื้นฐานคือ สมการDrude(สมการ 3.31)ซึ่งสมการดังกล่าวเป็นเพียงสมการเดียวที่ใช้ในการตรวจสอบการแพร่กระจายคลื่นเบื้องต้นของเส้นลวด อย่างไรก็ตามสมการดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าถ้าคลื่นเวกเตอร์ตามความยาวเส้นลวดมีองค์ประกอบไม่เท่ากับศูนย์ (nonzero component)จะกล่าวได้ว่าไม่เป็นรูปแบบทางกายภาพของพลาสม่าดังนั้นรูปแบบพลาสม่าได้ถูกแก้ไขโดยการนำการพิจารณาในรูปแบบการกระจายตัวเชิงพื้นที่(spatial dispersion) มาแทนที่ในสมการที่ 3.31



รูปที่3.11 โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

3.5.1 ความถี่พลาสม่าสำหรับตัวกลางแบบเส้นลวด

ความถี่พลาสม่ามีความสอดคล้องกับความหนาแน่นอิเล็กตรอนดังสมการ 3.33

$$\omega_p^2 = \frac{ne^2}{\varepsilon_0 m_{eff}}, \tag{3.33}$$

โดยที่ n คือความหนาแน่นของอิเล็กตรอน
e คือการประจุของอิเล็กตรอน
m_{eff} คือประสิทธิภาพของอิเล็กตรอน

โดยทั่วไปโลหะค่า ω_p มักจะอยู่ในช่วงความถี่อัลตราไวโอเลต ซึ่งเป็นเหตุผลต่อการลดความถี่พลาสม่าในย่านความถี่ ไมโครเวฟที่ผ่านเส้นลวดขนาดเล็กวางเรียงกันในโครงสร้าง2มิติของสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด จากนั้นจะเกิดการรวมของอิเล็กตรอนตามแนวยาวของเส้นลวดซึ่งความหนาแน่นการทำงานของอิเล็กตรอนจะได้

$$n_{eff} = n\frac{\pi r^2}{a^2}, \tag{3.34}$$

โดยที่ aคือระยะห่างระหว่างเส้นลวด และrคือรัศมีของเส้นลวดจากสมการแสดงให้เห็นว่าในทางตรงกันข้ามกับกรณีของพลาสม่าธรรมชาติ ซึ่งเป็นค่าแรงที่กระทำต่ออิเล็กตรอนแต่มีการทำงานกับส่วนที่เหลือของมวลอิเล็กตรอน โดยเกิดการเหนี่ยวนำบนของโครงสร้างของเส้นลวดอีกด้วย นอกจากนี้ผลของการเหนี่ยวนำตัวเองมากเกินกว่าผลของมวลส่วนที่เหลือและอีกหนึ่งอย่างสุดท้ายที่สามารถละทิ้งคือ โลหะความนำสูงในย่านความถี่ไมโครเวฟ หลังจากสององค์ประกอบทั้งความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและการลดลงของประสิทธิภาพมวลซึ่งสามารถสรุปเป็นค่าสำหรับความถี่พลาสม่า (k_p)ดังสมการ(3.35)เพื่อนำไปแทนค่าในสมการ(3.32)เพื่อคำนวณหาค่าความสัมพันธ์สภาพยอมของตัวกลางแบบเส้นลวด

$$k_p^2 = \frac{2\pi}{a^2\left(\ln\left(a/2\pi r\right)+0.5275\right)}, \tag{3.35}$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

3.5.2การกระจายตัวเชิงพื้นที่สำหรับสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด

ในความจริงสมมุติว่าตัวกลาง (Medium) สามารถอธิบายได้โดย สมการ ดิยาดิกส์ (สมการ 3.32) สมการการแผ่กระจายระนาบของคลื่น $(E_z \neq 0)$ ด้วยคลื่นเวกเตอร์ $(q_x, q_y, q_z)^T$ นี้ ในแกนเดียวกับไดอิเล็กตริก

$$\varepsilon_h\left(q_x^2+q_y^2\right)=\varepsilon\left(k^2+q_z^2\right), \tag{3.36}$$

ในทางตรงกันข้ามคลื่นพิเศษเหล่านี้สอดคล้องกับโหมดTM(แกนZ) โดยไม่แปรเปลี่ยนของเงื่อนไขขอบเขตตามแนวแกน z ดังนั้นสำหรับคลื่นพิเศษใด ๆ ที่เดินทางออกไปพร้อมกับค่าคงตัวของเฟส (q_z) ตามแนวแกน zสนาม E_z จะตอบสนองกับสมการHelmholtz

$$\left\{\frac{\partial}{\partial x^2}+\frac{\partial}{\partial y^2}+\left(k^2-q_z^2\right)\right\}E_z=0, \tag{3.37}$$

สำหรับเงื่อนไขขอบเขต $E_z=0$ บนเส้นลวดสามารถอธิบายด้วยสมการของระนาบที่ตอบสนองกับคลื่นพิเศษนี้ดังสมการ(3.38)

$$k\left(q_x,q_y,q_z\right)=\sqrt{k^2\left(q_x,q_y,0\right)+q_z}, \tag{3.38}$$

ผลลัพธ์ที่ได้นี้ไม่สามารถใช้สำหรับสมการ(3.33) และ (3.36)ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้อย่างง่ายโดยการแทนสมการ(3.33) ลงในสมการ (3.36) อย่างไรก็ตามถ้าเราเลือกสมการ (3.29)แทนในสมการ (3.33)ดังนั้นสมการ (3.36) จะกลายมาเข้ากันได้กับสมการ (3.38)แล้วให้ใช้สมการการกระจายตัวสำหรับของคลื่นระนาบดังสมการ(3.40)

$$\varepsilon\left(k+q_z\right)=\varepsilon_h\left(1-\frac{k_p^2}{k^2-q_z^2}\right), \tag{3.39}$$

$$q^2=q_x^2+q_y^2+q_z^2=k^2-k_p^2 \tag{3.40}$$

โดยที่เราสมมุติ $q_z \neq k$ จากเหตุผลที่กล่าวไว้ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดสามารถอธิบายโดย สภาพยอมดิยาดิกส์ (3.32) แต่แกนสภาพยอม(ε)จะต้องเป็นพารามิเตอร์กระจายตัวดังรูปแบบที่กำหนดในสมการ (3.39) โดยในสมการ(3.33) จะเป็นเพียงกรณีพิเศษของสมการ (3.39) ที่เหมาะสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในระนาบx-y

ความแตกต่างหลักระหว่างรูปแบบพื้นที่ในทิศทางเดียวดังสมการ(3.33) กับรูปแบบนอกพื้นที่ดังสมการ(3.39) สำหรับสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นเป็นไปในรูปแบบภายนอกพื้นที่โดยคาดการณ์ภายใต้ความถี่สำหรับการแพร่กระจายคลื่นในลักษณะพิเศษตามทิศทางของตัวกลางในทางตรงกันข้ามสมการ (3.33) และ (3.36) ใช้สำหรับคาดการณ์การแพร่กระจายคลื่นลักษณะพิเศษที่ความถี่ใดๆ โดยให้ $q_z > k = \omega\sqrt{\varepsilon_h \mu_h}$ ดังนั้นในการคาดการณ์ระหว่างสองรูปแบบนั้นให้คุณภาพของคำตอบที่ค่อนข้างแตกต่างกันมากถึงแม้ว่าจะใกล้เคียงกับความถี่คัตออฟของความถี่ พลาสม่า(ω_0)นั้นคือ nonlocality ถือได้ว่าเป็นส่วนประกอบความสัมพันธ์ที่นำเสนอผลต่อการตอบสนองของแม่เหล็กไฟฟ้าของตัวกลางถึงแม้ว่าจะมีการจำกัดความยาวคลื่นขนาดใหญ่ดังนั้นจึงเป็นสิ่งสำคัญมากสำหรับค่าใดๆภายในตัวกลางจะมีอัตราส่วนเท่ากับ a/λ

ในการพิสูจน์ที่สำคัญของสมการ(3.39) จะขึ้นอยู่กับวิธีการของสนามพื้นที่นอกจากมันจะแสดงในตัวกลางแบบเส้นลวดขนาดเล็กและ $q_z \neq k$ ในการกำหนดแบบรูปการแผ่พลังงานสามารถกำหนดได้ 2 รูปแบบคือแบบพื้นฐาน$(E_z = 0)$และแบบพิเศษ$(E_z \neq 0)$ โดยที่คลื่นแบบพื้นฐานไม่ตอบสนองกับเส้นลวดและแพร่กระจายภายในโฮสต์ตัวกลาง สำหรับคลื่นแบบพิเศษจะแสดงสมการการกระจายได้อย่างชัดเจนและเชื่อมต่อคลื่นเวกเตอร์ $q = (q_x, q_y, q_z)^T$ สำหรับจำนวนคลื่น(wave number)ของโฮสต์ไอโซทรอปิกส์

พิจารณาโหมดในตัวกลางแบบเส้นลวดโดยพิจารณาจากทฤษฎีสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สมมุติอย่างง่าย $q_x = 0$และแทนสมการ (3.32) ลงในสมการแมกซ์เวลล์เราสามารถแยกออกเป็นสองระบบย่อยโดยอธิบายคลื่นแบบพื้นฐานและแบบพิเศษ สำหรับคลื่นพื้นฐานแสดงดังสมการ (3.41) และ(3.42)แสดงผลกระทบจากปัจจัยการแพร่กระจายคลื่นคือ $q_Z^2 = k^2 - q_y^2$ แต่ไม่มีผลกระทบกับเส้นลวดสำหรับคลื่นแบบปกติ

$$-q_z H_y + \frac{k^2 - q_y^2}{k_0 \eta} E_x = 0, \qquad (3.41)$$

$$q_z E_x - k_0 \eta H_y = 0, \qquad (3.42)$$

สมมุติ $q_z \neq 0$ สำหรับสนานของคลื่นแบบพิเศษซึ่งเป็นกรณีที่สนใจโดยพิจารณาตามสมการที่(3.41) และ(3.42)

$$q_z E_y + \frac{k_0^2 \varepsilon_z - q_y^2}{k_0 \varepsilon_z} \eta H_x = 0, \tag{3.43}$$

$$q_z H_x + \frac{k_0^2 \varepsilon_h}{\eta} E_y = 0, \tag{3.44}$$

ซึ่งให้สมการของคลื่นสำหรับสนามแม่เหล็ก (H_x) หลังจากกำจัด E_y และ E_z จะได้

$$\left[k^2 - \frac{q_y^2}{\varepsilon_z} - q_z^2 \right] H_x = 0, \tag{3.45}$$

เนื่องจาก

$$\left[k^2 - q_z^2 \right]\left[k^2 - q_y^2 - q_z^2 - k_p^2 \right] H_x = 0, \tag{3.46}$$

ดังนั้นจึงได้สมการความสัมพันธ์กระจาย 2 ความสัมพันธ์ดังสมการ(3.47)ซึ่งทั้งสองความสัมพันธ์เป็นอิสระต่อกันโดยแสดงในรูปแบบของ โหมด TEM และโหมด TM

$$k^2 = q_z^2,\ k^2 = q_y^2 + q_z^2 + k_p^2 = 0, \tag{3.47}$$

ตามสมการ(3.31) นั้นการแพร่กระจายของโหมด TM คือไอโซทรอปิกส์ในระนาบ yz อย่างไรก็ตามมันสามารถแสดงได้จากข้อสรุปพื้นฐานดังสมการ(3.36) และ(3.38)

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

3.6 สรุป

ในบทนี้ได้ทำการอธิบายถึงทฤษฎีที่มีความจำเป็นต่อการออกแบบและพัฒนาสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดและซึ่งในเนื้อหาได้กล่าวถึงการศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับสายอากาศปากแตรและการออกแบบสายอากาศปากแตรประเภทต่างๆ ต่อจากนั้นทำการศึกษาทฤษฎีและหลักการของอภิวัสดุ สุดท้ายที่ได้อธิบายในบทนี้คือทฤษฎีและหลักการของตัวกลางแบบเส้นลวดซึ่งถือได้ว่าเป็นเทคนิคหลักที่นำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสำหรับงานวิจัยนี้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยทฤษฎีดังกล่าวในบทนี้ถือได้ว่ามีความสำคัญต่อการออกแบบพัฒนาสายอากาศสำหรับงานวิจัยในบทที่ 4 ต่อไป

บทที่4
ผลการศึกษาและการวิเคราะห์ผล

4.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงผลการศึกษาและการวิเคราะห์ผลการทดลองสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติของอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดโดยในบทนี้จะประกอบด้วยเนื้อหาดังต่อไปนี้คือ การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศปากแตรรูปกรวยเพื่อให้ได้อัตราขยายสูงและมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตร การปรับลดระดับพูข้างโดยใช้เทคนิควัสดุโหลดไดอิเล็กตริก(dielectric loaded material)โครงสร้างอภิวัสดุในรูปแบบตัวกลางแบบเส้นลวด การนำเทคโนโลยีอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดมาออกแบบเพื่อประยุกต์ใช้งานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศโดยใช้โปรแกรม CST Microwave Studio ในการวิเคราะห์ผลการออกแบบและค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศและในส่วนสุดท้ายของบทนี้ก็จะได้ทำการสรุปสิ่งที่ได้จากการศึกษาและวิเคราะห์ผลต่อไป

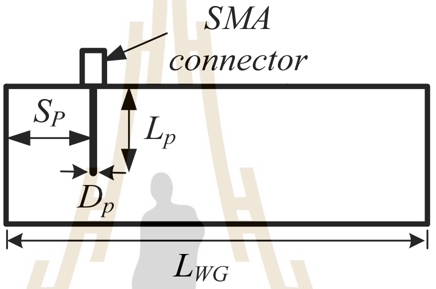
4.2 การออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวย

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ความถี่ 10 GHzซึ่งทำการออกแบบและคำนวณโดยอ้างอิงจากทฤษฎีที่กล่าวไว้ในบทที่ 3แล้วทำการวิเคราะห์ผลการออกแบบด้วยโปรแกรม CST Microwave studio โดยในการวิเคราะห์และออกแบบจะประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ ตัวกระตุ้น (feed) และสายอากาศปากแตรรูปกรวย ซึ่งจะอธิบายขั้นตอนในการออกแบบและวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

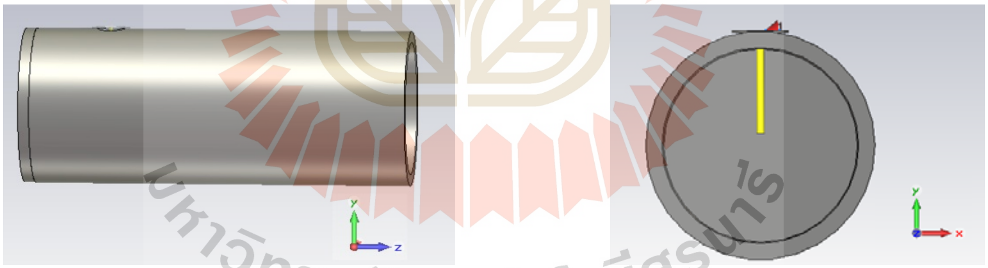
4.2.1 การออกแบบโครงสร้างตัวกระตุ้น

ในการออกแบบและวิเคราะห์ผลในส่วนของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวยนั้นซึ่งโดยทั่วไปสายอากาศปากแตรรูปกรวยส่วนใหญ่นิยมกระตุ้นด้วยท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก (Cylindrical Waveguide) ซึ่งจะทำงานในโหมด TE_{11} ในหัวข้อนี้จะอธิบายขั้นตอนในการออกแบบในส่วนของตัวกระตุ้นโดยจะประกอบด้วยท่อนำคลื่นและโพรบ (probe) โดยในการออกแบบท่อนำคลื่นทรงกระบอกนั้นเนื่องจากสายอากาศปากแตรรูปกรวยได้ทำการออกแบบที่ความถี่10 GHz ซึ่งอยู่ในย่าน X-Band โดยขนาดของท่อนำคลื่นที่ใช้ในช่วงความถี่ดังกล่าวนั้นมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของท่อนำคลื่นเท่ากับ23.83 มิลลิเมตรเมื่อได้ขนาดของท่อนำคลื่นซึ่งเป็น

ขนาดมาตรฐานสำหรับการใช้งานในช่วงความถี่ดังกล่าว ในขั้นตอนต่อไปจะเป็นการออกแบบโพรบสำหรับกระตุ้นภายในท่อนำคลื่นเพื่อใช้ในการกระตุ้นสายอากาศโดยรูปแบบโครงสร้างของตัวกระตุ้นที่จะทำการวิเคราะห์ดังแสดงในรูปที่ 4.1และในรูป 4.2 แสดงโครงสร้างของตัวกระตุ้นของสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์ผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CSTเพื่อทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของตัวกระตุ้น โดยทำพิจารณาจากการหาค่าความยาวของโพรบ (L_p)ระยะตำแหน่งการวางโพรบ (S_p) ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบ (D_p)และความยาวของท่อนำคลื่น (L_{WG})ที่เหมาะสมเพื่อให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(S_{11})ที่เรโซแนนซ์ที่ความถี่ในการออกแบบ 10 GHz และให้ค่าความกว้างแถบความถี่(bandwidth) ที่กว้าง



รูปที่ 4.1แสดงพารามิเตอร์ของตัวกระตุ้นโดยใช้ท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก



(ก) ภาพด้านข้าง (ข) ภาพด้านหน้า

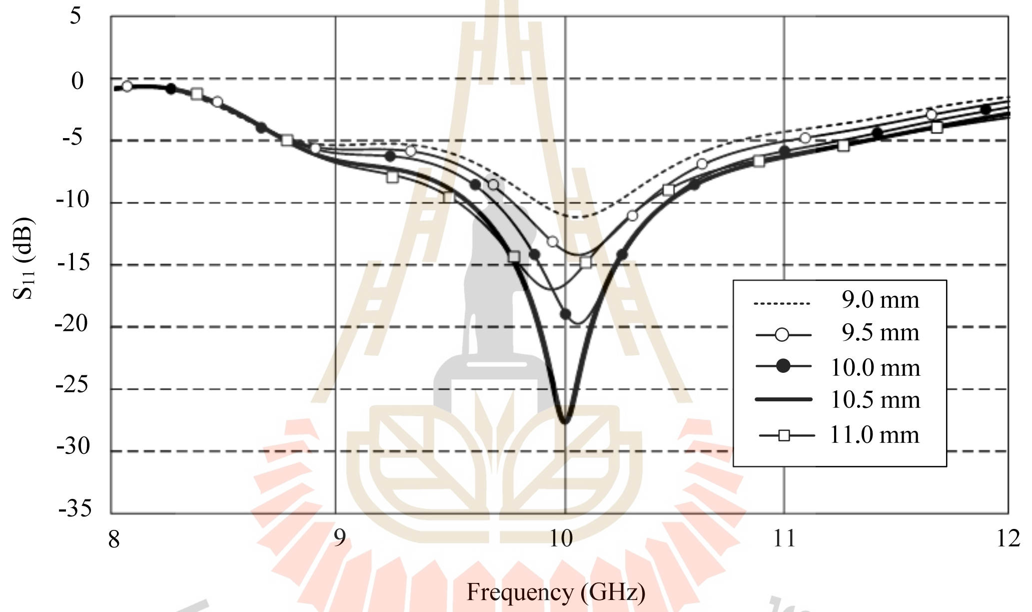
รูปที่ 4.2โครงสร้างตัวกระตุ้นแบบท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอกที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

4.2.1.1 การพิจารณาความยาวของโพรบ (L_p)

ในการพิจารณาความยาวของโพรบ (L_p) นั้นได้ทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นในการพิจารณาดังนี้คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบเท่ากับ 1 มิลลิเมตรระยะตำแหน่งการวางโพรบห่างจากด้านหลังท่อนำคลื่นทรงเท่ากับ $\lambda/4$ หรือ 7.5มิลลิเมตรและความยาว

ของท่อนำคลื่นเท่ากับ 2λ ซึ่งในการพิจารณาความยาวของโพรบนั้นจากทฤษฎีการออกแบบความยาวของโพรบที่ใช้กระตุ้นในท่อนำคลื่นนั้นจะต้องมีความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ ดังนั้นในการวิเคราะห์ความยาวของโพรบจะทำการพิจารณาความยาวดังนี้คือ 9 มิลลิเมตร 9.5มิลลิเมตร10 มิลลิเมตร10.5 มิลลิเมตร และ 11 มิลลิเมตรตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังแสดงในรูปที่4.3 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความยาวของโพรบมีค่าเท่ากับ 10.5 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางในการออกแบบคือ 10 GHz และให้ความกว้างแถบความถี่ที่กว้างที่สุดเมื่อเทียบกับความยาวของโพรบที่ระยะต่างๆ ที่ได้พิจารณา

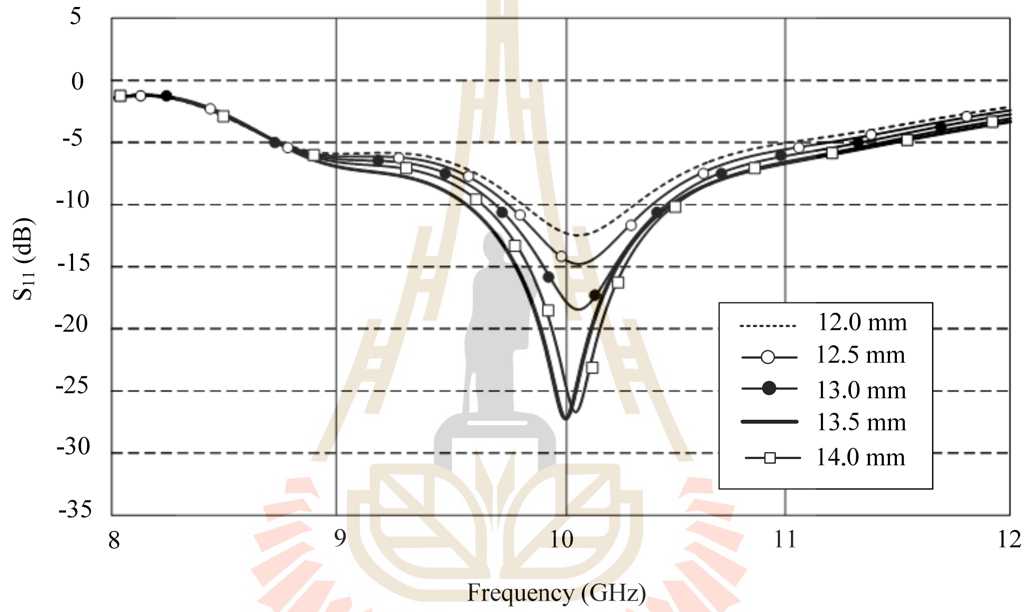


รูปที่ 4.3ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของโพรบที่ขนาดความยาว (L_p)ต่างๆ

4.2.1.2 การพิจารณาระยะตำแหน่งการวางโพรบ (S_p)

เมื่อได้ค่าความยาวของโพรบเป็นที่เรียบร้อยแล้วจากการพิจารณาความยาวที่ผ่านมา ในหัวข้อนี้จะทำการพิจารณาตำแหน่งการวางโพรบ (S_p) ที่เหมาะสม โดยทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นในการพิจารณาดังนี้คือเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบเท่ากับ 1มิลลิเมตร ขนาดความยาวโพรบเท่ากับ10.5 มิลลิเมตร และความยาวของท่อนำคลื่นเท่ากับ 2λ ซึ่งในการพิจารณาระยะตำแหน่งการวางของโพรบในท่อนำคลื่นนั้นจากทฤษฎีการออกแบบระยะตำแหน่งการวางโพรบใช้กระตุ้นในท่อนำคลื่นนั้นจะมีระยะห่างจากด้านหลังท่อนำคลื่นเท่ากับ $\lambda/4$ ในการพิจารณา

ระยะตำแหน่งการวางของโพรบนั้นจะทำการพิจารณาระยะตำแหน่งการวางคือ12มิลลิเมตร12.5 มิลลิเมตร 13มิลลิเมตร 13.5 มิลลิเมตร และ 11 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังรูปที่4.4พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ระยะตำแหน่งการวางของโพรบมีค่าเท่ากับ 13.5 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ทาความถี่กลางในการออกแบบคือ 10 GHz และให้ความกว้างแถบความถี่ที่กว้างที่สุดเมื่อเทียบกับความยาวของโพรบที่ระยะต่างที่ได้พิจารณา



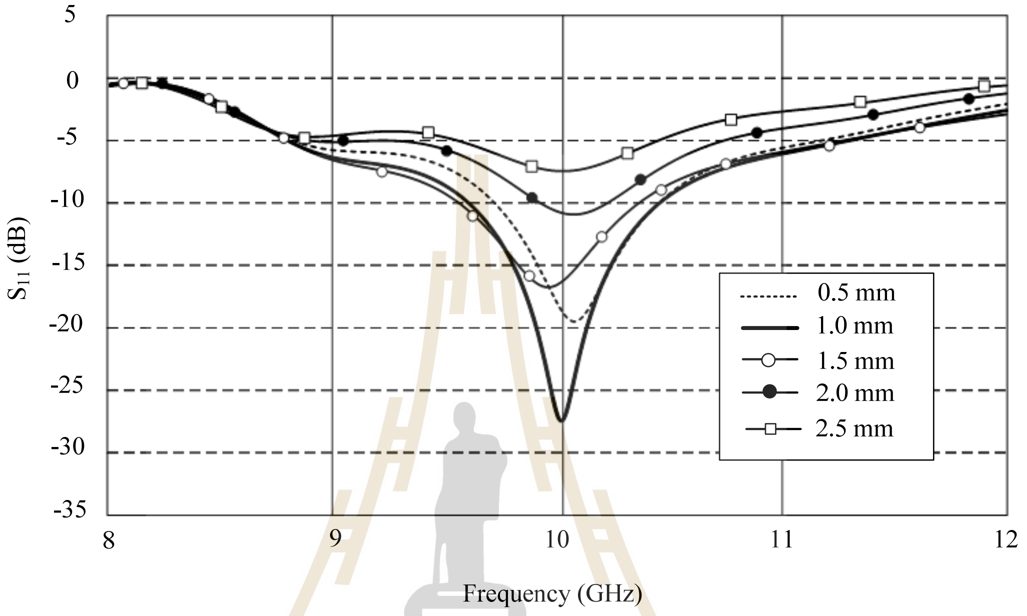
รูปที่ 4.4ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของระยะตำแหน่งการวางโพรบ (S_p)ที่ระยะต่างๆ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

4.2.1.3 การพิจารณาเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบ (D_p)

เมื่อได้ค่าความยาวของโพรบและระยะตำแหน่งการวางโพรบในท่อนำคลื่นเป็นที่เรียบร้อยแล้วในหัวข้อนี้จะทำการพิจารณาขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบ(D_p)ที่เหมาะสม โดยทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นในการพิจารณาดังนี้ คือ ขนาดความยาวโพรบเท่ากับ10.5 มิลลิเมตร ระยะตำแหน่งการวางของโพรบในท่อนำคลื่นเท่ากับ 13.5มิลลิเมตร และความยาวของท่อนำคลื่นเท่ากับ 2λ โดยขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบนั้นจะทำการพิจารณาขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางคือ 0.5มิลลิเมตร 1 มิลลิเมตร 1.5มิลลิเมตร2 มิลลิเมตร และ 2.5มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การ

สะท้อนกลับดังแสดงในรูปที่4.5พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบมีค่าเท่ากับ 1 มิลลิเมตร ซึ่งทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางในการออกแบบคือ 10 GHzมากที่สุดและให้ความกว้างแถบความถี่ที่กว้างที่สุดเมื่อเทียบกับความยาวของโพรบที่ระยะต่างที่ได้พิจารณา

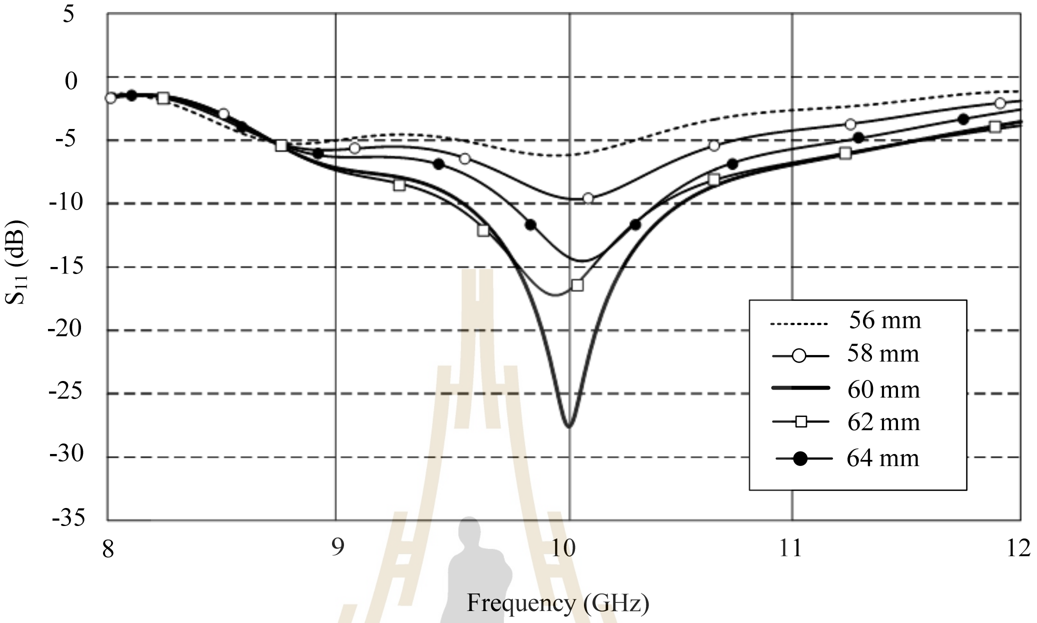


รูปที่ 4.5ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบ (D_p)ที่ระยะต่างๆ

4.2.1.4 การพิจารณาความยาวท่อนำคลื่นของตัวกระตุ้น(L_{WG})

จากค่าความยาวของโพรบ ระยะตำแหน่งการวางโพรบในท่อนำคลื่นและขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบที่เหมาะสมเรียบร้อยแล้ว ในขั้นตอนนี้จะทำการพิจารณาขนาดความยาวของท่อนำคลื่น(D_{WG}) ที่เหมาะสม โดยทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นในการพิจารณาดังนี้ คือ ขนาดความยาวโพรบเท่ากับ10.5 มิลลิเมตร ระยะตำแหน่งการวางของโพรบในท่อนำคลื่นเท่ากับ 13.5 และขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบเท่ากับ 1 มิลลิเมตรในการพิจารณาขนาดความยาวของท่อนำคลื่นนั้นจะทำการพิจารณาความยาวของท่อนำคลื่นคือ 56มิลลิเมตร58 มิลลิเมตร 60มิลลิเมตร62 มิลลิเมตร และ 64มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังแสดงในรูปที่4.6พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในกรณีที่ความยาวของท่อนำคลื่นมีค่าเท่ากับ 60มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์

การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางในการออกแบบคือ 10 GHz และให้ความกว้างแถบความถี่ที่กว้างที่สุดเมื่อเทียบกับความยาวของโพรบที่ระยะต่างที่ได้พิจารณา



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของความยาวของท่อนำคลื่น (D_{WG})ที่ระยะต่างๆ

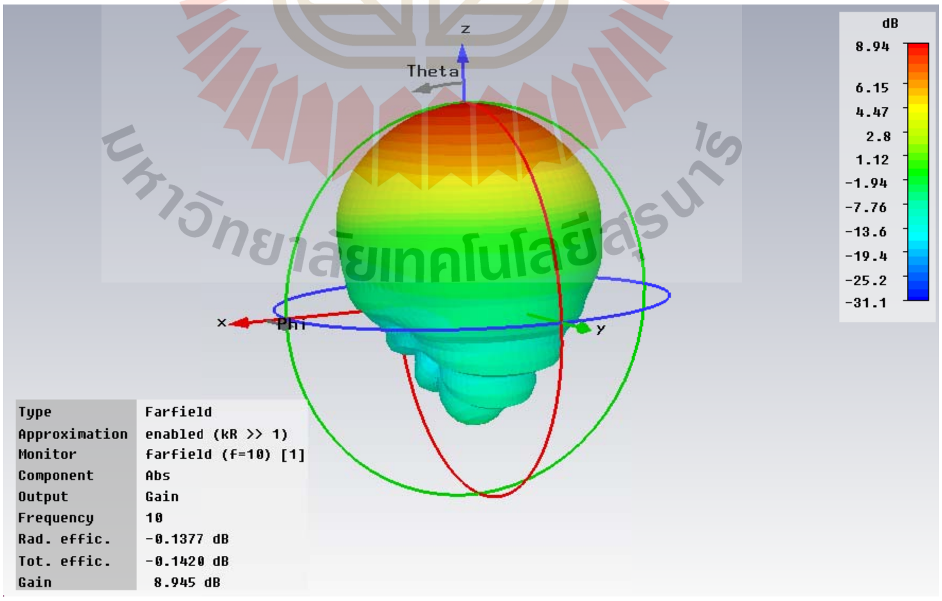
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวย

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
เส้นผ่าศูนย์กลางของท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก(D_{WG})	23.83
ความยาวของโพรบ (L_p)	10.5
ระยะตำแหน่งการวางโพรบ (S_p)	13.5
ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของโพรบ (D_p)	1
ความยาวของท่อนำคลื่น (L_{WG})	60

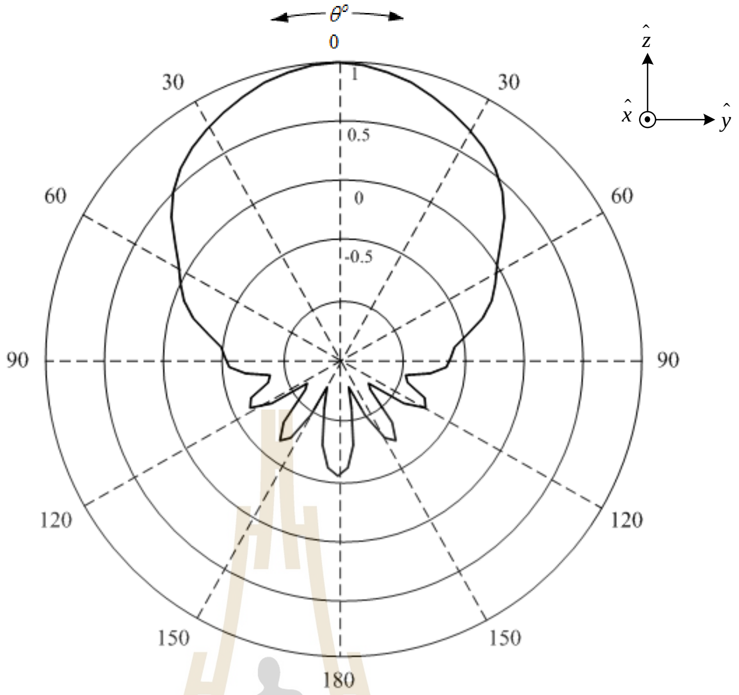
ในตารางที่ 4.1 ได้สรุปค่าพารามิเตอร์ของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับนำไปใช้เป็นตัวป้อนให้กับสายอากาศปากแตรรูปกรวย จากนั้นทำการนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้มาทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยในรูปที่ 4.7ได้แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของตัวกระตุ้นที่ได้พบว่าตัวกระตุ้นที่ได้เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 10 GHz และมีความกว้างแถบความถี่

เท่ากับ 9.54 % และรูปที่ 4.8แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวยในรูปแบบ3 มิติ พบว่ามีอัตราขยายเท่ากับ 8.94 dBiและประสิทธิภาพที่ได้เท่ากับ 96.78% นอกจากนี้ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่สมบรูณ์ในรูปที่ 4.9

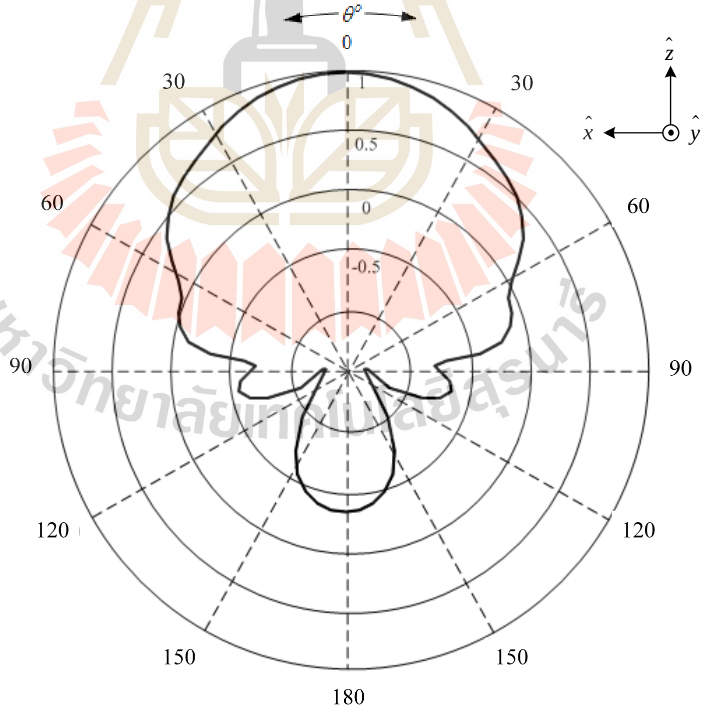
รูปที่ 4.7ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวย



รูปที่ 4.8ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวยด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



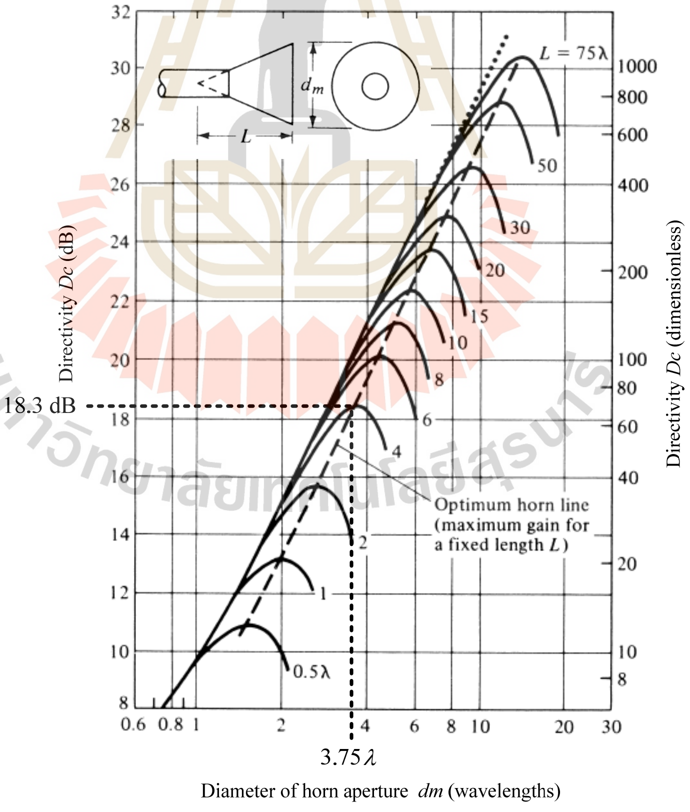
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.9ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของตัวกระตุ้นสายอากาศปากแตรรูปกรวย

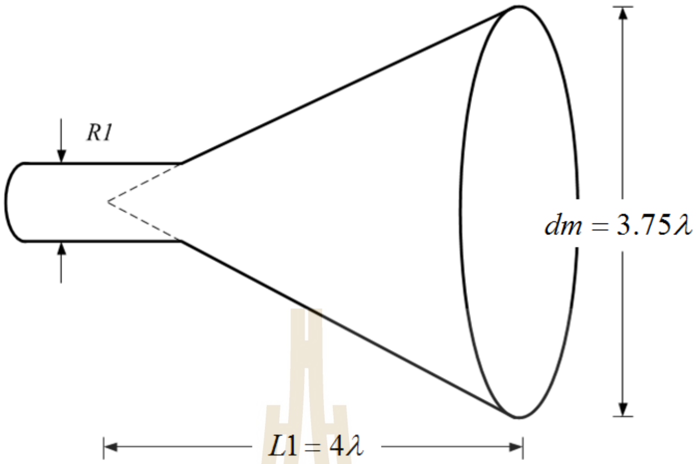
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

4.2.2 การออกแบบโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวย

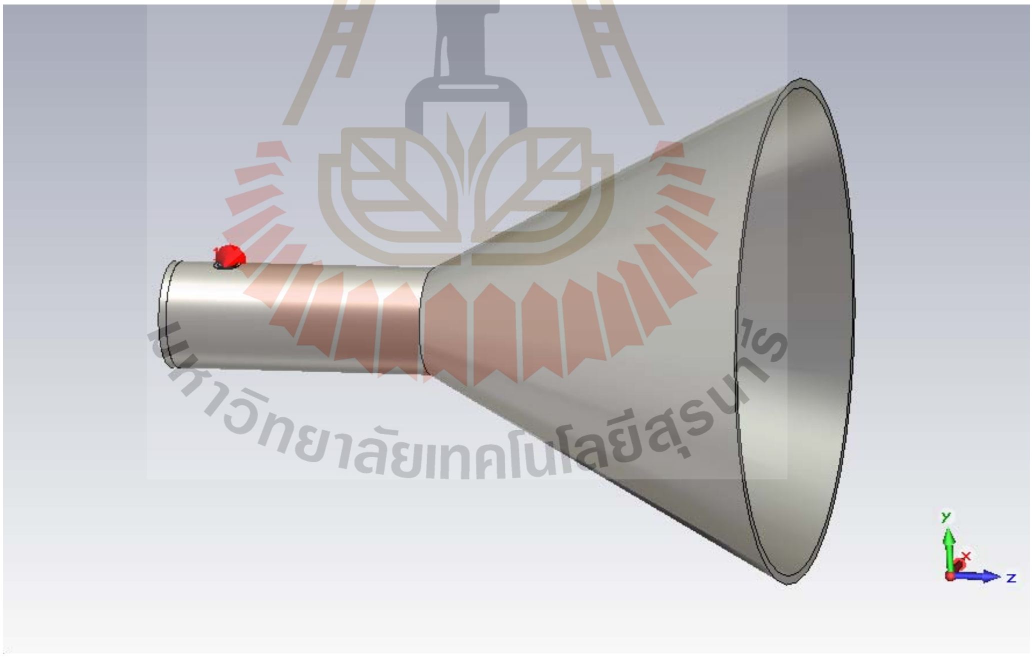
ในการออกแบบและกำหนดค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานนั้น โดยเริ่มต้นจากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร (*dm*) กับความยาวของสายอากาศปากแตร (*L1*)ที่ส่งผลต่ออัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยดังแสดงในรูปที่ 4.10ซึ่งโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ทำการออกแบบได้แสดงไว้ดังรูปที่ 4.11ในการกำหนดพารามิเตอร์ของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานที่ออกแบบได้ทำการเลือกขนาดความยาวของสายอากาศปากแตร(*L1*)เท่ากับ 4λ แล้วทำการพิจารณาหาขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศจากกราฟในรูปที่ 4.10จะได้ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร (*dm*) มีค่าเท่ากับ 3.75λ จากกราฟพบว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางประมาณ 18.3 dBi ซึ่งในการวิเคราะห์ได้นำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ไปทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อนำไปใช้ในการพิจารณาหาค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอื่นๆ ต่อไป



รูปที่ 4.10กราฟความสัมพันธ์ระหว่างเส้นผ่านศูนย์กลางของปากอะเพอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวย (*dm*) กับความยาวของสายอากาศปากแตร (*L1*)ที่ส่งผลต่ออัตราขยายของสายอากาศ

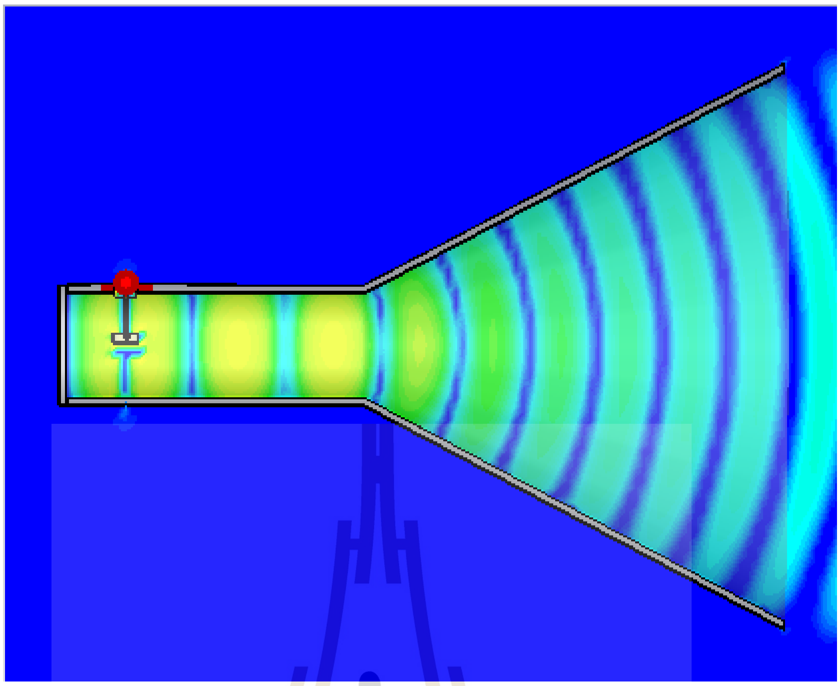


รูปที่ 4.11 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน

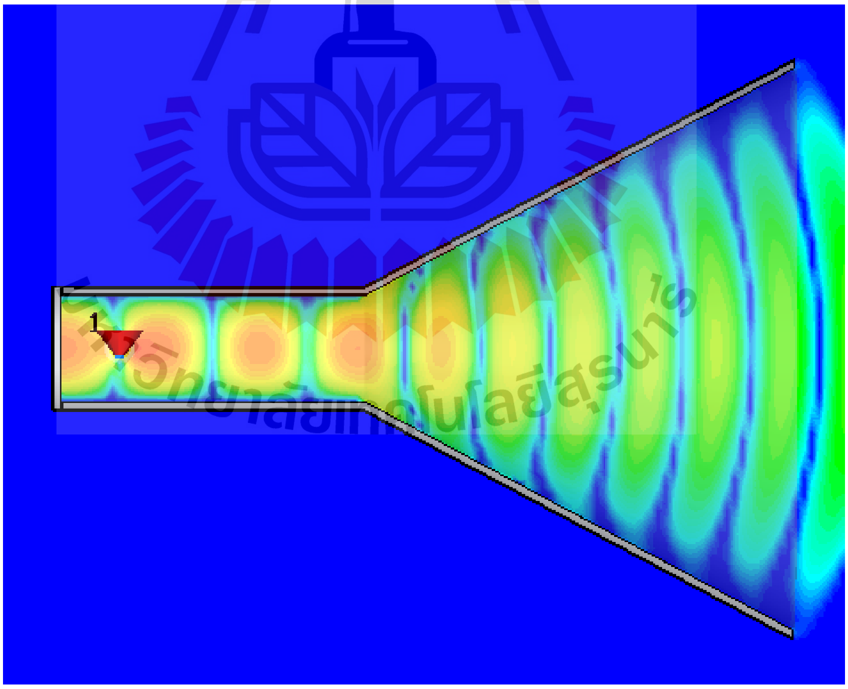


รูปที่ 4.12 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ทำการจำลอง
การออกแบบด้วยโปรแกรม CST

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

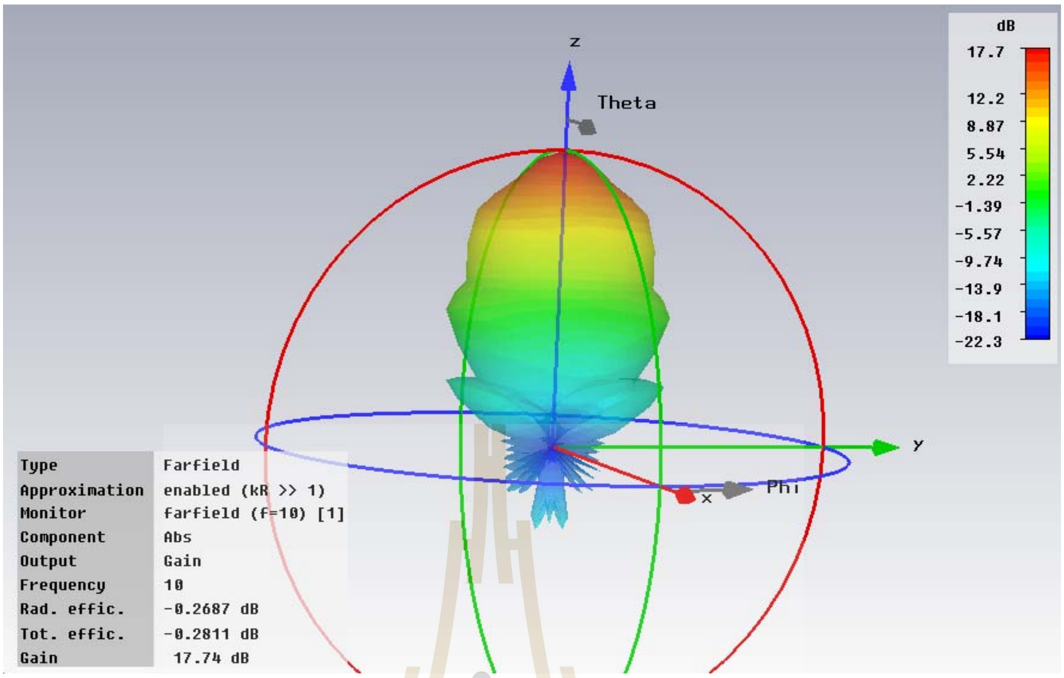


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

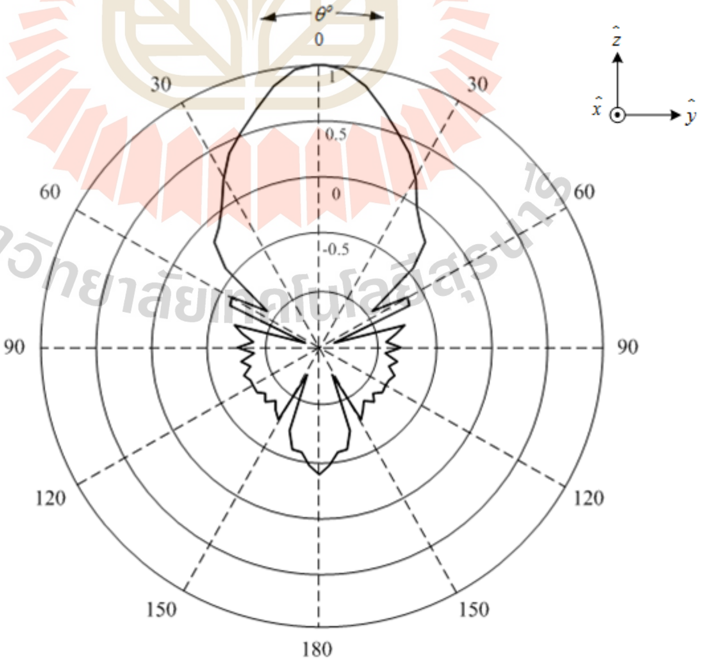


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

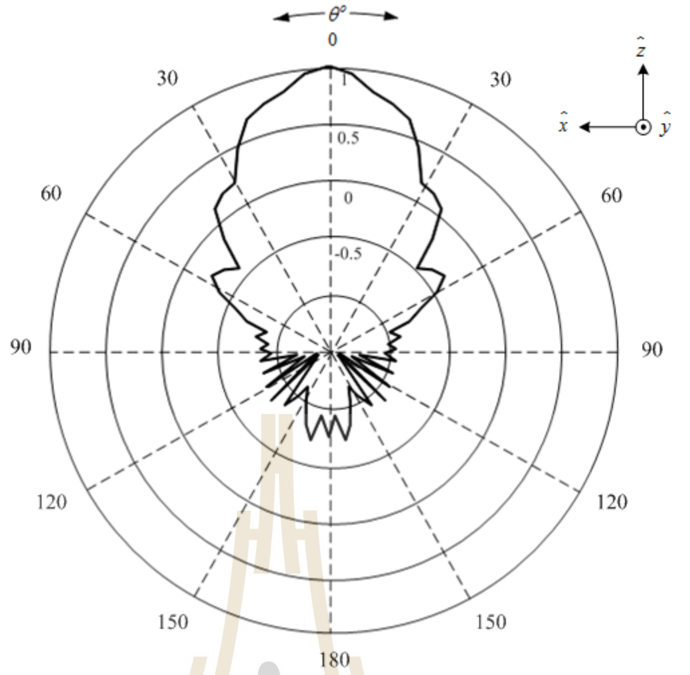
รูปที่ 4.13ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย
ขนาดมาตรฐานที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST



รูปที่ 4.14ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST

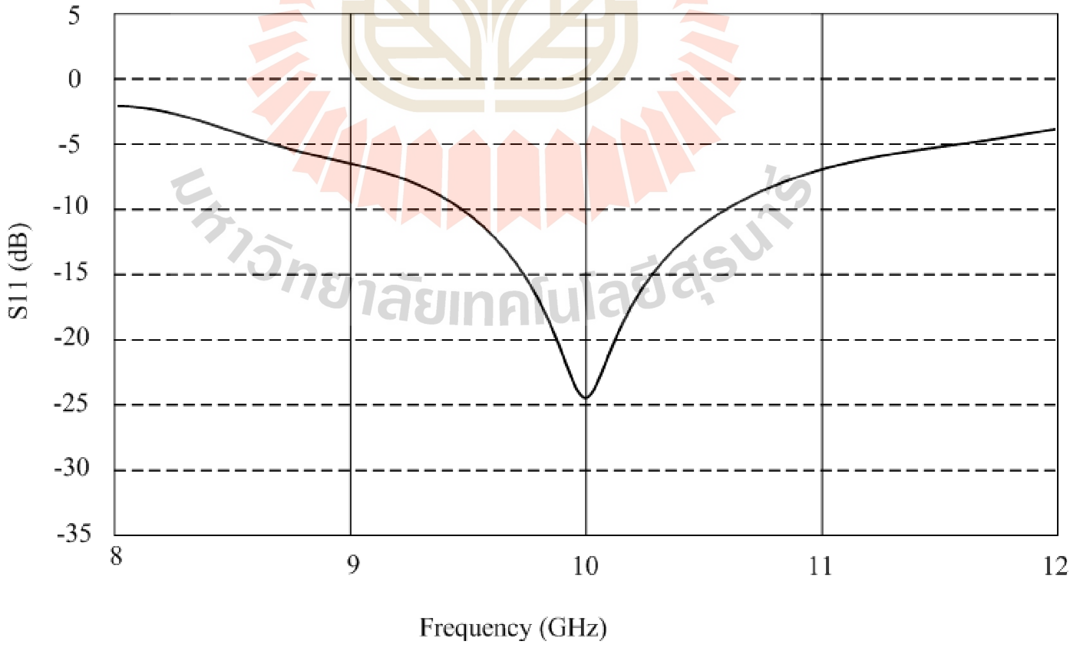


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.15ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน



รูปที่ 4.16ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศปากแตรรูปกรวย
ขนาดมาตรฐาน

จากรูปที่ 4.12แสดงโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปCST จากการจำลองการออกแบบได้แสดงเฟสการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานดังแสดงในรูปที่ 4.13และในรูปที่ 4.14ทำการแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ3 มิติที่ได้จากการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST และในรูปที่ 4.15แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานที่ทำให้เป็นนอร์แมลไลซ์(normalized) แล้วพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรที่ได้จำลองการออกแบบมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 18.4 dBiและอัตราขยายเท่ากับ 17.7 dBiจากแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า (E-Plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-Plane) พบว่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (half-power beamwidth: HPBW) ที่ได้จากทั้ง 2 ระนาบมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เกิดขึ้นไม่สมมาตรกัน โดยมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 18.4° และระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 17.9° อีกทั้งระดับพูข้างของแบบรูปการแผ่พลังงานมีระดับในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแตกต่างกัน โดยแสดงค่าที่ได้จากการจำลองในตารางที่ 4.2จากแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานไม่สมมาตรซึ่งในงานวิจัยนี้มีความต้องการแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรและระดับของพูข้างที่เกิดขึ้นต่ำ ซึ่งในหัวข้อต่อไปจะได้กล่าวถึงเทคนิคการปรับปรุงประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงานและจากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม CST พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศค่า S_{11} ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ออกแบบมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ -24.3 dB ที่ความถี่ 10 GHz ดังแสดงในรูปที่ 4.16

ตารางที่ 4.2 ผลการจำลองค่าพารามิเตอร์สายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน

พารามิเตอร์	ผลการจำลอง
อัตราขยาย (Gain)	17.7 dBi
สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)	18.4 dBi
สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11})	-24.62 dB
ระดับพูข้างระนาบสนามไฟฟ้า (E-Plane SLL)	-29.4 dB
ระดับพูข้างระนาบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (H-Plane SLL)	-22.7 dB
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	93.73%

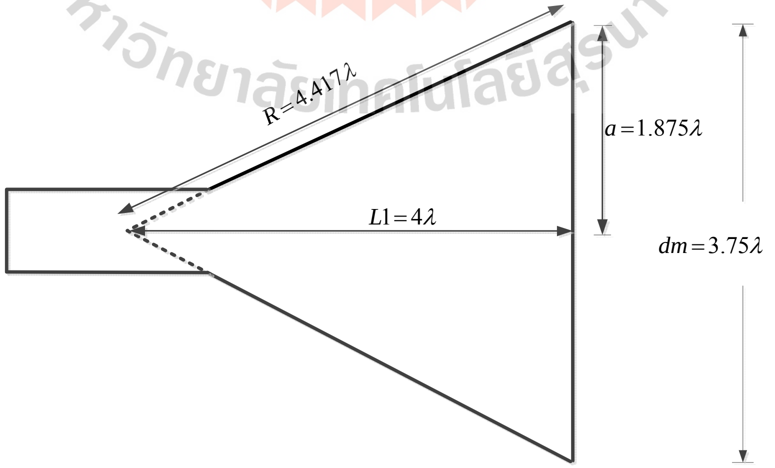
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

4.3 การปรับปรุงประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงานโดยใช้โหลดไดอิเล็กตริก

โหลดไดอิเล็กตริก (Dielectric loaded)ถือได้ว่าเป็นอีกเทคโนโลยีหนึ่งที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้ในการปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศโดยคุณสมบัติของโหลดไดอิเล็กตริกจะถูกนำมาใช้ในการเพิ่มอัตราขยายและปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้นำเทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเพื่อใช้ในการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานเนื่องจากในการออกแบบสายอากาศปากแตรรูปกรวยจากข้อ4.2 นั้นพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่ออกจากสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานไม่สมมาตรและระดับพูข้างสูง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงจะได้อธิบายถึงเทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกมาใช้ปรับปรุงประสิทธิภาพของแบบรูปการแผ่พลังงานและลดระดับพูข้างของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานโดยอธิบายถึงขั้นตอนการออกแบบและวิเคราะห์รูปแบบของโครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริกและระยะตำแหน่งการจัดวางโหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่เหมาะสม

4.3.1 พิจารณาจุดศูนย์กลางเฟสสายอากาศปากแตรรูปกรวย (Phase Center)

ในการออกแบบการใส่โหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวยเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงานเริ่มทำการพิจารณาจุดศูนย์กลางเฟสของสายอากาศปากแตรรูปกรวยเพื่อใช้ในการพิจารณาตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริก ในการพิจารณาตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟสนั้นได้กล่าวถึงทฤษฎีในการคำนวณหาตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟสไว้ในบทที่ 3 จากรูปที่4.17 แสดงค่าพารามิเตอร์ในการคำนวณหาค่าจุดศูนย์กลางเฟส จากสมการ (3.30)ใช้สำหรับคำนวณหาค่าฟังก์ชัน *S*เพื่อใช้สำหรับคำนวณหาจุดกึ่งกลางเฟสของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยสามารถแสดงวิธีคำนวณได้ดังนี้



รูปที่4.17ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยมาตรฐานสำหรับคำนวณจุดศูนย์กลางเฟส

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

$$
\begin{aligned}
S &= \frac{\Delta}{\lambda} \\
&= \frac{a^2}{2\lambda R} \qquad (3.30) \\
&= \frac{(1.875\lambda)^2}{2\lambda(4.417\lambda)} \\
S &= 0.397
\end{aligned}
$$

นำค่า S ที่ได้ไปเทียบในตารางที่ 3.1 เพื่อนำค่าที่ได้จากตารางไปทำการคำนวณจุดศูนย์กลางเฟสจากค่า s เท่ากับ 0.397 จะได้ค่า L_{ph}/R_h ของระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 0.471 และ L_{ph}/R_e ของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 0.807ดังนั้นจะได้ค่าจุดศูนย์กลางเฟสดังนี้

จุดศูนย์กลางเฟสในระนาบสนามไฟฟ้า $= 0.807R$

$= 0.807 \times 4.417\lambda$

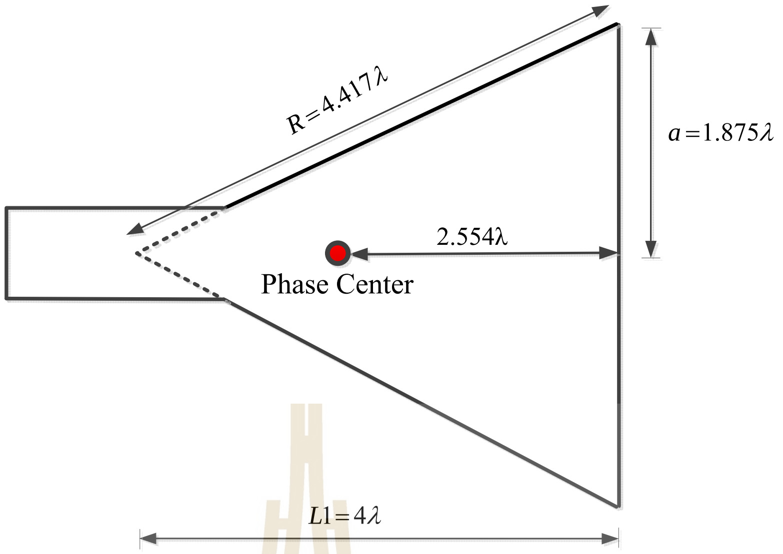
$= 3.356\lambda$ หรือ 10.693 เซนติเมตร

จุดศูนย์กลางเฟสในระนาบสนามแม่เหล็ก $= 0.446R$

$= 0.446 \times 4.417\lambda$

$= 1.753\lambda$ หรือ 5.263 เซนติเมตร

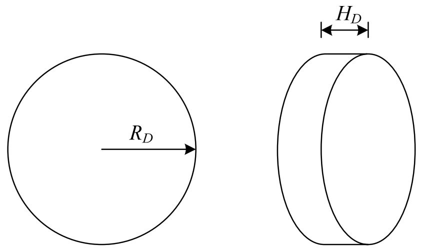
จากการคำนวณจะได้ระยะค่าจุดศูนย์กลางเฟสที่ระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 3.356λ หรือ 10.693 เซนติเมตร และจุดศูนย์กลางเฟสที่ระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 1.753λ หรือ 5.263 เซนติเมตร จากทฤษฎีในการคำนวณหาค่าจุดศูนย์กลางเฟสเนื่องจากระยะจุดศูนย์กลางเฟสในระนาบสนามไฟฟ้ากับระนาบสนามแม่เหล็กมีระยะที่แตกต่างกันจึงต้องนำระยะที่คำนวณได้จากทั้งสองระนาบมาทำการหาค่าระยะเฉลี่ย โดยจุดศูนย์กลางเฟสที่ได้เท่ากับ 2.554λ หรือ7.625 เซนติเมตรดังแสดงในรูปที่ 4.18 ในการพิจารณาตำแหน่งเฉลี่ยในการวางโหลดไดอิเล็กตริก



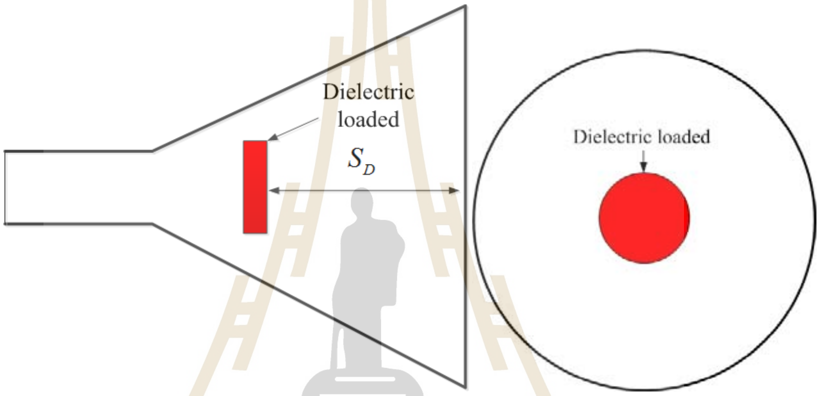
รูปที่4.18 ตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟสสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน

4.3.2 การออกแบบและวิเคราะห์รูปแบบโครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริก

จากหัวข้อที่ผ่านมาได้ทำการคำนวณหาจุดศูนย์กลางเฟสเพื่อใช้ในการพิจารณากำหนดจุดในการวางโหลดไดอิเล็กตริก โดยขั้นตอนในการพิจารณาโครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริกนั้นในการออกแบบรูปแบบโครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริกนั้นจากการศึกษางานวิจัยที่ผ่านมาพบว่าในการพิจารณาตำแหน่งในการวางโหลดไดอิเล็กตริกนั้นได้ทำการจัดวางไว้ ณ ตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟส ดังนั้นในการพิจารณาตำแหน่งในการวางโหลดไดอิเล็กตริกในงานวิจัยนี้จึงทำการกำหนดตำแหน่งในการวางโหลดไดอิเล็กตริกไว้ ณ จุดศูนย์กลางเฟสแล้วจึงทำการจำลองการออกแบบและวิเคราะห์รูปแบบของโหลดไดอิเล็กตริกที่เหมาะสมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานเพื่อปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานให้สมมาตรและลดระดับพูข้างในขั้นตอนแรกได้ทำการเลือกวัสดุเพื่อใช้ในการออกแบบโหลดไดอิเล็กตริกโดยคำนึงถึงองค์ประกอบพื้นฐานคือหาได้ง่ายตามท้องตลาดราคาถูกและน้ำหนักเบา โดยในการพิจารณาการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยเลือกชนิดของไดอิเล็กตริกคือ ซุปเปอร์ลีน(Superlene)หรือพอลิเอไมด์(Polyamide)ซึ่งมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity) เท่ากับ 3.5และกำหนดโครงสร้างในการออกแบบเป็นรูปทรงกระบอกซึ่งมีรูปทรงที่สัมพันธ์กับโครงสร้างของสายอากาศปากแตรรูปกรวยดังแสดงในรูปที่ 4.19และลักษณะการวางตำแหน่งของโหลดไดอิเล็กตริกดังแสดงในรูปที่ 4.20โดยทำการกำหนดตำแหน่งในการวางโหลดไดอิเล็กตริกไว้ ณ ตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟส



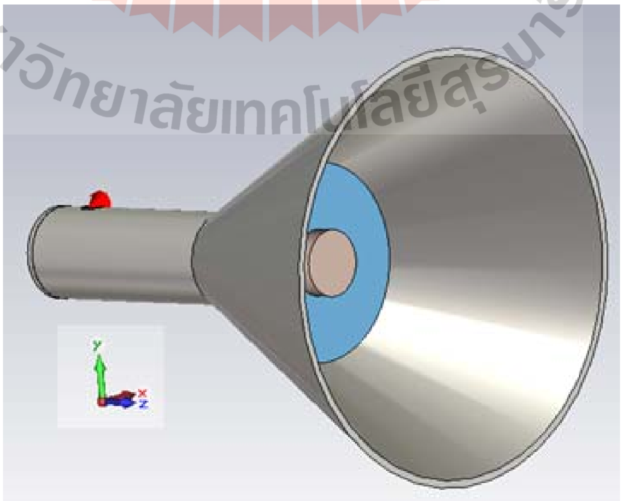
รูปที่4.19โครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริก



(ก) ภาพด้านข้าง (ข) ภาพด้านหน้า

รูปที่ 4.20การวางตำแหน่งโหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

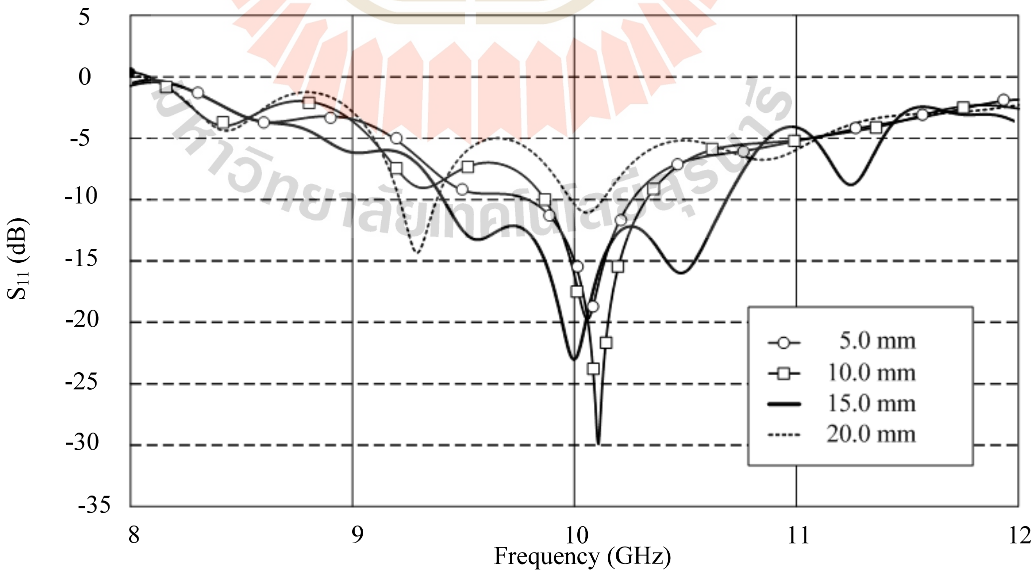


รูปที่ 4.21โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกที่ทำการจำลอง การออกแบบด้วยโปรแกรม CST

ในการออกแบบโหลดไดอิเล็กตริกได้ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปCST โดยในรูปที่ 4.21แสดงรูปแบบโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST เพื่อทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของโหลดไดอิเล็กตริกโดยทำพิจารณาจากการหาค่ารัศมีโหลดไดอิเล็กตริก(R_D)ความหนาของโหลดไดอิเล็กตริกที่เหมาะสม(H_D)และระยะตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริก(S_D)ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรและระดับพูข้างต่ำ

4.3.2.1 การพิจารณาขนาดรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริก

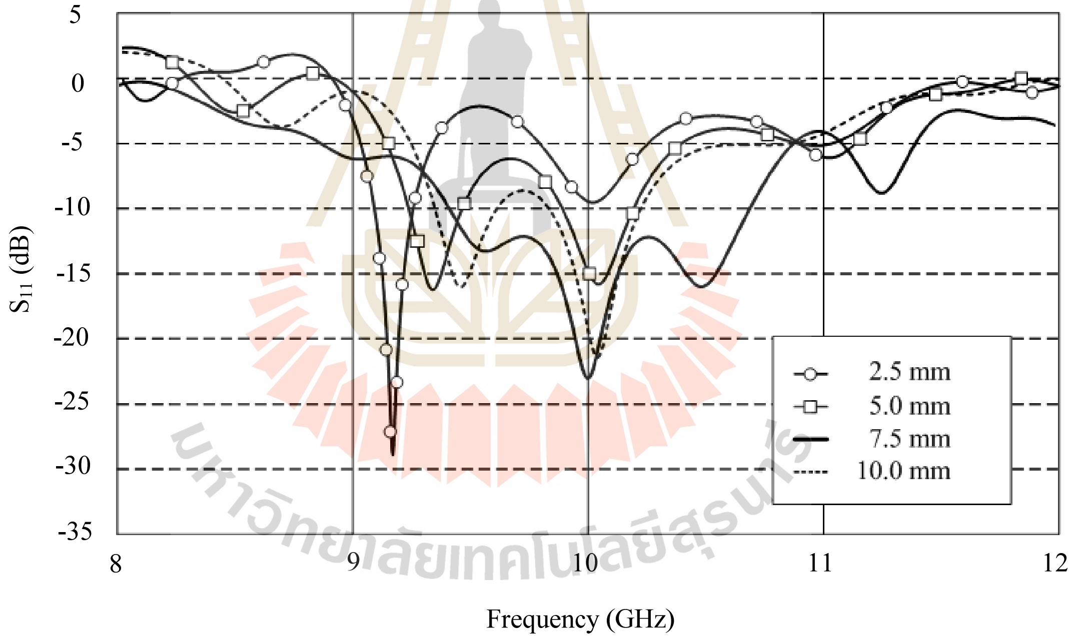
ในการพิจารณาขนาดรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริก(R_D)ได้ทำการกำหนดพารามิเตอร์คือความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก(H_D) เท่ากับ $\lambda/4$ และระยะตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริกอยู่ ณ ตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟส (H_D)เท่ากับ 2.554λ จากนั้นทำการพิจารณารัศมีของโหลดไดอิเล็กตริกจำนวน 4 ค่าได้แก่5มิลลิเมตร 10มิลลิเมตร 15มิลลิเมตรและ 20 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CSTเมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(S_{11})ดังแสดงในรูปที่4.22พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจากการพิจารณาขนาดรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริกที่ใส่เข้าไปภายในสายอากาศปากแตรที่มีขนาดรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริกเท่ากับ 15 มิลลิเมตรหรือ $\lambda/2$ ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11})ตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางของสายอากาศปากแตรที่ออกแบบคือ 10 GHz



รูปที่ 4.22ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดไดอิเล็กตริกที่รัศมี (R_D)ขนาดต่างๆ

4.3.2.2 การพิจารณาขนาดความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก

ในการพิจารณาขนาดความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก (H_D)โดยทำการกำหนดพารามิเตอร์คือรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริก(R_D)จากการพิจาณาในหัวข้อก่อนหน้ามีค่าเท่ากับ $\lambda/2$ และระยะตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริกอยู่ ณ ตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟส(S_D)เท่ากับ 2.554λ จากนั้นทำการพิจารณาขนาดความหนาของโหลดไดอิเล็กตริกจำนวน 4 ค่าคือ 2.5 มิลลิเมตร5 มิลลิเมตร7.5 มิลลิเมตรและ 10มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(S_{11})ดังแสดงในรูปที่4.23พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับจากการพิจารณาขนาดรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริกที่ใส่เข้าไปภายในสายอากาศปากแตรที่มีขนาดความหนาของโหลดไดอิเล็กตริกเท่ากับ 7.5มิลลิเมตรหรือ $\lambda/4$ ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(S_{11})ตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางของสายอากาศปากแตรที่ออกแบบคือ 10 GHz

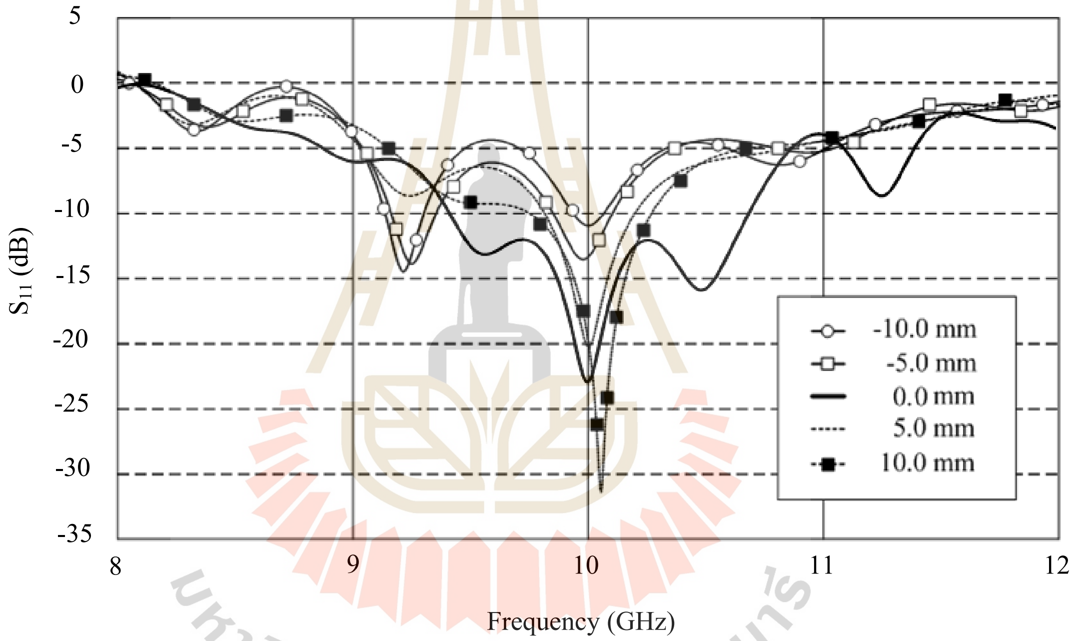


รูปที่ 4.23 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดไดอิเล็กตริกที่ขนาดความหนา (H_D)ต่างๆ

4.3.2.3 การพิจารณาตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริก

จากขั้นตอนในการออกแบบและวิเคราะห์ตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริกโดยทำการกำหนดตำแหน่งเริ่มต้นในการวาง ณ จุดศูนย์กลางเฟสของสายอากาศ ในขั้นตอนนี้จะทำการพิจารณาตำแหน่งของโหลดไดอิเล็กตริกที่ตำแหน่งระยะการวางโหลดไดอิเล็กตริก

(S_D)โดยทำกำหนดพารามิเตอร์คือรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริก (R_D) จากการพิจาณาในหัวข้อก่อนหน้ามีค่าเท่ากับ $\lambda/2$ และความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก (H_D) เท่ากับ $\lambda/4$ จากนั้นทำการพิจารณาระยะตำแหน่งของโหลดไดอิเล็กตริกโดยทำการพิจารณาตำแหน่งการวางโดยเลื่อนออกจากตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟสจำนวน 4 ค่าคือ -10 มิลลิเมตร -5 มิลลิเมตร 0 มิลลิเมตร 5 มิลลิเมตรและ 10 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ดังแสดงในรูปที่4.24พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ณ ที่ตำแหน่งของโหลดไดอิเล็กตริกอยู่ที่จุดศูนย์กลางเฟสทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางของสายอากาศปากแตรที่ออกแบบคือ 10 GHz

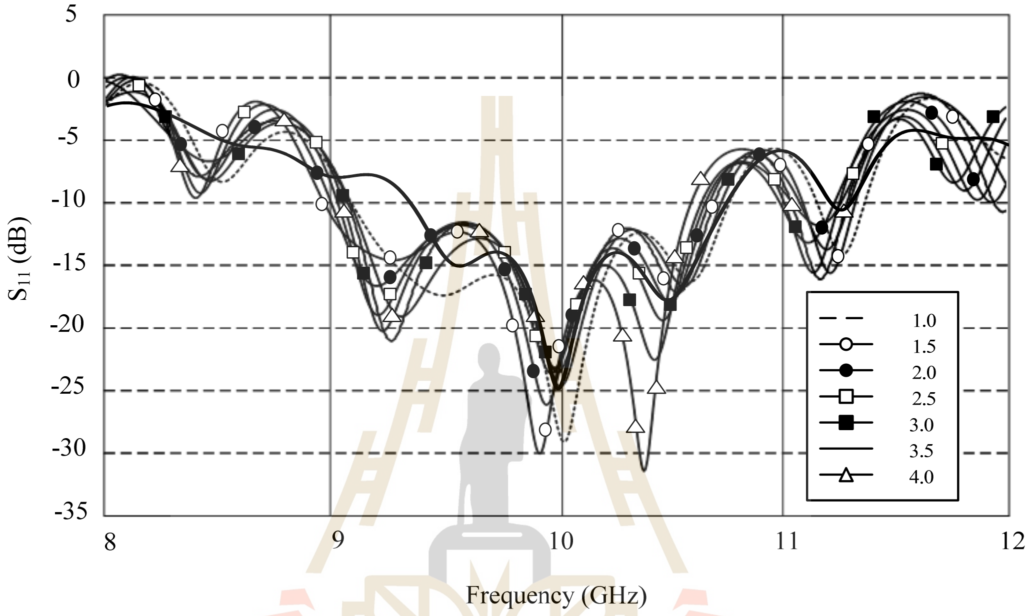


รูปที่ 4.24 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดไดอิเล็กตริกที่ตำแหน่งระยะการวางโหลดไดอิเล็กตริก(S_D)ห่างจากจุดศูนย์กลางเฟส

4.3.2.4 การพิจารณาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของไดอิเล็กตริก

ในขั้นตอนนี้จะทำการพิจารณาค่าสภาพะยอมทางไฟฟ้าหรือชนิดของไดอิเล็กตริกโดยทำการกำหนดพารามิเตอร์สำหรับการพิจารณาคือรัศมีของโหลดไดอิเล็กตริก (R_D)ค่าเท่ากับ $\lambda/2$ ความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก (H_D) เท่ากับ $\lambda/4$ และตำแหน่งระยะการวางโหลดไดอิเล็กตริก (S_D) ที่ตำแหน่งจุดศูนย์กลางเฟสที่ได้จากการพิจาณาในหัวข้อก่อนหน้านี้ ในการพิจารณาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าหรือชนิดของไดอิเล็กตริก โดยทำการพิจารณาค่าสภาพยอมทาง

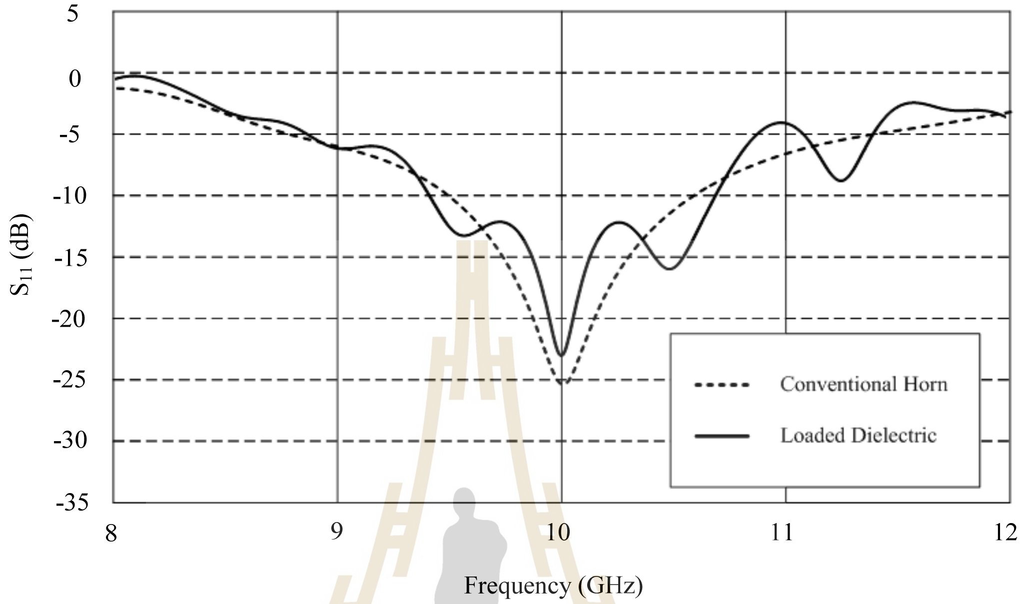
ไฟฟ้าคือ 1.0 1.5 2.0 2.5 3.0 3.5 และ 4.0ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(S_{11}) ดังแสดงในรูปที่4.25พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในกรณีที่ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 3.5 นั้น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางของสายอากาศปากแตรที่ออกแบบคือ 10 GHz



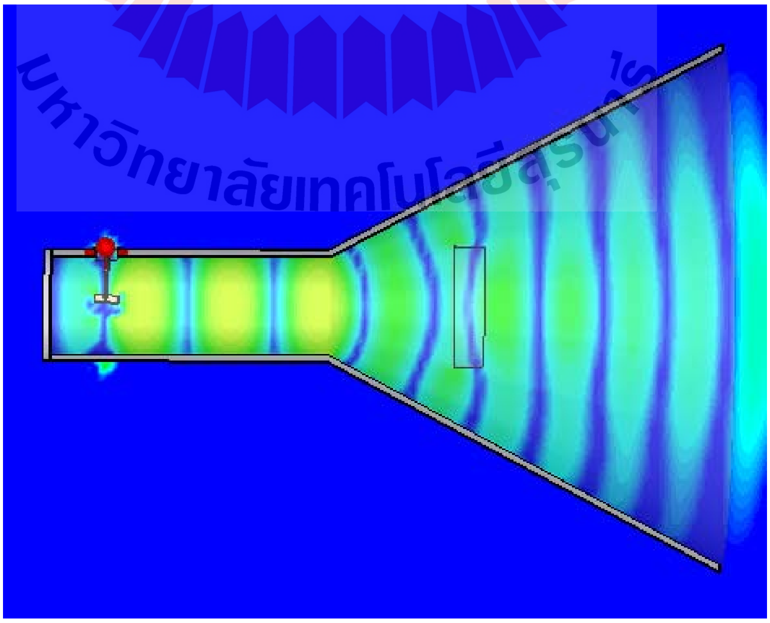
รูปที่ 4.25 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า

จากการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ของเทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวย จากรูปที่4.26แสดงการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีที่ใส่โหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศพบว่าเมื่อทำการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยทำการเลือกค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เหมาะสมแล้วพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ (10 GHz)ของสายอากาศทั้งสองแบบใกล้เคียงกัน และเมื่อทำการพิจารณาในส่วนของความกว้างแถบความถี่ที่ $S_{11} \leq -10$ dB สายอากาศพบว่ามีขนาดความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ทำการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในจะมีขนาดที่แคบลง เนื่องจากการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศปากแตรซึ่งถูกออกแบบไว้ที่ความถี่กลางที่ 10 GHz จึงทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ได้ดีที่ความถี่กลางแต่ยังมีการสะท้อนกลับของพลังงานในสายอากาศปากแตร นอกจากนี้พบว่าในส่วน

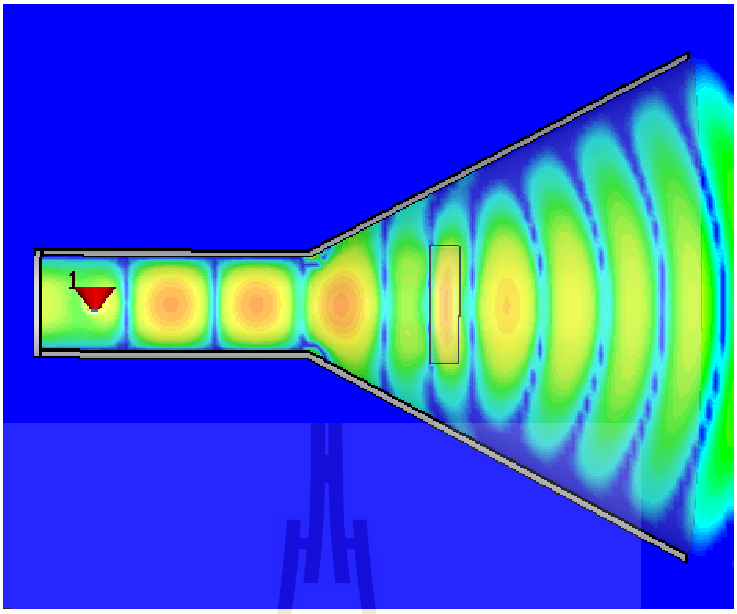
ของความถี่ที่ใกล้เคียงความถี่กลางทั้งด้านความถี่ที่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่กลางจะมีการสะท้อนกลับพลังงานค่อนข้างมากเนื่องจากโครงสร้างของโหลดไดอิเล็กตริกนั้นเรโซแนนซ์ได้ดี ณ ที่ความถี่กลางเท่านั้น



รูปที่4.26 ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศปากแตร
รูปกรวยขนาดมาตรฐานกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน
กรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

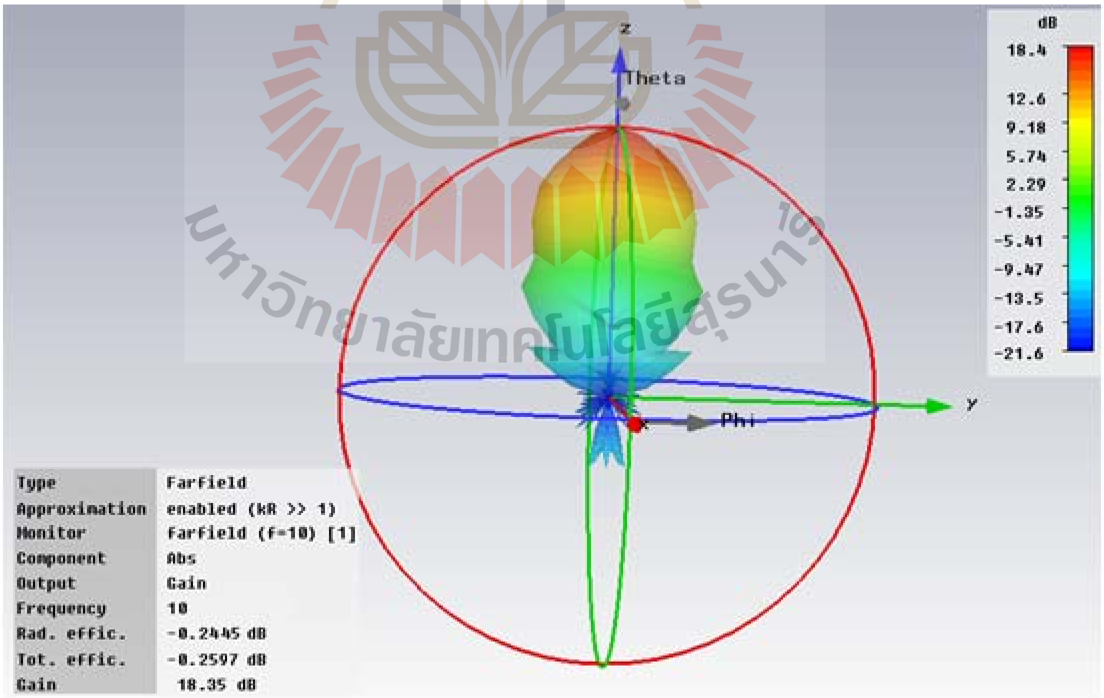


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

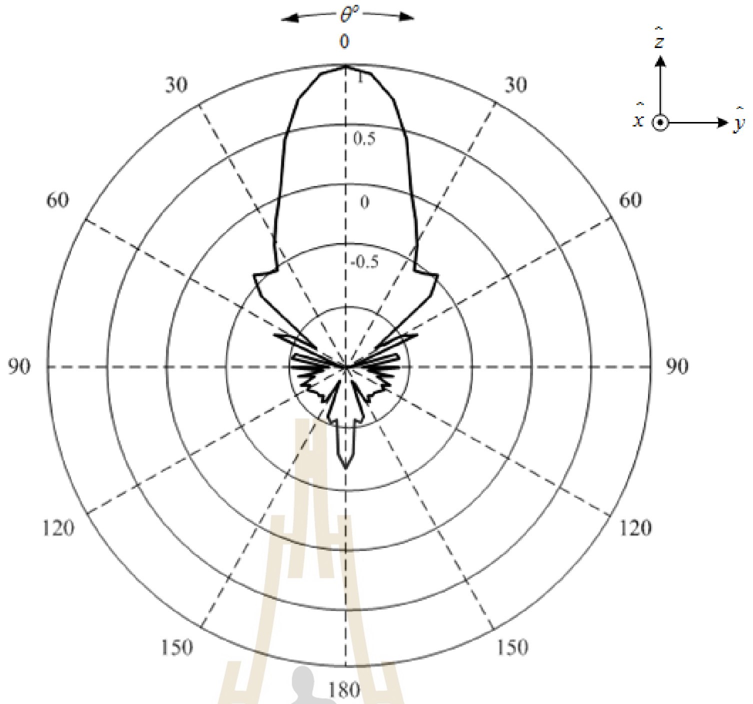


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

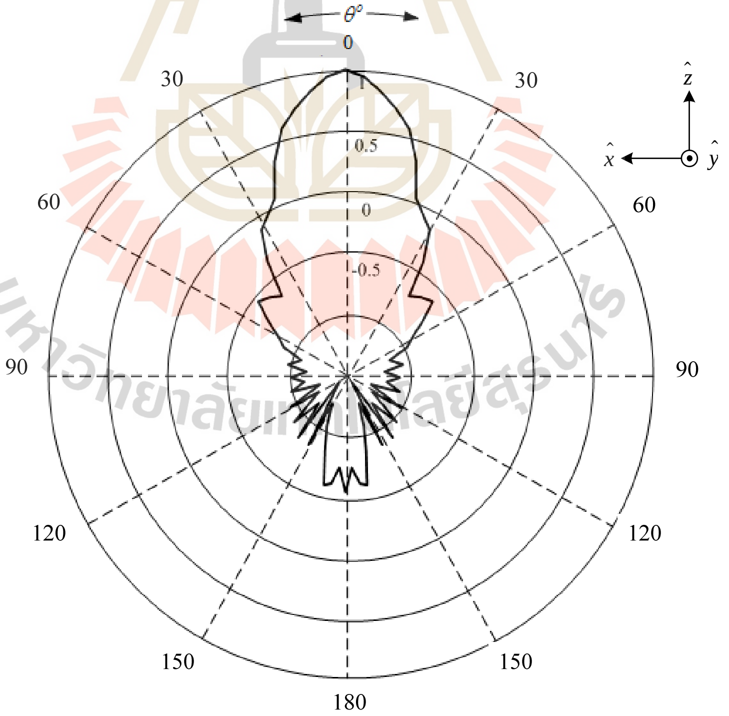
รูปที่ 4.27ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย ขนาดมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรม CST



รูปที่4.28ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานด้วยโปรแกรม CST ในรูปแบบ 3 มิติของ สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

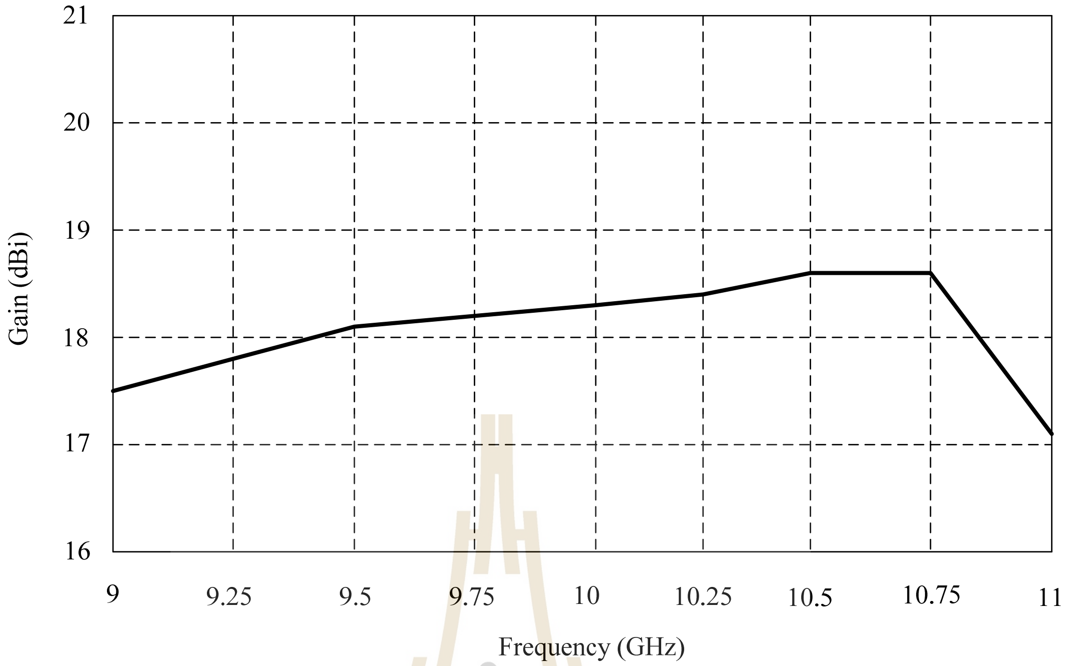


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.29ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

ในรูปที่ 4.27 ได้แสดงเฟสการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกพบว่าเมื่อเฟสเดินจากท่อนำคลื่นมายังโหลดไดอิเล็กตริกเฟสส่วนหนึ่งที่เดินทางมายังโหลดไดอิเล็กตริกจะมีความเร็วเฟสที่ลดลงก่อนเดินทางออกไปยังปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศและเฟสในส่วนที่ไม่ได้เดินทางมายังโหลดไดอิเล็กตริกก็จะเดินทางด้วยความเร็วปกติไปยังปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศจึงทำให้เมื่อเฟสการแผ่กระจายพลังงานทั้งหมดเมื่อเดินทางอออกไปยังปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศจะเป็นคลื่นแนวระนาบ(planar wave) ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานแล้วเฟสของคลื่นที่เดินทางไปยังปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศจะเป็นคลื่นทรงกลม (spherical wave)และในรูปที่ 4.28แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ3 มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยมาตรฐานกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม CST พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรที่ได้มีลักษณะที่สมมาตรและมีค่าอัตราขยายของสายอากาศเท่ากับ 18.4 dBiเมื่อพิจารณาในส่วนของค่าประสิทธิภาพของสายอากาศพบว่าสายอากาศมีประสิทธิภาพเท่ากับ 94.2% ในส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานที่ทำให้เป็นนอร์แมลไลซ์แล้วที่ความถี่ปฏิบัติการ 10 GHz พบว่าในระนาบสนามไฟฟ้า (E-Plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-Plane) มีขนาดความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่ได้จากทั้ง2ระนาบมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่เกิดขึ้นสมมาตรกันดังแสดงในรูปที่ 4.29อีกทั้งแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้มีขนาดของพูข้างในระนาบสนามไฟฟ้ากับระนาบสนามแม่เหล็กลดลงจากเดิมดังแสดงในตารางที่ 4.3 โดยมีอัตราขยายของสายอากาศปากแตรกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกจากการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปCSTในช่วงความถี่ตั้งแต่9 GHz – 11 GHzดังแสดงในรูปที่ 4.30

จากตารางที่ 4.3 แสดงผลสรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ได้จากการออกแบบและวิเคราะห์ผลโดยทำการเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยเมื่อทำการใส่โหลดไดอิเล็กตริกพบว่าเมื่อทำการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวยทำให้อัตราขยายเพิ่มขึ้นเท่ากับ 18.4 dBi โดยเพิ่มขึ้นจากเดิม 0.7 dBi นอกจากนี้ยังให้ขนาดของความกว้างลำคลื่นกำลังมีขนาดที่สมมาตรขึ้น โดยขนาดความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 17.6° และระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 17.9°และในส่วนของระดับพูข้างของสายอากาศพบว่ามีขนาดลดลงจากเดิม และมีระดับของพูข้างทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กใกล้เคียงกันโดยมีค่าอยู่ที่ -24.5 dB และ-25.9 dBตามลำดับ



รูปที่ 4.30 ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz -11 GHz

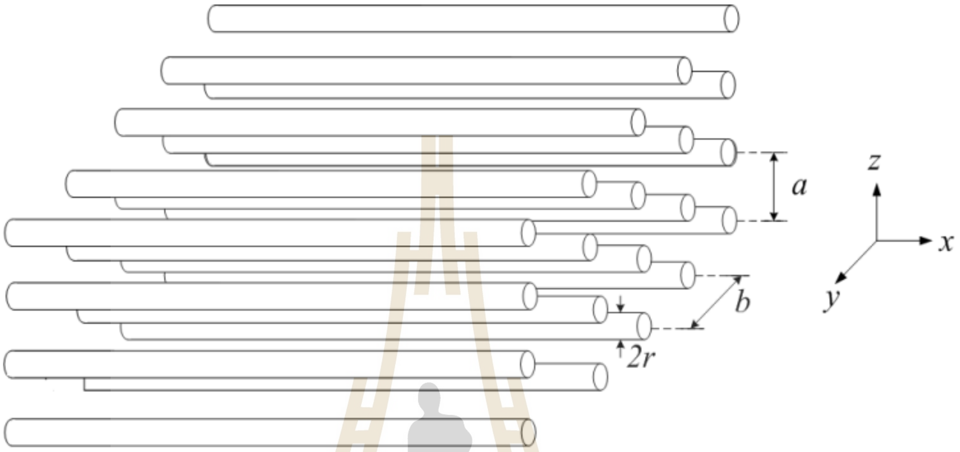
ตารางที่ 4.3การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ระหว่างสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานกับสายอากาศปากแตรกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

ชนิด	อัตราขยาย [dBi]	ระดับพูข้าง [dB]	
		ระนาบสนามไฟฟ้า	ระนาบสนามแม่เหล็ก
สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน	17.7	-29.4	-22.7
สายอากาศปากแตรรูปกรวยเมื่อทำการใส่โหลดไดอิเล็กตริก	18.4	-24.5	-25.9

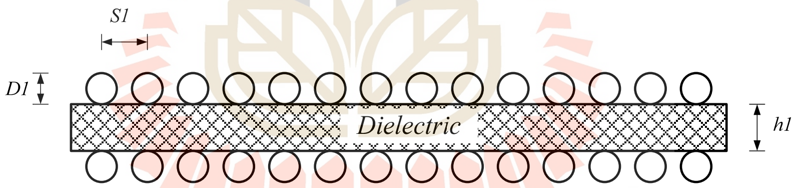
4.4 การออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

จากการศึกษาทฤษฎีและหลักการออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดดังที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 3แล้วในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดเพื่อให้มีรูปแบบโครงสร้างที่เหมาะสมและช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแรรูปกรวยซึ่งวัตถุประสงค์ในการออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นเน้น

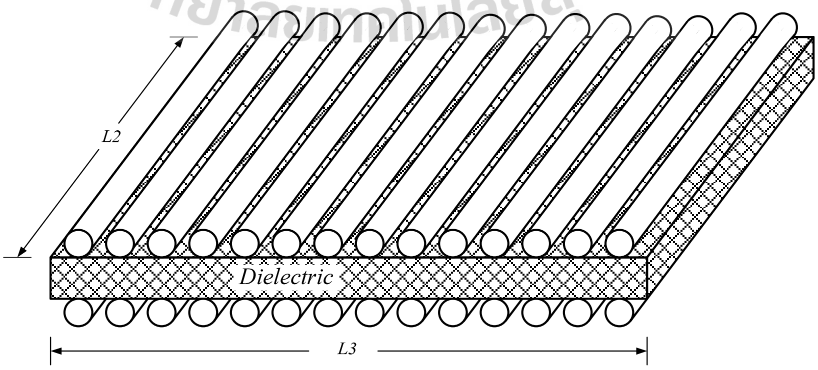
ให้รูปแบบโครงสร้างที่ได้มีขนาดกะทัดรัดและเป้าหมายในออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดให้วางอยู่ในแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรหรือวางห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรให้มีระยะน้อยที่สุด เพื่อให้ได้โครงสร้างของสายอากาศปากแตรที่พัฒนาขึ้นมีรูปทรงใกล้เคียงกับสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน



รูปที่4.31โครงสร้างพื้นฐานตัวกลางแบบเส้นลวด



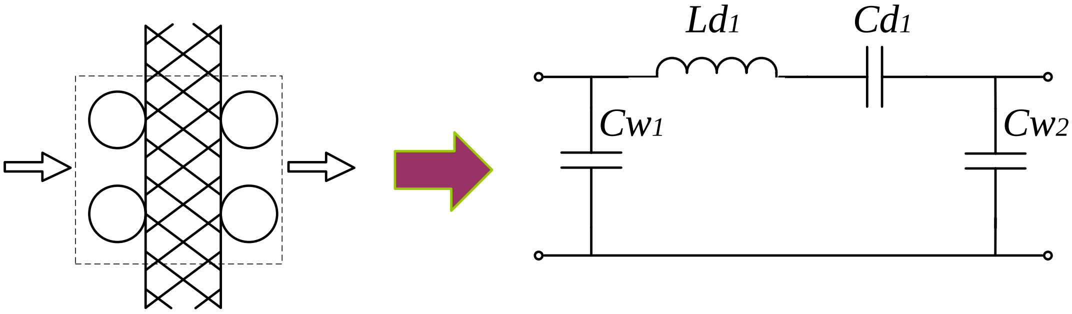
(ก)ด้านข้าง



(ข)โครงสร้างทั้งหมด

รูปที่4.32โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ทำการออกแบบ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่4.33วงจรเรโซแนนซ์ที่เกิดจากโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด

จากโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดจะประกอบด้วยการวางเรียงเส้นลวดขนาดเล็กวางในแนวระนาบขนานกันแล้ววางซ้อนกันเป็นชั้นๆที่ระยะห่างระหว่างชั้นเท่าๆกันดังแสดงในรูปที่ 4.31 ในการออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดโดยทำการออกแบบที่ความถี่รีโซแนนซ์ที่ความถี่กลาง (center frequency) f_0= 10 GHz จากทฤษฎีได้กล่าวถึงขนาดของเส้นลวดที่เลือกใช้ในนำการออกแบบตัวกลางต้องมีขนาดรัศมีของเส้นลวดน้อยกว่าความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้ในการออกแบบมากๆ ($r << \lambda$)อีกทั้งระยะห่างระหว่างการวางเรียงกันของเส้นลวด (b)และระยะห่างระหว่างชั้น(a)จะต้องมีขนาดน้อยกว่าความยาวคลื่นของความถี่ที่ใช้ในการออกแบบมากๆเช่นกัน ดังนั้นในการเลือกขนาดของเส้นลวดได้ทำการเลือกขนาดรัศมีของเส้นลวด (r)เท่ากับ 0.75 มิลลิเมตรในการออกแบบตัวกลางแบบเส้นลวดระยะห่างระหว่างเส้นลวดที่วางเรียงขนานกัน (b)เท่ากับ 3.5 มิลลิเมตรระยะห่างระหว่างชั้น (a)เท่ากับ 3.5 มิลลิเมตร และจำนวนชั้นของเส้นลวด(n) เท่ากับ 2 ชั้น โดยช่องว่างคั่นระหว่างชั้นของเส้นลวดได้ออกแบบโดยเลือกใช้ชนิดไดอิเล็กตริกคือโพลิเอไมด์ซึ่งมีค่า $\varepsilon_r = 3.5$ เป็นค่าเริ่มต้นในการพิจารณาออกแบบ ดังแสดงในรูปที่4.32 จากโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสามารถแสดงวงจรสมมูลย์ของโครงสร้างที่ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ผ่านโครงสร้างดังแสดงในรูปที่4.33เนื่องจากโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นมีคุณสมบัติของอภิวัสดุคือมีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเข้าใกล้ศูนย์ ดังนั้นในขั้นตอนการออกแบบจึงต้องมีการพิจารณาโครงสร้างโดยทำการคำนวณเพื่อหาค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด(ε_{WM})เพื่อพิสูจน์ว่าโครงสร้างที่ทำการออกแบบนั้นมีคุณสมบัติอภิวัสดุหรือค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเข้าใกล้ศูนย์โดยใช้สมการ(3.32)

$$\varepsilon_{WM} = \varepsilon_0 \varepsilon_{rh} \left(1 - \frac{k_p^2}{\varepsilon_{rh} k_0^2 - k_y^2} \right) \tag{3.32}$$

จากสมการ(3.35)

$$k_p^2 = \frac{2\pi}{a^2\left(\ln\left(a/2\pi r\right)+0.5275\right)}$$

$$k_p^2 = \frac{2\pi}{\left(3.5mm\right)^2\left[\ln\left(3.5/2\pi\times 0.75\right)+0.5275\right]}$$

$$= 33.194$$

หาค่า k_0^2

$$k_0^2 = \left(\frac{k}{\sqrt{\varepsilon_h}}\right)^2$$

$$= \left(\frac{\omega}{c.\varepsilon_h}\right)^2$$

$$= \left(\frac{2\pi\times 10\times 10^9}{3\times 10^8\times 3.5}\right)^2$$

$$k_0^2 = 3.580\times 10^3$$

ดังนั้น

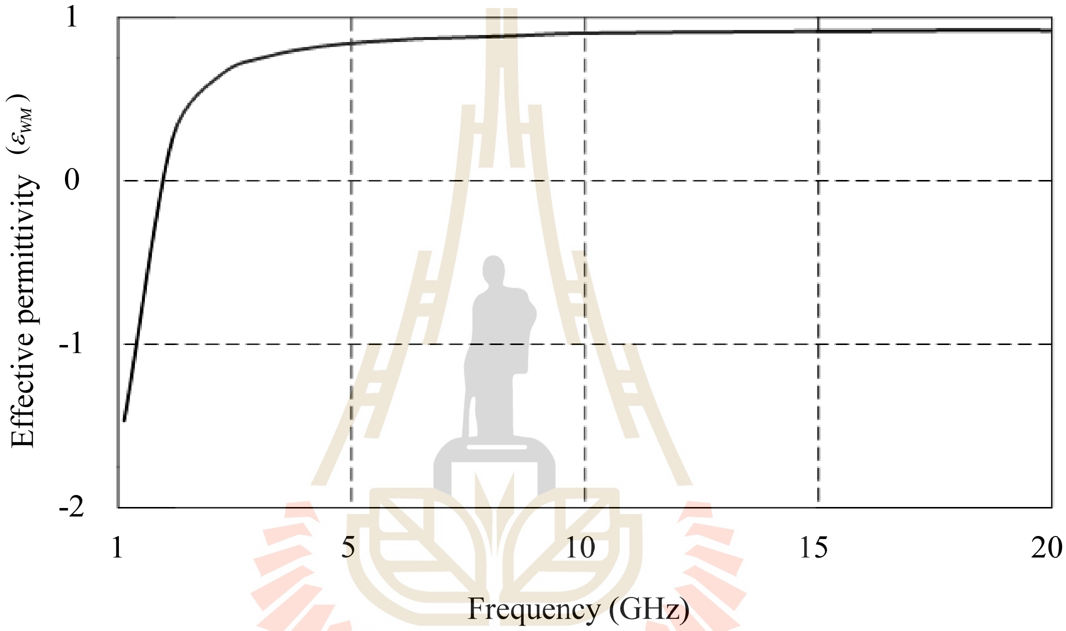
$$\varepsilon_{WM} = \varepsilon_0\varepsilon_{rh}\left(1-\frac{k_p^2}{\varepsilon_{rh}k_0^2-k_y^2}\right)$$

$$= 3.5\times\left(1-\frac{33.194}{3.5\times\left(3.580\right)^2}\right)$$

$$\varepsilon_{WM} = 0.79$$

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

จากการคำนวณพบว่าที่ความถี่10 GHz ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดมีค่าเท่ากับ 0.79 (ε_{WM} = 0.79)และในรูปที่ 4.34แสดงกราฟความสัมพันธ์ค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ได้จากการคำนวณในสมการที่ (3.32) ที่ช่วงความถี่ตั้งแต่ 1 GHz – 20 GHzจากกราฟพบว่าจากโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอมีคุณสมบัติทำให้เกิดค่าสภาพยอมทางไฟฟ้าเข้าใกล้ศูนย์และที่ความถี่ต่ำกว่า 1.5 GHzทำให้เกิดค่าสภาพยอมทางไฟฟ้ามีค่าติดลบซึ่งก็เป็นอีกหนึ่งคุณสมบัติของอภิวัสดุ



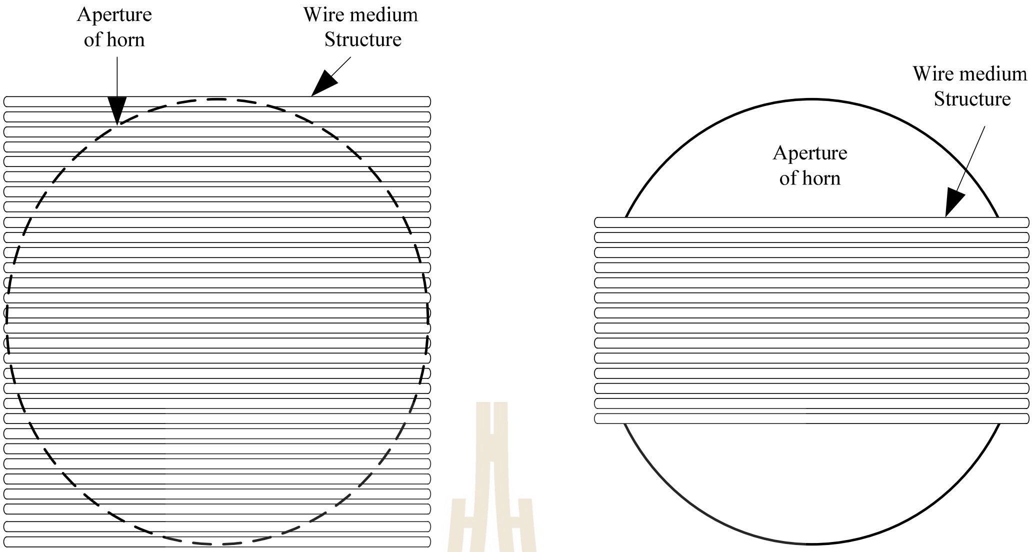
รูปที่ 4.34กราฟแสดงค่าสภาพะยอมทางไฟฟ้าของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ความถี่ต่าง ๆ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

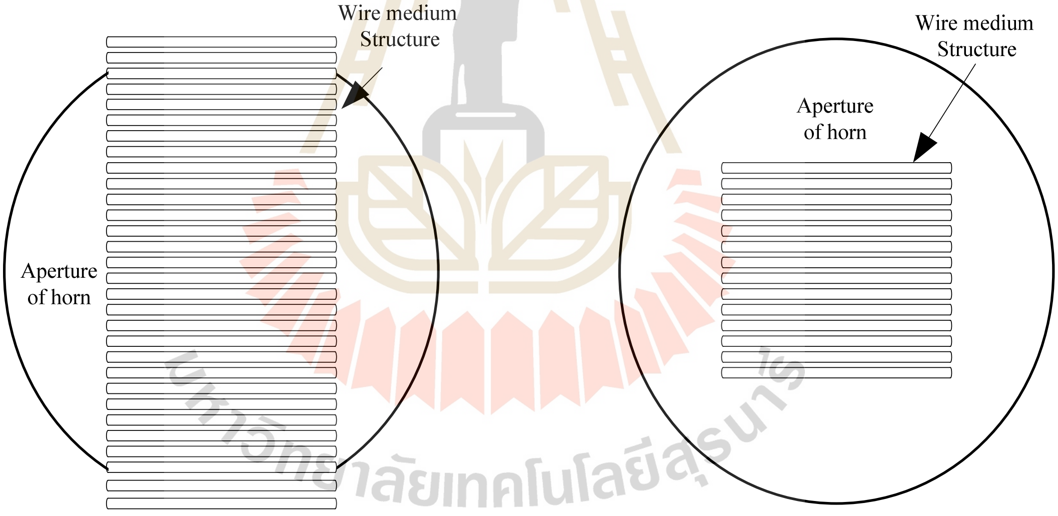
4.5 การพิจารณาโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดและตำแหน่งการวางที่เหมาะสมเพื่อการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยในการออกแบบเริ่มจากการพิจารณารูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เหมาะสมโดยทำการกำหนดรูปแบบโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดอยู่ 4 รูปแบบดังแสดงในรูปที่ 4.35และในรูป 4.36แสดงการจำลองรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดอยู่ 4 รูปแบบที่ต่อร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยด้วยโปรแกรม CST ซึ่งโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นได้กำหนดการรูปแบบจัดเรียงเส้นลวดของตัวกลางแบบเส้นลวดในทิศทางแนวนอนตัดขวางทิศทางสนามแม่ไฟฟ้าที่แผ่พลังงานเพียงเท่านั้น

เนื่องด้วยการจัดเรียงเส้นลวดในแนวตั้งซึ่งเป็นแนวเดียวกับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่พลังงานออกจากท่อนำคลื่นอีกทั้งระยะห่างระหว่างเส้นลวดมีระยะน้อยกว่าความยาวคลื่นมากๆ จะทำให้คลื่นไม่สามารถแผ่พลังงานผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดได้ โดยในการพิจารณารูปแบบการจัดเรียงและวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง4 รูปแบบ โดยในรูปแบบ A ทำการออกแบบให้มีโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดปิดครอบปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศ เพื่อพิจารณาว่าเมื่อคลื่นเดินทางมายังโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดจะเกิดผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ในรูปแบบ B ทำการออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดโดยยังคงรูปแบบของโครงสร้างแบบ A แต่ทำการลดจำนวนของเส้นลวดที่ทำการจัดเรียงลง เพื่อพิจารณาโครงสร้างดังกล่าวนั้นมีผลกระทบต่อการเรโซแนนซ์ความถี่ในระนาบสะนามไฟฟ้า ในส่วนของรูปแบบ C ทำพิจารณาโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดโดยทำการลดขนาดความกว้างของตัวกลางแบบเส้นลวดลงแต่ยังคงวางเรียงแนวเส้นลวดเต็มปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร เพื่อพิจารณาว่าเมื่อลดขนาดความกว้างของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดลงจะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศและในรูปแบบสุดท้ายคือ รูปแบบ D ทำการลดขนาดความกว้างและการจัดเรียงเส้นลวดโดยมีขนาดเล็กกว่าปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศโดยออกแบบให้วาง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศแล้วทำการพิจารณาผลกระทบของโครงสร้างที่เกิดขึ้นต่อความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งในการจัดวางรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4 รูปแบบเพื่อพิจารณาผลกระทบของโครงสร้างที่เกิดขึ้นต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดซึ่งประกอบด้วยขนาดรัศมีของเส้นลวด (r) เท่ากับ 0.75 มิลลิเมตร ระยะห่างระหว่างเส้นลวดที่วางเรียงขนานกัน (b) เท่ากับ3.5 มิลลิเมตรระยะห่างระหว่างชั้น (a) เท่ากับ3.5 มิลลิเมตร และจำนวนชั้นของเส้นลวด (n)= 2 โดยช่องว่างระหว่างชั้นของเส้นลวดได้ออกแบบโดยไดอิเล็กตริกชนิดซุปเปอร์ลีนซึ่งมีค่า $\varepsilon_r = 3.5$ และกำหนดตำแหน่งเริ่มในการพิจารณาการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดไว้ที่แนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวย



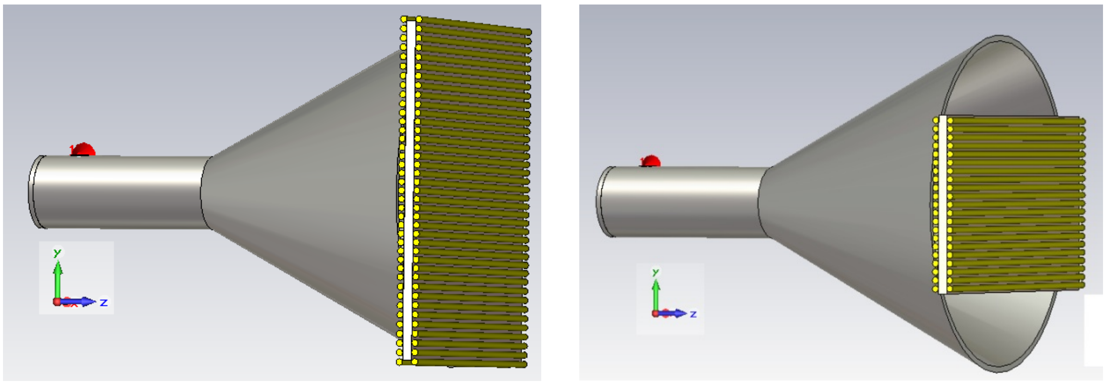
(ก) รูปแบบ A (ข) รูปแบบB



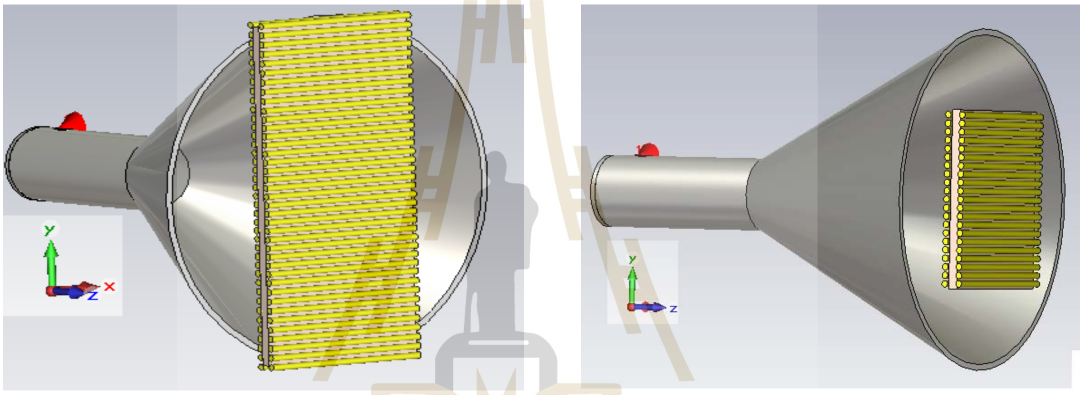
(ค)รูปแบบ C(ง)รูปแบบ D

รูปที่ 4.35รูปแบบการพิจารณาโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับ
สายอากาศปากแตรรูปกรวย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ก) รูปแบบ A (ข) รูปแบบB



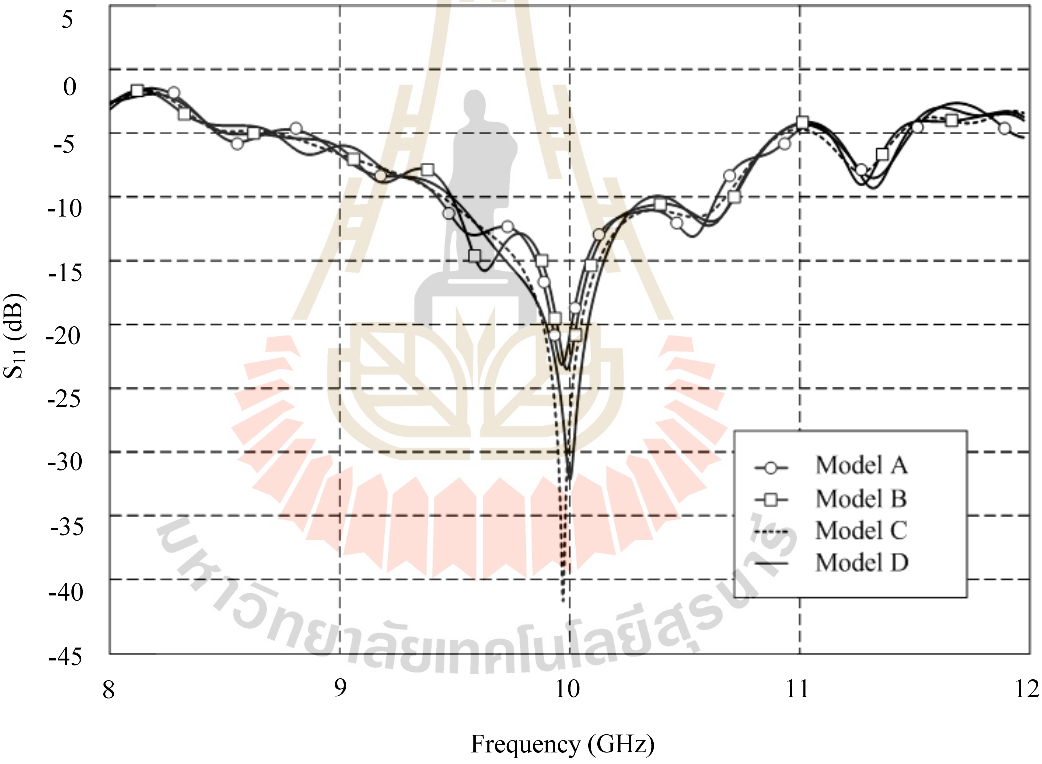
(ค)รูปแบบ C(ง)รูปแบบ D

รูปที่ 4.36รูปแบบการพิจารณาโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST

จากการพิจารณารูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ได้วิเคราะห์รูปแบบโครงสร้างในการวางในแนวระนาบอะเพอร์เจอร์สายอากาศทั้ง 4 รูปแบบ จากการจำลองวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CSTพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4 รูปแบบ ดังแสดงในรูปที่ 4.37นั้นเมื่อทำการพิจารณาความกว้างแถบความถี่ที่ $S_{11} \leq -10$ dB พบว่าทั้ง4 รูปแบบมีขนาดความกว้างแถบความถี่ที่ใกล้เคียงกัน จากรูปเห็นได้ว่าในรูปแบบ A และBที่ความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่า เรโซแนนซ์นั้นมีการสะท้อนกลับของคลื่นเกิดขึ้นซึ่งเป็นผลที่เกิดจากโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวด โดยทั้งสองรูปแบบมีขนาดความยาวของเส้นลวดที่จัดเรียงเท่ากับขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศ ส่วนในรูปแบบ C และ D พบว่าไม่เกิดการสะท้อนกลับในตัว

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โครงสร้างเนื่องจากขนาดความยาวของเส้นลวดที่จัดเรียงมีขนาดสั้นกว่าขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร โดยแสดงให้เห็นได้ว่าขนาดความยาวของเส้นลวดที่ทำการจัดเรียงเป็นโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นเมื่อมีความยาวที่เหมาะสมโดยที่มีขนาดน้อยกว่าเส้นผ่าศูนย์กลางของปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศจะทำเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นน้อย จากรูปที่ 4.37พบว่ารูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดในรูปแบบ D นั้นมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ณ ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศเท่ากับ10 GHz ส่วนในรูปแบบ A, B, และ C มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศและเมื่อพิจารณาโครงสร้างรูปแบบCจะเห็นได้ว่ามีการเรโซแนนซ์ที่ดีกว่ารูปแบบ Dแต่เรโซแนนซ์ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่กลาง (10 GHz) เล็กน้อย



รูปที่ 4.37การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย

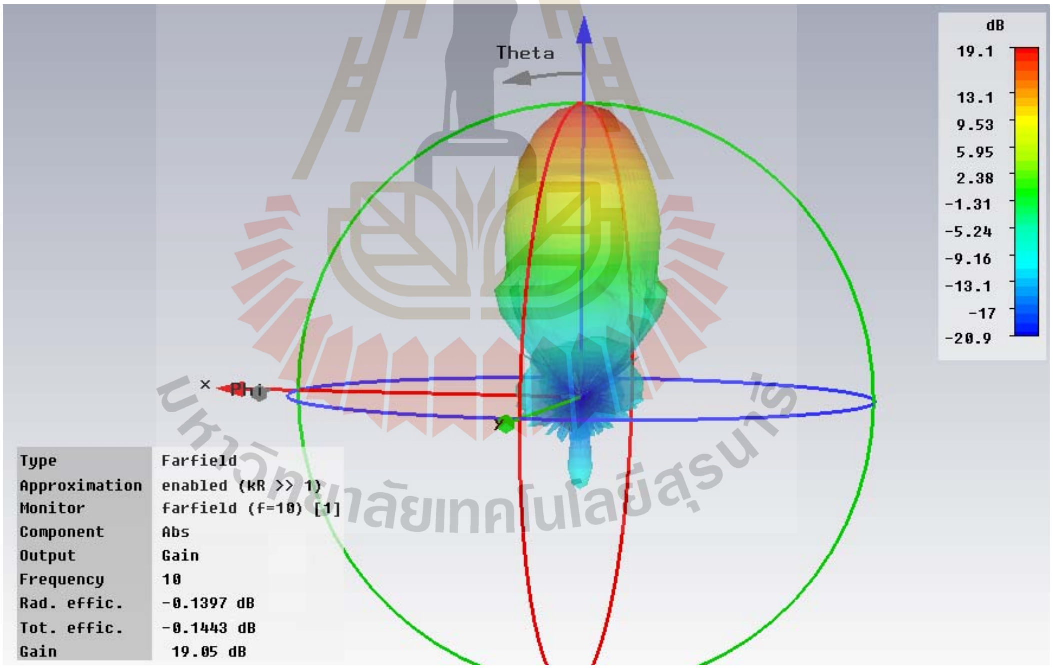
นอกจากนี้ได้ทำการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4 รูปแบบโดยในรูปที่ 4.38ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4 รูปแบบที่ต่อร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน โดยใน

รูป 4.38กแสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดในรูปแบบA พบว่าอัตราขยายที่ได้มีค่าเท่ากับ 19.1 dBiและประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ93.32% ในรูป 4.38ข แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดในรูปแบบB พบว่าอัตราขยายที่ได้มีค่าเท่ากับ 20.2dBiและประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ96.04% ในส่วนของรูปแบบ C ดังแสดงในรูปที่ 4.38คพบว่ามีอัตราขยายเท่ากับ 19.9 dBiและประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ96.45% และในรูปแบบสุดท้ายคือรูปแบบ D ดังแสดงในรูปที่ 4.38งพบว่าอัตราขยายที่ได้มีค่าเท่ากับ 20.8dBiและประสิทธิภาพของสายอากาศเท่ากับ96.64%พบว่ารูปแบบ D มีอัตราขยายและประสิทธิภาพสูงที่สุดเมื่อนำมาเทียบกับอีก 3รูปแบบ จึงกล่าวได้ว่ารูปแบบของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดในรูปแบบ Dเป็นรูปแบบที่เหมาะสมต่อการนำมาต่อทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานเพื่อช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศ

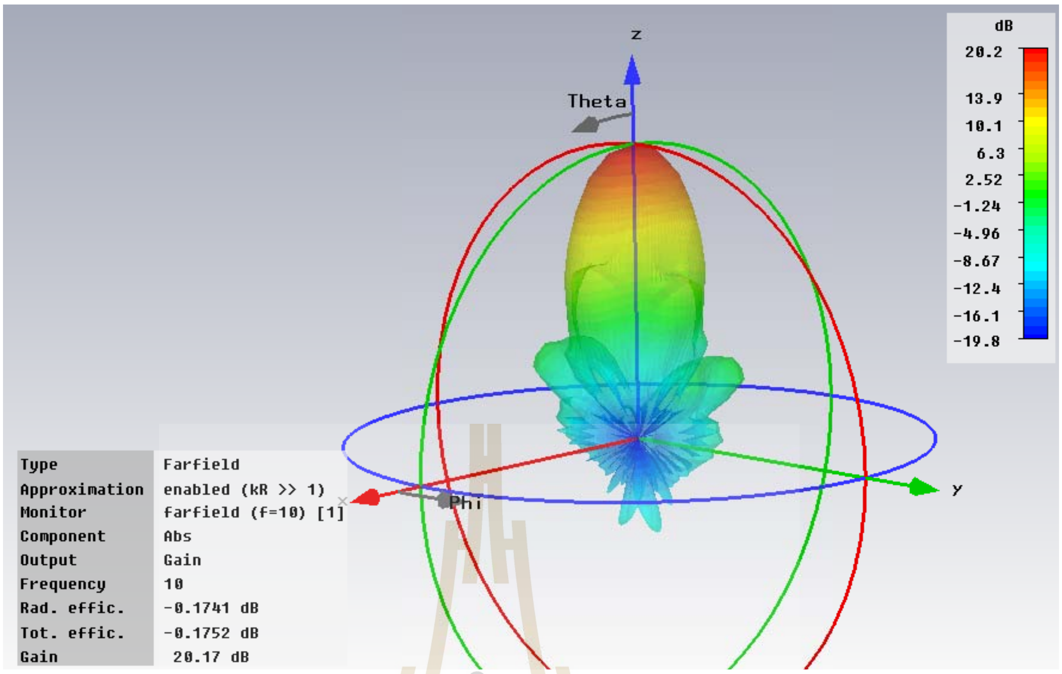
ในรูปที่ 4.38แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง4รูปแบบ เมื่อทำการพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานโดยการเปรียบเทียบรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง4รูปแบบ พบว่ารูปแบบ Dนั้นมีแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดีที่สุด อีกทั้งยังมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยายที่สูงกว่า นอกจากนั้นค่าระดับพูข้างที่เกิดขึ้นต่ำเมื่อทำการเปรียบเทียบระหว่างโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4 รูปแบบที่ได้ทำการนำเสนอดังแสดงในรูปที่ 4.39และจากรูปที่ 4.40แสดงเฟสในการแผ่พลังงานของรูปแบบโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4 รูปแบบ โดยในรูปแบบ A นั้นพบว่าเมื่อเฟสการแผ่พลังงานเดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดแล้ว จะเห็นได้ว่าเฟสที่เดินผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีรูปแบบระนาบโค้งคล้ายกับเฟสที่เดินทางก่อนถึงโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวด ในรูปแบบ B เมื่อเฟสเดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดแล้ว พบว่าในระนาบสนามไฟฟ้านั้นรูปแบบเฟสที่ได้เป็นแนวระนาบเส้นตรงแต่ในระนาบสนามแม่เหล็กนั้นเฟสที่เดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดแล้วเป็นแนวระนาบโค้ง ในส่วนของโครงสร้างในรูปแบบ C พบว่าเฟสเมื่อเดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดแล้วในระนาบสนามไฟฟ้านั้นเฟสที่ได้เป็นแนวระนาบโค้ง แต่ในระนาบสนามแม่เหล็กนั้นเฟสที่เดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดแล้วเป็นแนวระนาบเส้นตรง และในส่วนของรูปแบบ D พบว่าเมื่อเฟสการแผ่พลังงานเดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดแล้ว จะเห็นได้ว่าเฟสที่เดินผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีรูปแบบระนาบเส้นตรงซึ่งกล่าวได้ว่าเฟสเมื่อเดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดในรูปแบบ D นั้นทำให้มีประสิทธิภาพดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด 3 รูปแบบที่ทำการพิจารณาและในรูปที่

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

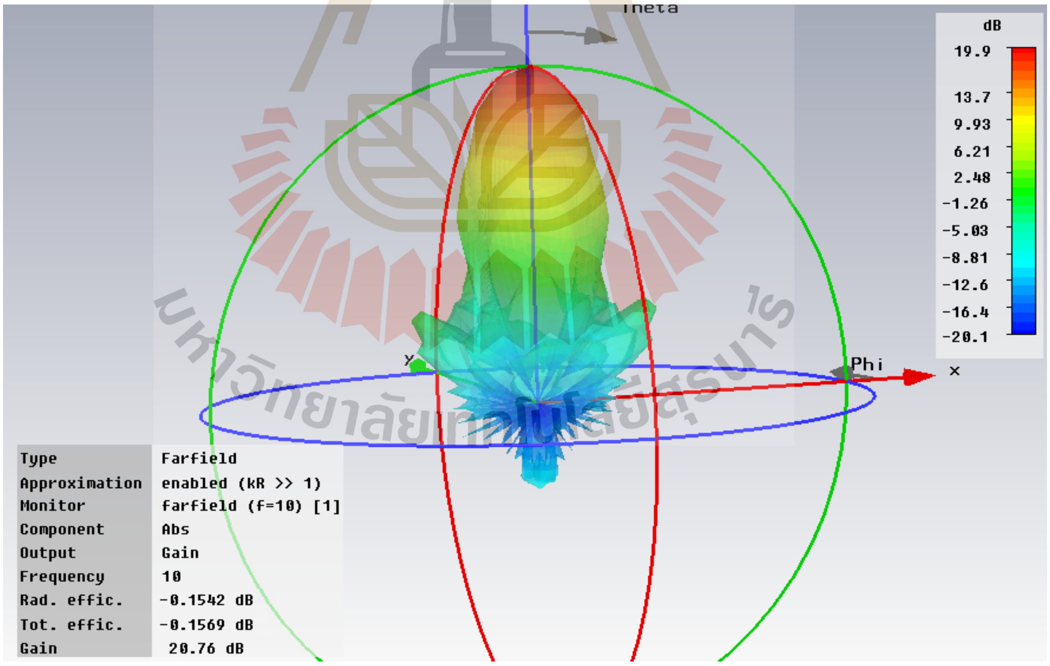
4.41 แสดงการเปรียบเทียบอัตราขยายของรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทำงานร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยในแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์ จากการพิจารณาโครงสร้างทั้งที่ 4 รูปแบบที่ทำการนำเสนอนั้นพบว่าในรูปแบบโครงสร้าง D มีอัตราขยายของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์สูงที่สุดโดยมีอัตราขยายเท่ากับ 20.9 dBiและเมื่อทำการเปรียบเทียบกับสายอากาศปากแตรมาตรฐานนั้นพบว่ามีอัตราขยายเพิ่มขึ้น 3.2 dBiจากการพิจารณารูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง 4 รูปแบบที่นำเสนอนั้นพบว่ารูปแบบโครงสร้าง D นั้นเป็นรูปแบบที่มีความเหมาะสมต่อการทำงานรวมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย อีกทั้งยังมีขนาดของโครงสร้างที่กะทัดรัดเมื่อทำการติดตั้งเพิ่มเติมเข้าไปไม่ทำให้โครงสร้างของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานเปลี่ยนแปลงจากเดิม เนื่องจากในการเพิ่มโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานเพียงแต่ทำการนำวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดวางบนแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน



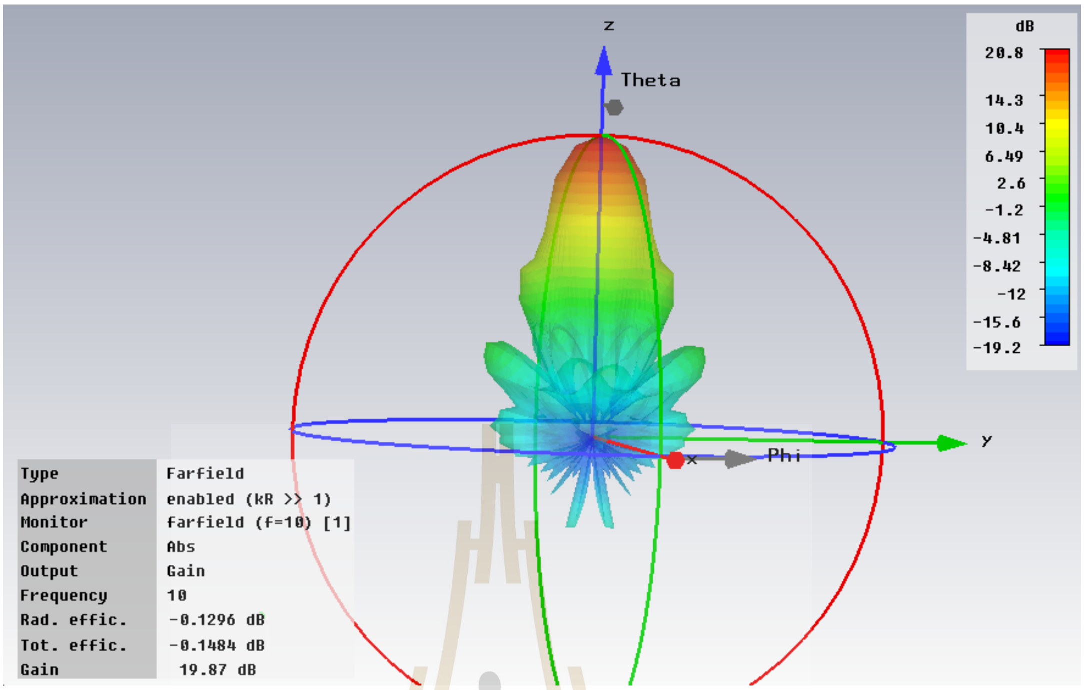
(ก)รูปแบบ A



(ข)รูปแบบ B

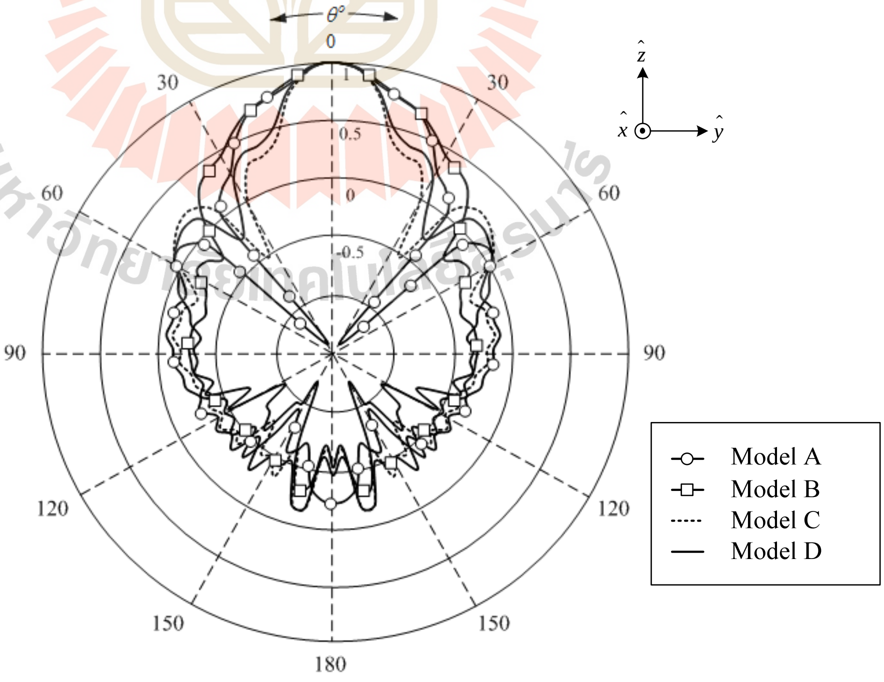


(ค)รูปแบบ C

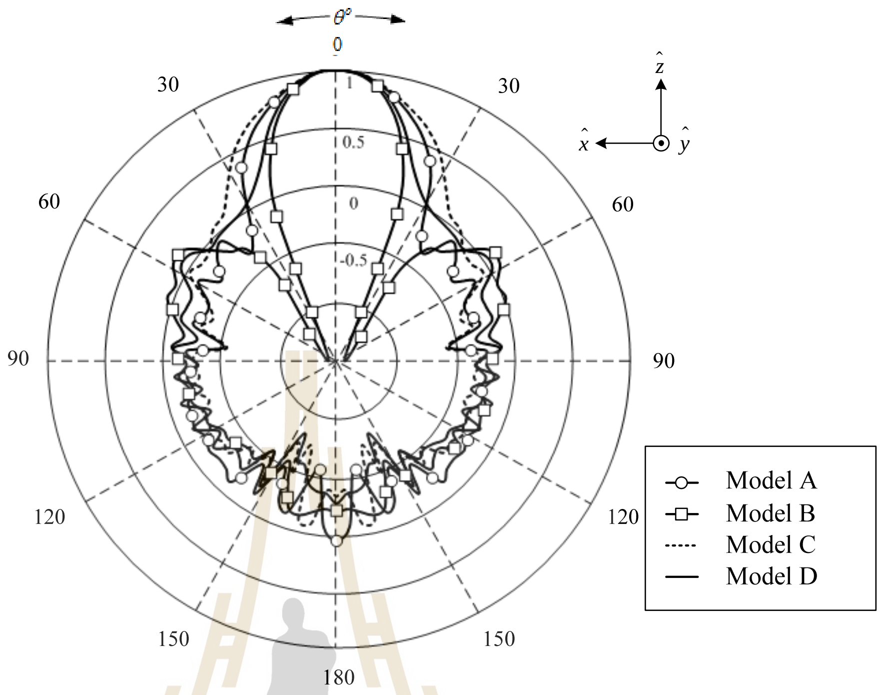


(ง)รูปแบบ D

รูปที่ 4.38ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานที่ต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทั้ง4รูปแบบ

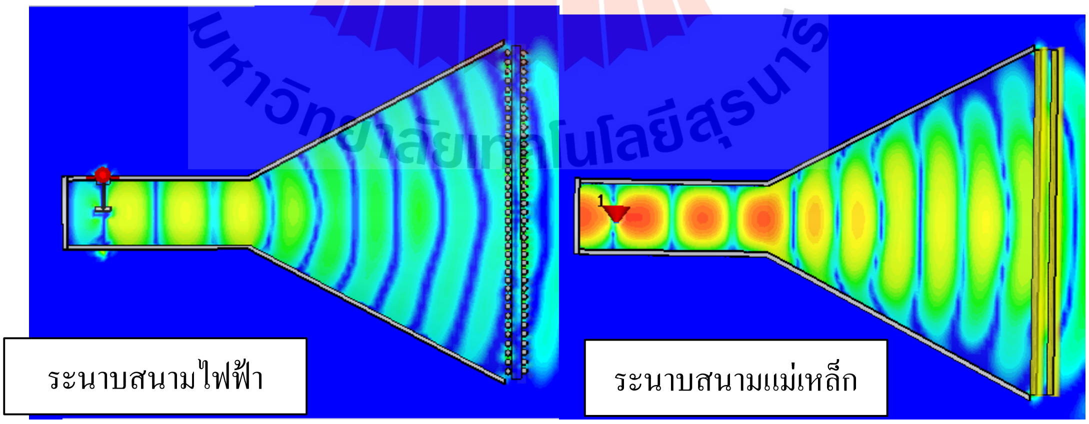


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



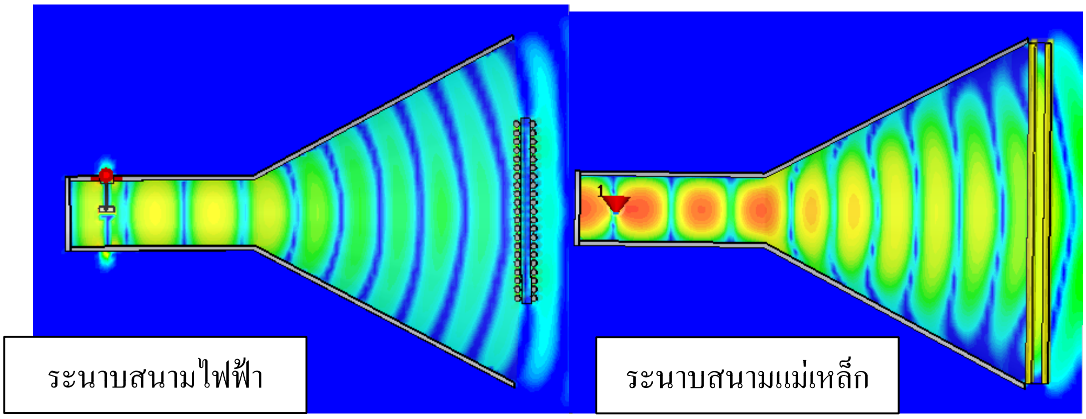
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.39การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด เมื่อติดตั้งร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย

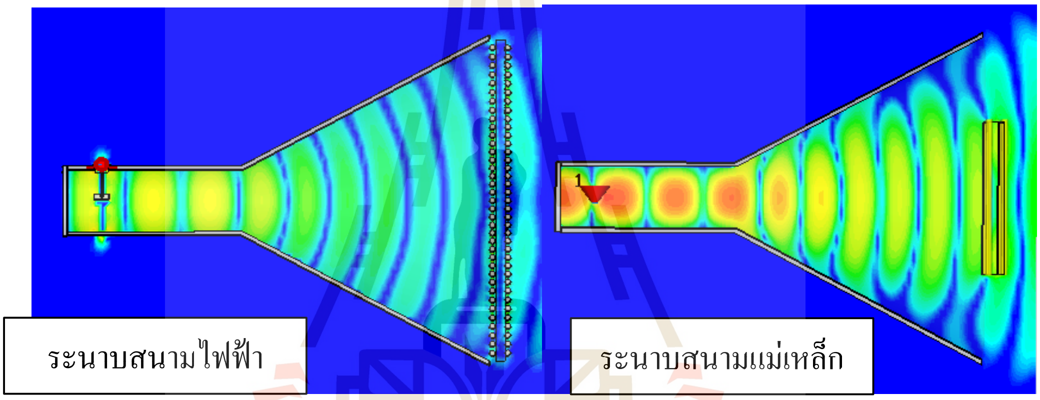


(ก)รูปแบบ A

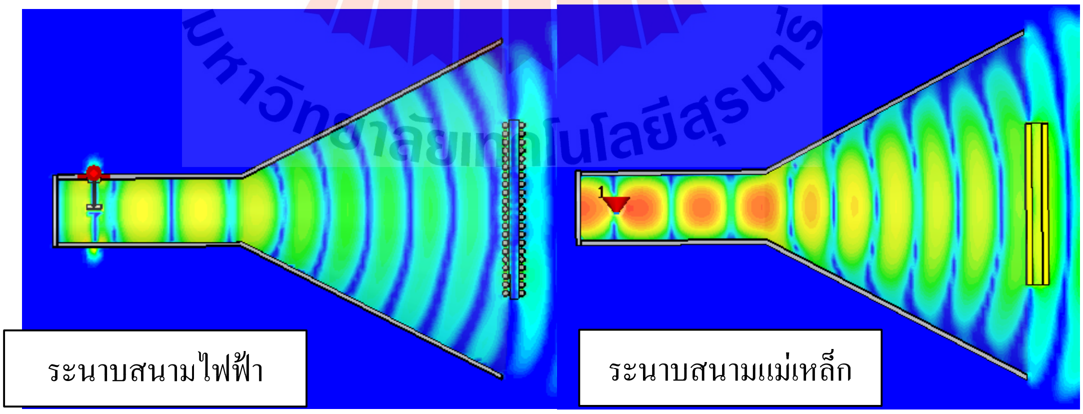
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ข)รูปแบบ B



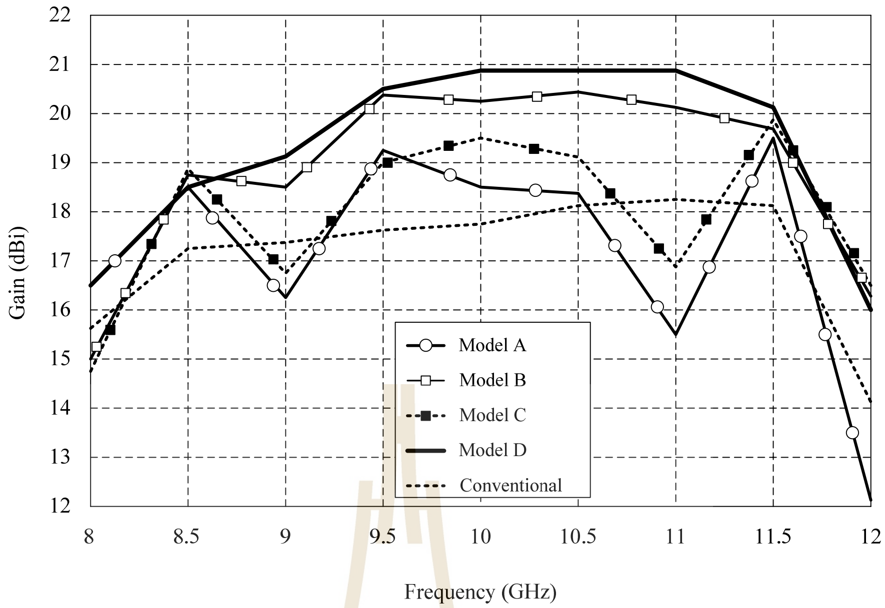
(ค)รูปแบบ C



(ง)รูปแบบ D

รูปที่ 4.40 ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด เมื่อติดตั้งร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยทั้ง 4 รูปแบบ

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

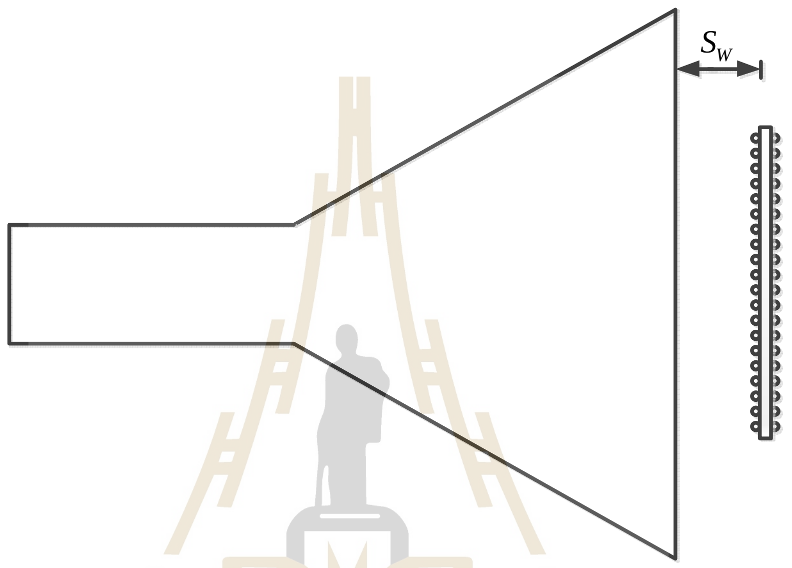


รูปที่ 4.41การเปรียบเทียบผลการจำลองอัตราขยายของรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดเมื่อทำการติดตั้งร่วมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวย

4.5.1 การพิจารณาระยะตำแหน่งการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ตำแหน่งปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร

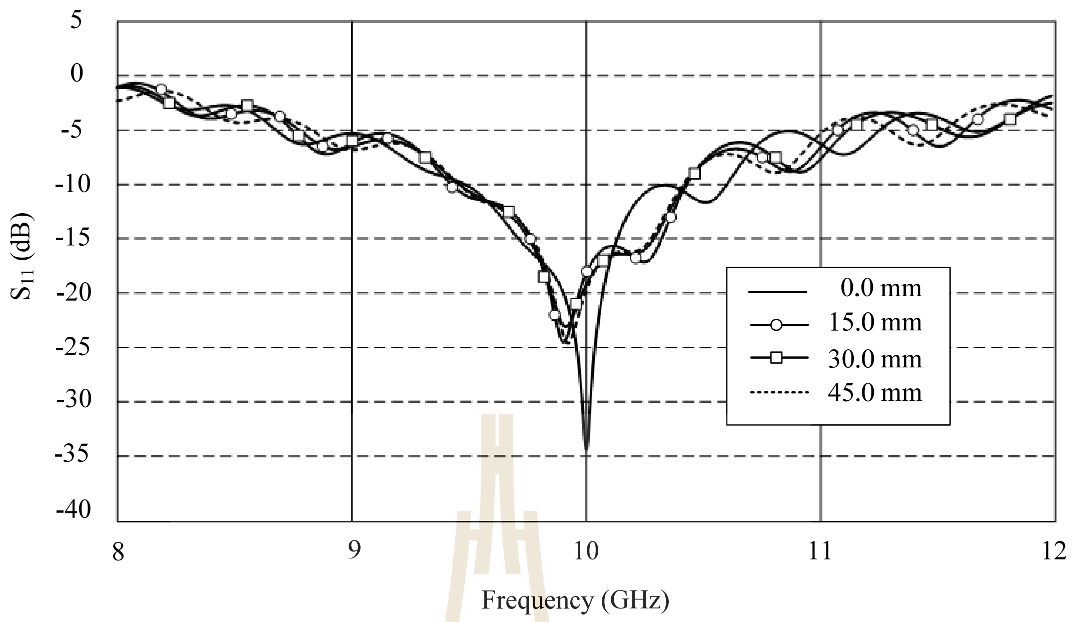
จากการออกแบบและกำหนดค่าพารามิเตอร์ของตัวกลางแบบเส้นลวดในหัวข้อที่ผ่านมาในหัวข้อนี้จะทำการพิจารณาหาระยะตำแหน่งการวางโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่เหมาะสมต่อการทำงานรวมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยจะทำการพิจารณาตำแหน่งระยะการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตร(S_W)ดังแสดงในรูปที่ 4.42 โดยการพิจารณาระยะตำแหน่งการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดห่างจากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศจำนวน 4 ระยะ คือ 0 มิลลิเมตร 15มิลลิเมตร 30มิลลิเมตรและ 45 มิลลิเมตรซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของระยะตำแหน่งในการพิจารณาทั้ง 4 ระยะ ดังแสดงในรูปที่ 4.43พบว่าที่ตำแหน่งการวางระยะห่างโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดกับระนาบอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศที่ระยะเท่ากับ 0 มิลลิเมตรหรือที่ตำแหน่งแนวเดียวกับระนาบปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรรูปกรวยมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลาง(10 GHz)ของสายอากาศปากแตรที่ออกแบบ และเมื่อทำการเลื่อนตำแหน่งโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดออกห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรที่ระยะห่างต่างๆ โดยทำการพิจารณาที่ระยะ 15มิลลิเมตร30มิลลิเมตรและ 45 มิลลิเมตรจากผลการจำลองพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ตอบสนองความถี่เร

โซแนนซ์ที่ต่ำกว่าความถี่กลางของสายอากาศปากแตรที่ทำออกแบบ ดังนั้นจากการพิจารณาการเลื่อนตำแหน่งระยะการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรจึงสรุปได้ว่าตำแหน่งระยะที่เหมาะสมสำหรับการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดคือที่ตำแหน่งแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์(S_W = 0 mm)ของสายอากาศปากแตรซึ่งทำให้สายอากาศปากแตรตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลาง



รูปที่ 4.42รูปแบบการพิจารณาระยะ S_W

จากรูปที่ 4.43 เมื่อทำการพิจารณาในส่วนของความกว้างแถบความถี่ พบว่าที่ตำแหน่งระยะการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรที่ระยะ 15, 30, และ 45 มิลลิเมตรจะมีความกว้างแถบความถี่ที่ใกล้เคียงกัน แต่ที่ระยะตำแหน่งการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่แนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์(S_W = 0 mm) ความกว้างแถบความถี่จะแคบกว่าการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ในระยะต่างๆ ที่ทำการพิจารณา เนื่องจากเมื่อระยะตำแหน่งการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดยิ่งวางห่างจากปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศการสะท้อนกลับภายในสายอากาศที่เกิดขึ้นน้อยลงจึงเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เมื่อวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด ณ ตำแหน่งปากอะเพอร์เจอร์มีความกว้างแถบความถี่ที่แคบกว่าระยะอื่นๆที่ได้ทำการพิจารณา

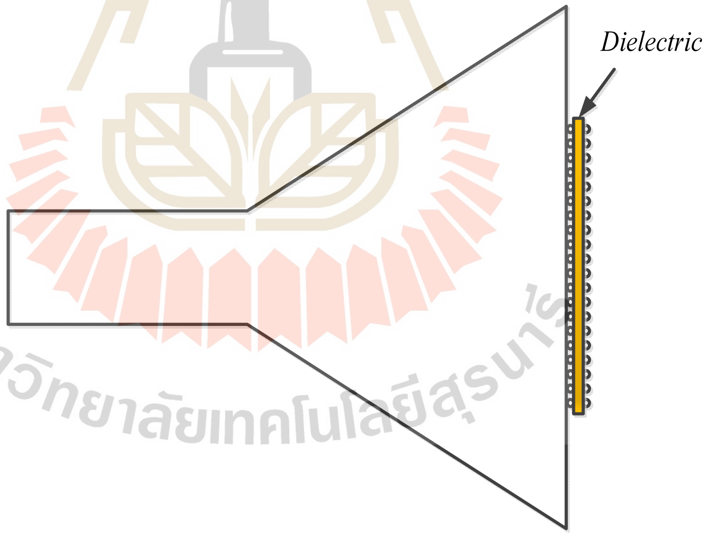


รูปที่4.43การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระยะตำแหน่งการวาง โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ห่างจากปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศ ปากแตรรูปกรวย

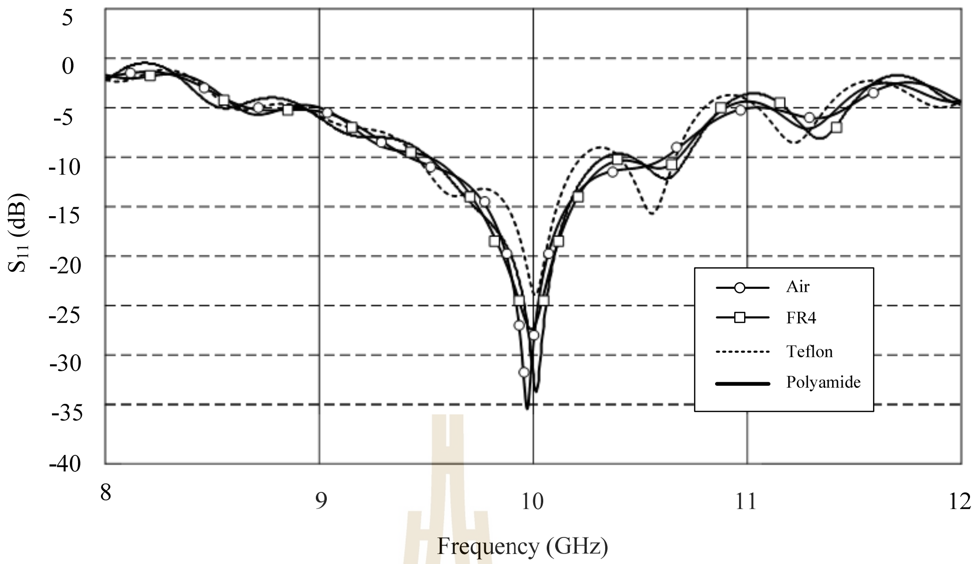
4.5.2 การพิจารณาชนิดไดอิเล็กตริกที่วางกั้นระหว่างชั้นของแนวระนาบเส้นลวดของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

จากการพิจารณาระยะตำแหน่งการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศในหัวข้อที่ผ่านมา ทำให้ได้ระยะตำแหน่งที่เหมาะสมในการวางโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดคือตำแหน่งกึ่งกลางบนแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวย ในหัวข้อนี้จะทำวิเคราะห์ชนิดของไดอิเล็กตริกที่วางระหว่างแนวระนาบของเส้นลวดบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดดังแสดงในรูปที่ 4.44 โดยในการพิจารณาได้ทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดตามที่ได้ทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโครงสร้างแบบเส้นลวดจากหัวข้อที่ผ่านมาโดยในการพิจารณาชนิดไดอิเล็กตริกในหัวข้อนี้ได้ทำการเลือกไดอิเล็กตริกจำนวน 4 ชนิด คือ อากาศ(ε_r = 1)โพลิเอไมด์ (polyamide)(ε_r = 3.5) เทฟล่อน (teflon)(ε_r = 2.1)และFR4 (ε_r = 4.5) ซึ่งในการพิจารณาเลือกชนิดไดอิเล็กตริกในการออกแบบโดยคำนึงถึงชนิดของไดอิเล็กตริกนั้นสามารถหาได้ง่ายตามท้องตลาด น้ำหนักเบาและมีราคาถูกอีกทั้งเป็นวัสดุที่คุณสมบัติและเป็นที่นิยมนำมาใช้ในงานออกแบบและสร้างสายอากาศซึ่งจากการพิจารณาประเภทของวัสดุไดอิเล็กตริกที่วางกั้นระหว่างแนวระนาบของเส้นลวดบน

โครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST ในการทดสอบจากการทดสอบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของไดอิเล็กตริกทั้ง 4 ชนิดนั้น พบว่ามีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศที่ทำการออกแบบ(10 GHz) ดังแสดงในรูปที่ 4.45จากรูปจะเห็นได้ว่าไดอิเล็กตริกชนิดโพลิเอไมด์จะทำให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่เรโซแนนซ์ดีที่สุดเมื่อทำการเปรียบเทียบกับชนิดของไดอิเล็กตริกทั้ง 4ชนิด นอกจากนี้เมื่อพิจารณาในส่วนของความกว้างแถบความถี่ พบว่าไดอิเล็กตริกชนิด อากาศ FR4 และโพลิเอไมด์นั้นมีความกว้างแถบที่ใกล้เคียงกัน แต่ไดอิเล็กตริกชนิดเทฟล่อนนั้นจะมีความกว้างแถบความถี่ที่แคบกว่าไดอิเล็กตริกชนิดอื่นที่ได้นำมาทำการทดสอบซึ่งผลมาจากคุณสมบัติของวัสดุดังกล่าว เมื่อนำมาประกอบรวมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทำให้คุณสมบัติของคลื่นมาเดินทางผ่านโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดทำให้เกิดการสะท้อนกลับสูงกว่าวัสดุไดอิเล็กตริกที่นำมาพิจารณามาดังนั้นในการพิจารณาไดอิเล็กตริกที่วางระหว่างแนวระนาบของเส้นลวดบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด ในการวิจัยนี้จึงได้ทำการเลือกไดอิเล็กตริกชนิดโพลิเอไมด์มาใช้วางกั้นระหว่างชั้นของแนวระนาบเส้นลวดบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด



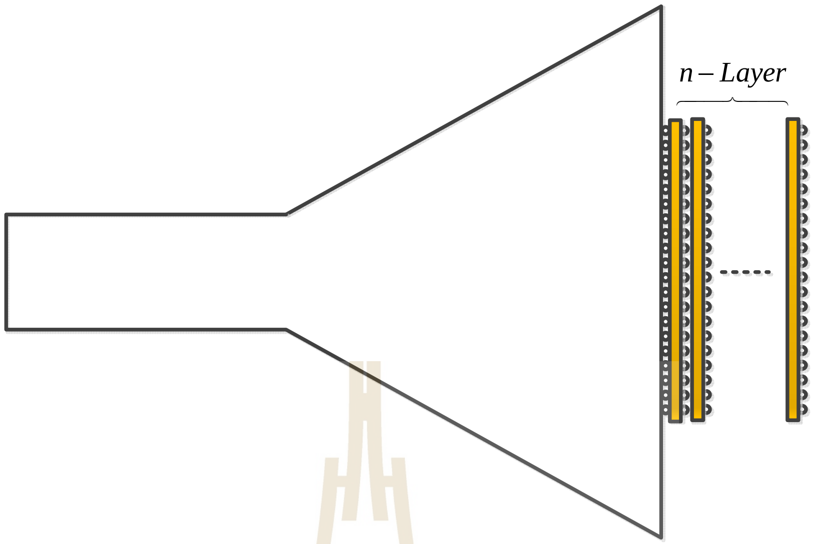
รูปที่ 4.44รูปแบบการพิจารณาชนิดของไดอิเล็กตริก



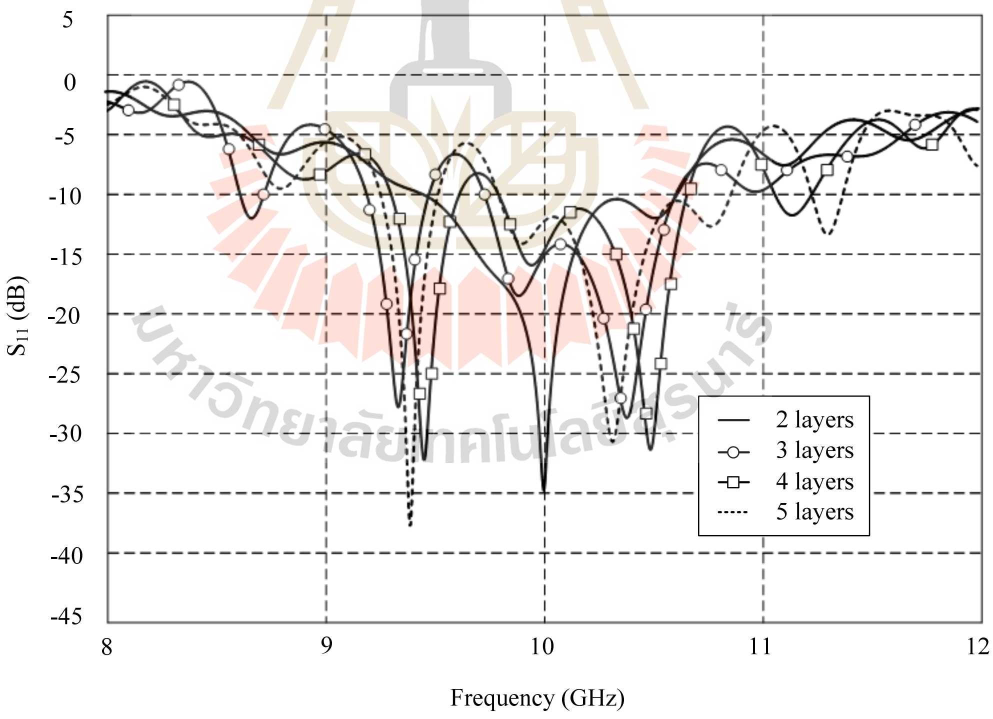
รูปที่ 4.45การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับชนิดของไดอิเล็กตริกที่วางคั่นระหว่างชั้นของแนวระนาบตัวกลางแบบเส้นลวด

4.5.3 การพิจารณาจำนวนชั้นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

ในหัวข้อนี้ได้นำเสนอการพิจารณาจำนวนชั้น(layer) ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด ซึ่งในการพิจารณาได้ทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ได้ทำการพิจารณาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา ในการพิจารณาจำนวนชั้นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นจะทำการเพิ่มจำนวนชั้นของแนวระนาบเส้นลวดคือ 2, 3, 4, และ 5 ชั้นดังแสดงในรูปที่ 4.46ในการเพิ่มจำนวนชั้นของแนวระนาบเส้นลวดนั้นระหว่างชั้นของแนวระนาบเส้นลวดมีไดอิเล็กตริกชนิดโพลิเอไมด์วางคั่นระหว่างแต่ละชั้นอยู่และโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดในชั้นแรกวางอยู่บนแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ในการพิจารณาจำนวนชั้นของสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นพบว่าค่าสัมประสิทธิ์สะท้อนกลับเมื่อจำนวนชั้นของตัวกลางแบบเส้นลวดมีจำนวนชั้นเท่ากับ 2 ชั้นจะทำให้สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตรงกับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศที่ได้ออกแบบ ดังแสดงในรูปที่ 4.47และเมื่อทำการเพิ่มจำนวนชั้นของตัวกลางแบบเส้นลวดขึ้นเป็นจำนวน 3 ชั้นจะพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่เรโซแนนซ์มีการเลื่อนออกไปจากความถี่เรโซแนนซ์ที่ออกแบบจากผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม CST จึงสามารถสรุปได้ว่าจำนวนชั้นของตัวกลางแบบเส้นลวดที่เหมาะสมในการออกแบบวางบนแนวระนาบปากอะเพอร์สายอากาศปากแตรรูปกรวยอยู่ที่จำนวน2 ชั้นซึ่งทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่เรโซแนนซ์สายอากาศปากแตร ณ ความถี่กลางที่ทำการออกแบบ (10GHz)



รูปที่ 4.46รูปแบบการพิจารณาจำนวนชั้นของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด



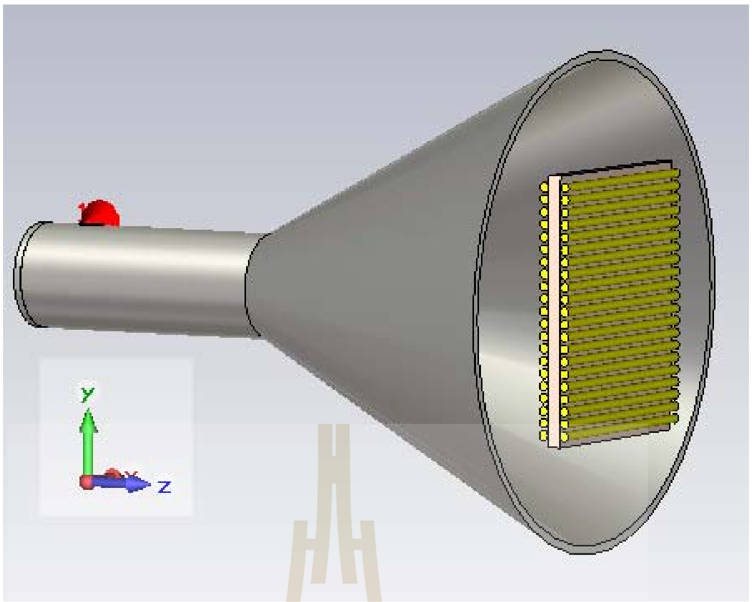
รูปที่ 4.47การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเมื่อทำการเพิ่มจำนวนชั้น
ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

จากการพิจารณาโครงสร้างของตัวกลางแบบเส้นลวดจนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมต่อการนำมาต่อทำงานรวมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน โดยค่าพารามิเตอร์ของโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดโดยสรุปดังตารางที่ 4.4 จากนั้นนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้ไปทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม CST ดังรูปที่ 4.48โดยในรูปที่ 4.49แสดงเฟสการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ต่อร่วมกับตัวกลางแบบเส้นลวดจะเห็นได้ว่าเฟสที่เดินทางออกจากสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดพบว่าเฟสแผ่กระจายพลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแผ่เป็นแนวระนาบเส้นตรงซึ่งทำให้เกิดการส่งผ่านพลังงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ส่วนในรูปที่ 4.50แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศจากรูปจะเห็นได้ว่าสายอากาศปากแตรที่ได้เรโซแนนซ์ที่ความถี่ 10 GHz และมีขนาดความกว้างแถบความถี่เท่ากับ 9.95%ในรูปที่ 4.51แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CSTจากการจำลองพบว่าสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานเมื่อต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดแล้วมีอัตราขยายของเท่ากับ 20.8 dBi โดยเพิ่มขึ้นจากเดิม 3.1 dBiและเมื่อทำการพิจารณาในส่วนของประสิทธิภาพของสายอากาศพบว่าประสิทธิภาพสายอากาศที่ได้เท่ากับ95.9%และในรูปที่ 4.52แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานในทั้งสองระนาบนั้นมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ไม่สมมาตรและโดยมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ –18.4 dBและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ-17.6 dBและเมื่อทำการเปรียบเทียบกับสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานและมีระดับของพูข้างที่ต่ำ โดยที่ระดับพูข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -23.6 dBและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ-27.7 dBและในรูปที่ 4.53แสดงอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยในกรณีต่อร่วมกับตัวกลางแบบเส้นลวดในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz – 11 GHz

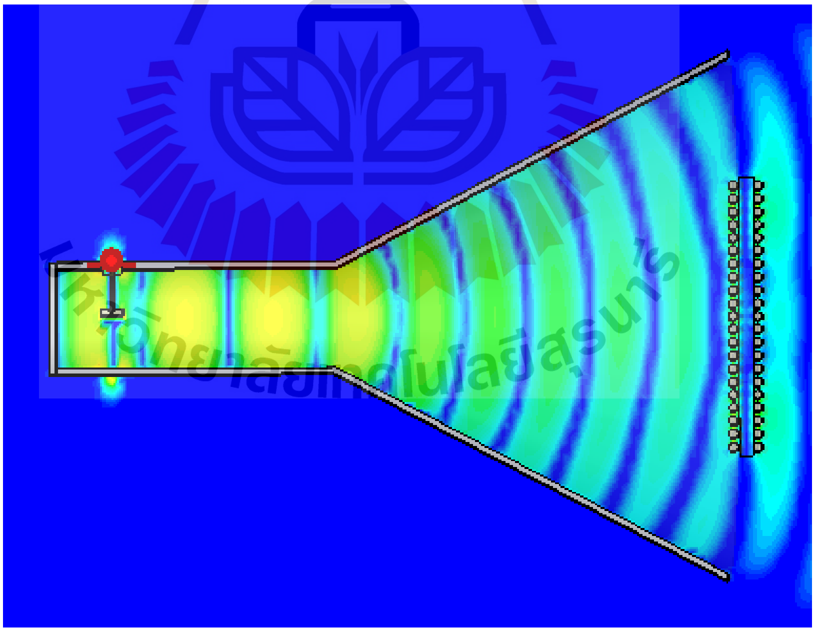
ตารางที่ 4.4ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีต่อร่วมกับตัวกลางแบบเส้นลวด

พารามิเตอร์	ขนาด(มิลลิเมตร)
ความหนาของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด (B_1)	3.5
ความกว้างของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด (W_1)	60
ความสูงของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด (H_1)	68
ระยะห่างระหว่างเส้นลวดที่วางขนานกัน (S_1)	3.5
เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวด(D_1)	2.5

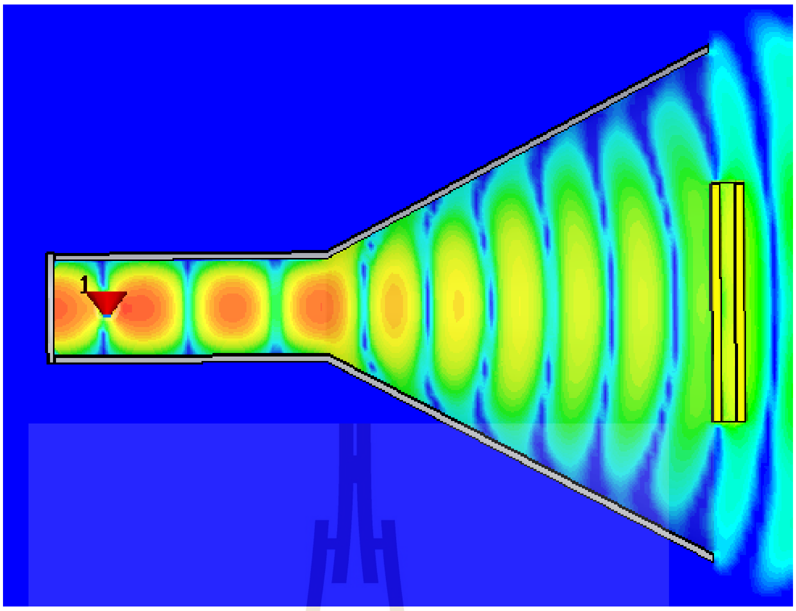
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



รูปที่ 4.48 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกรณีต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST

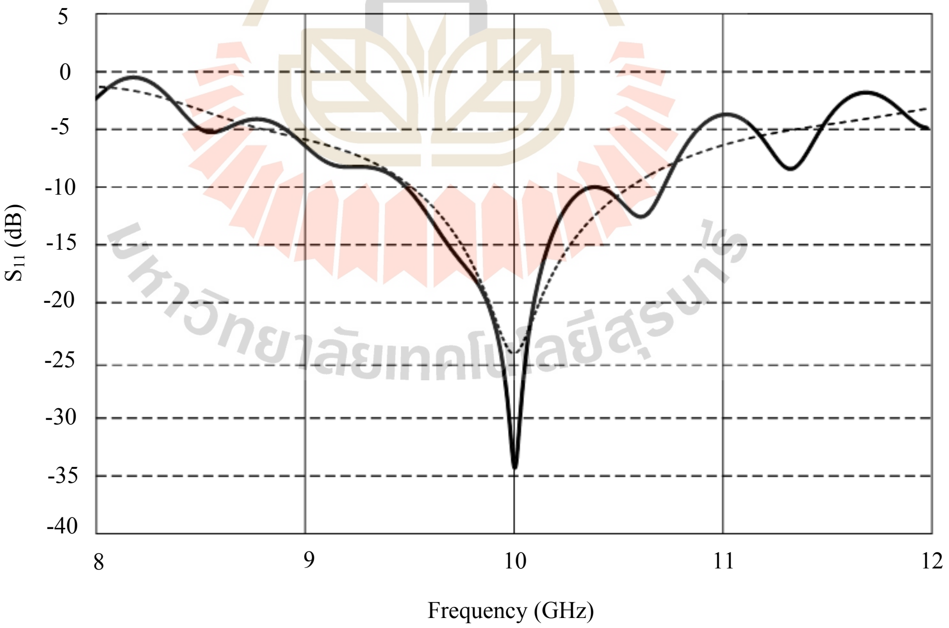


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

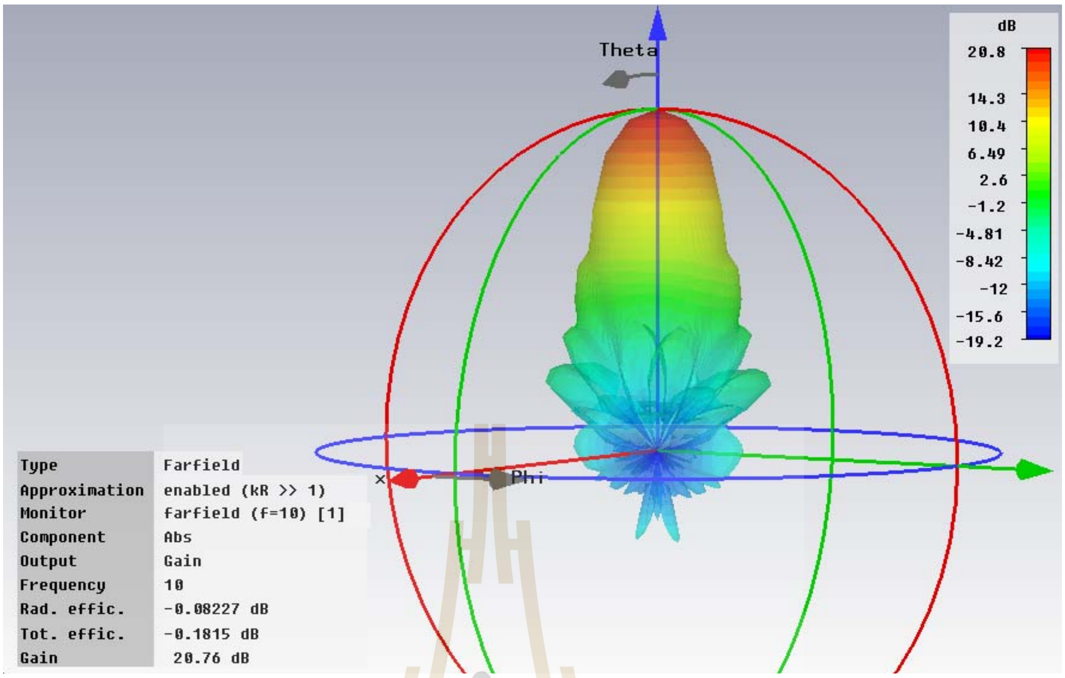


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

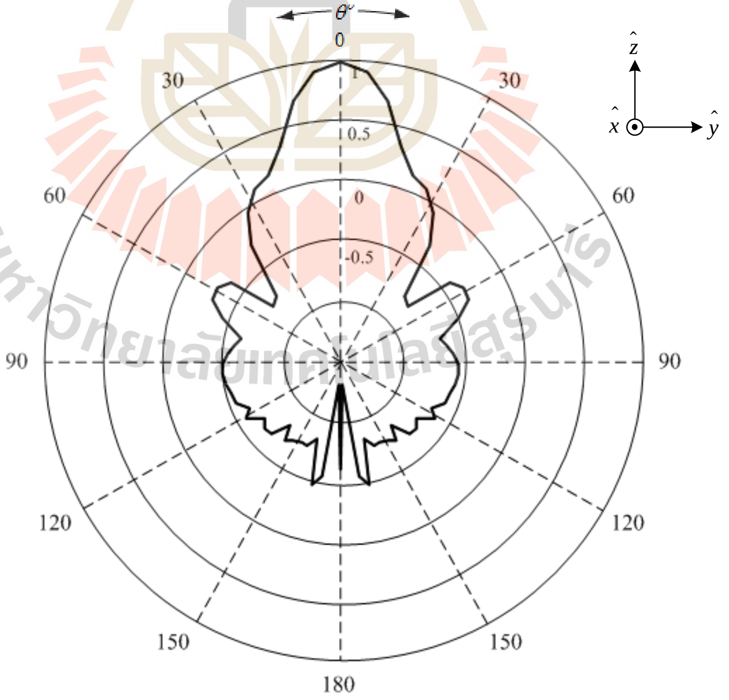
รูปที่ 4.49ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย ที่ต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เหมาะสม



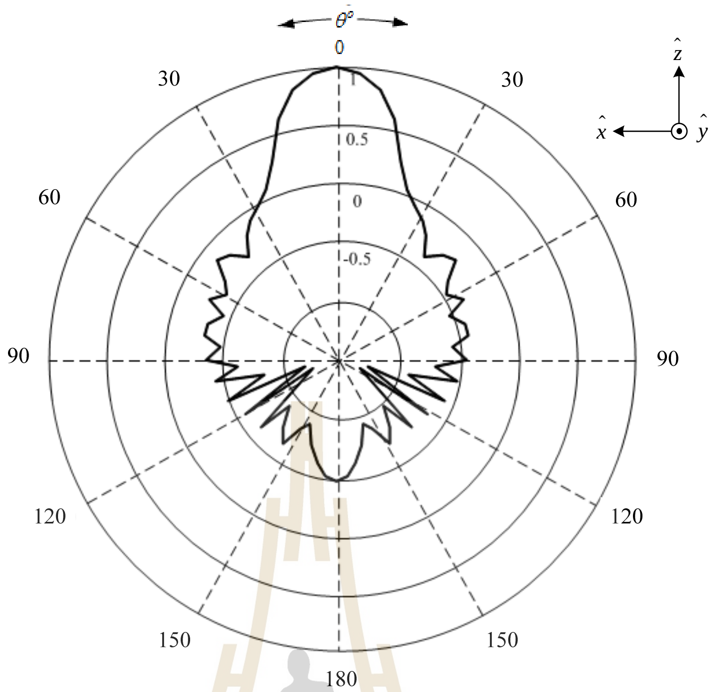
รูปที่4.50ผลการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานกับในกรณีต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เหมาะสม



รูปที่4.51ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตร รูปกรวยกรณีต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

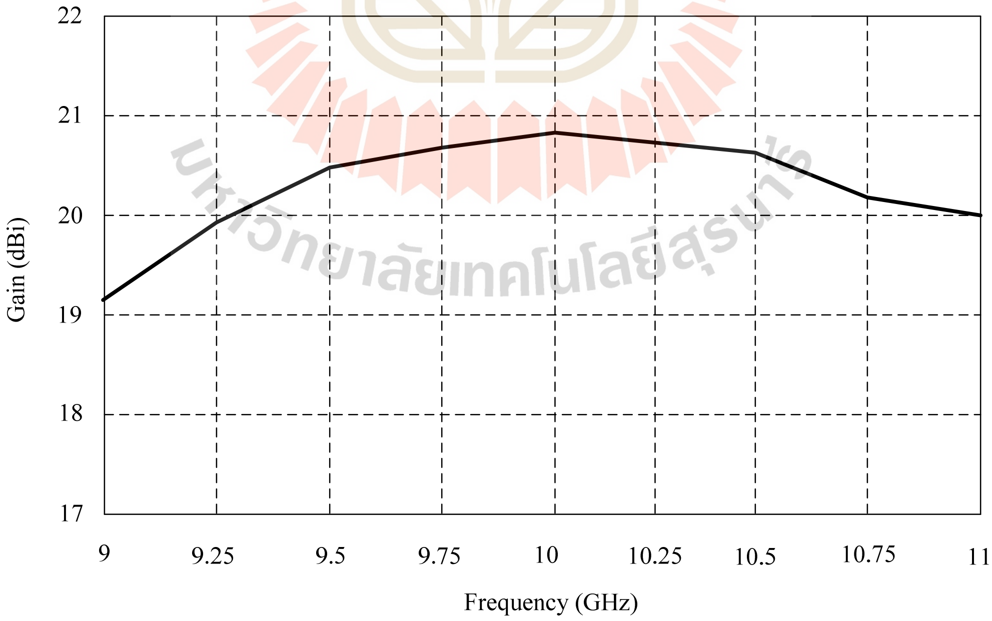


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่4.52แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีต่อร่วมกับโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

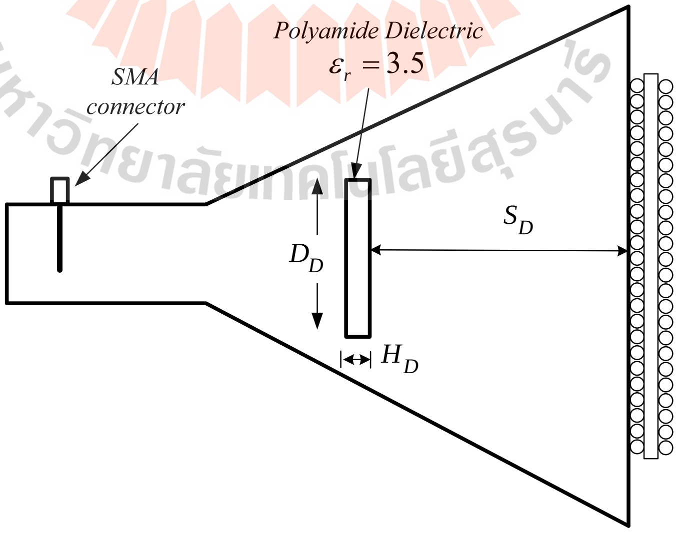


รูปที่ 4.53ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

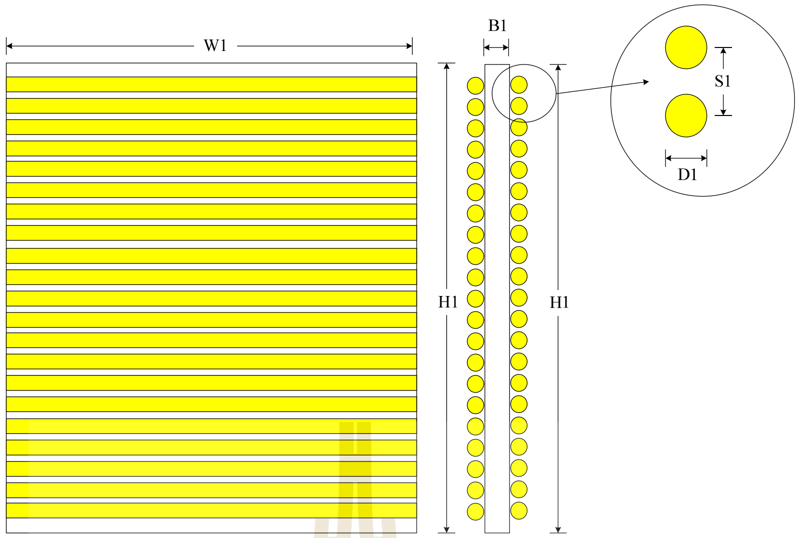
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

4.5.4สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ

จากการขั้นตอนการออกแบบและวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดจนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยซึ่งโครงสร้างของสายอากาศที่สมบูรณ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอดังแสดงในรูปที่ 4.54ซึ่งประกอบด้วยการใช้เทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศเพื่อปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานให้มีความสมมาตรในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กอีกทั้งช่วยลดระดับพูข้างให้ต่ำลง อีกส่วนหนึ่งคือโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดถือได้ว่าเป็นส่วนสำคัญหลักในงานวิจัยนี้ที่นำเสนอ โดยจะทำหน้าที่ในการเพิ่มอัตราขยายและปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงาน ซึ่งในการออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดได้ทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จนได้ค่าที่เหมาะสมโดยรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.55โดยได้ทำการสรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอดังแสดงไว้ในตารางที่ 4.5 และในรูปที่ 4.56แสดงโครงสร้างสานอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอด้วยโปรแกรม CST เพื่อจำลองผลการออกแบบ



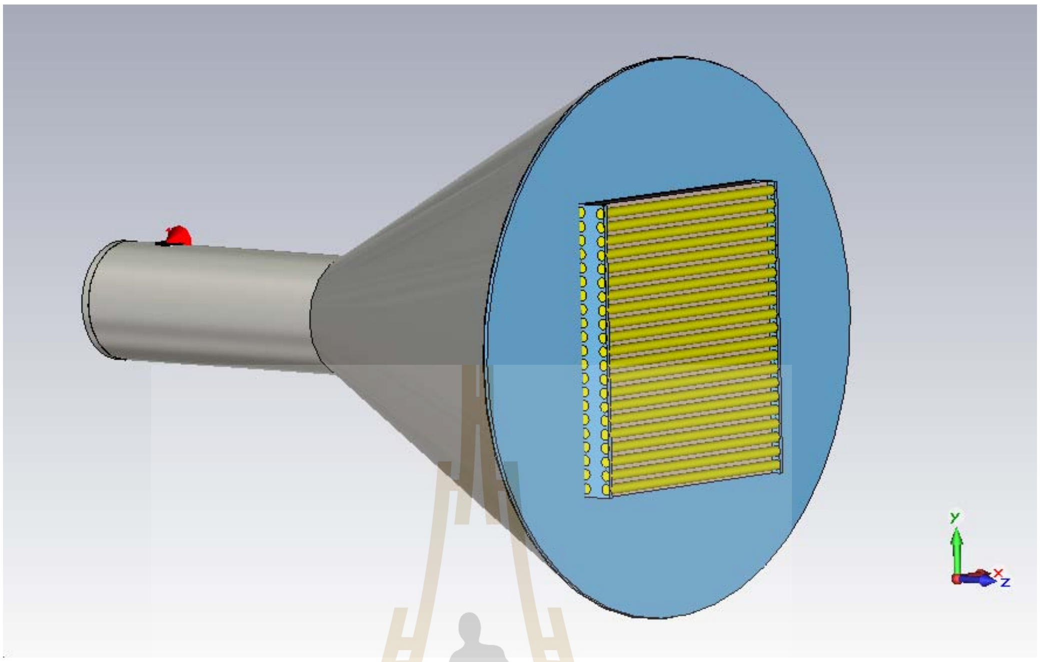
รูปที่ 4.54โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ



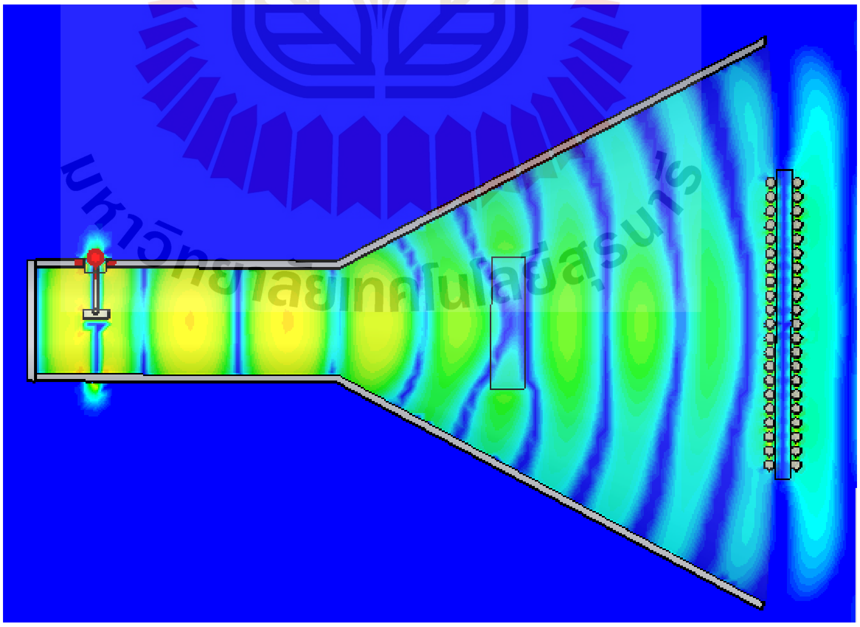
รูปที่ 4.55โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ

ตารางที่ 4.5สรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่สมบูรณ์

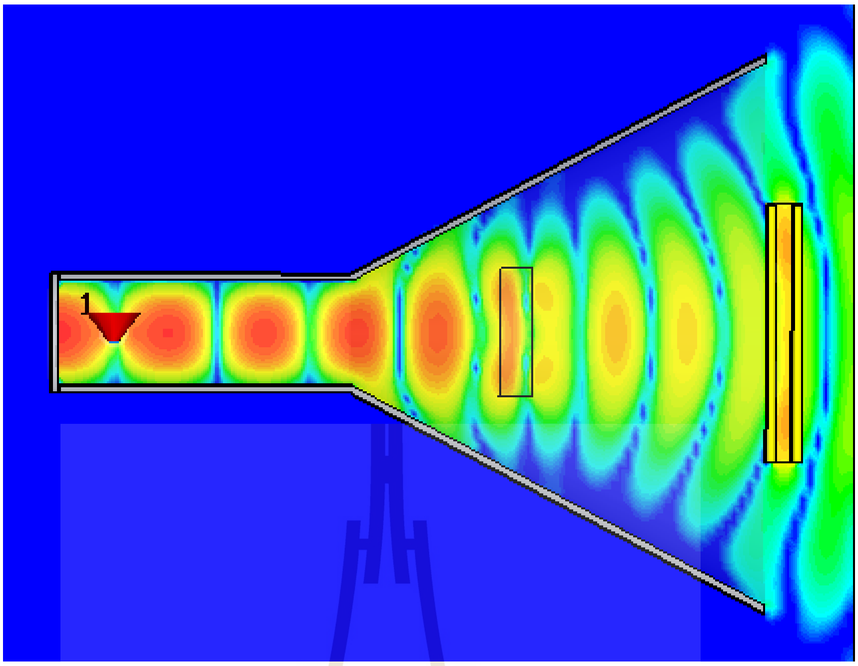
ค่าพารามิเตอร์	ขนาด(λ)	ขนาด (mm)
เส้นผ่าศูนย์กลางปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน(d_m)	4λ	120
ความยาวของสายอากาศปากแตรรูปกรวย(L_l)	3.75λ	112.5
เส้นผ่าศูนย์กลางท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก (d_w)	0.86λ	26
ความยาวท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก(l_w)	2λ	60
ความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก (H_D)	$\lambda/4$	7.5
เส้นผ่าศูนย์กลางของโหลดไดอิเล็กตริก (D_D)	λ	30
ระยะตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริก(S_D)	2.554λ	76.24
ความหนาของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด(B_l)	0.166λ	3.5
ความกว้างของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด(W_l)	2λ	60
ความสูงของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด (H_l)	2.26λ	68
ระยะห่างระหว่างเส้นลวดที่วางขนานกัน(S_l)	0.166λ	3.5
เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวด(D_l)	0.083λ	2.5



รูปที่ 4.56 โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม CST

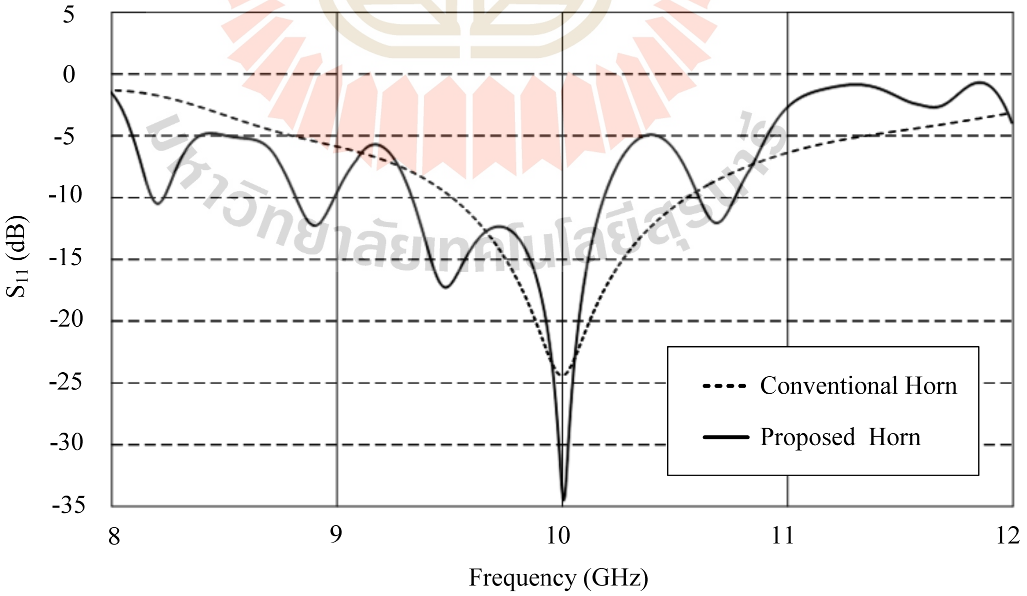


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

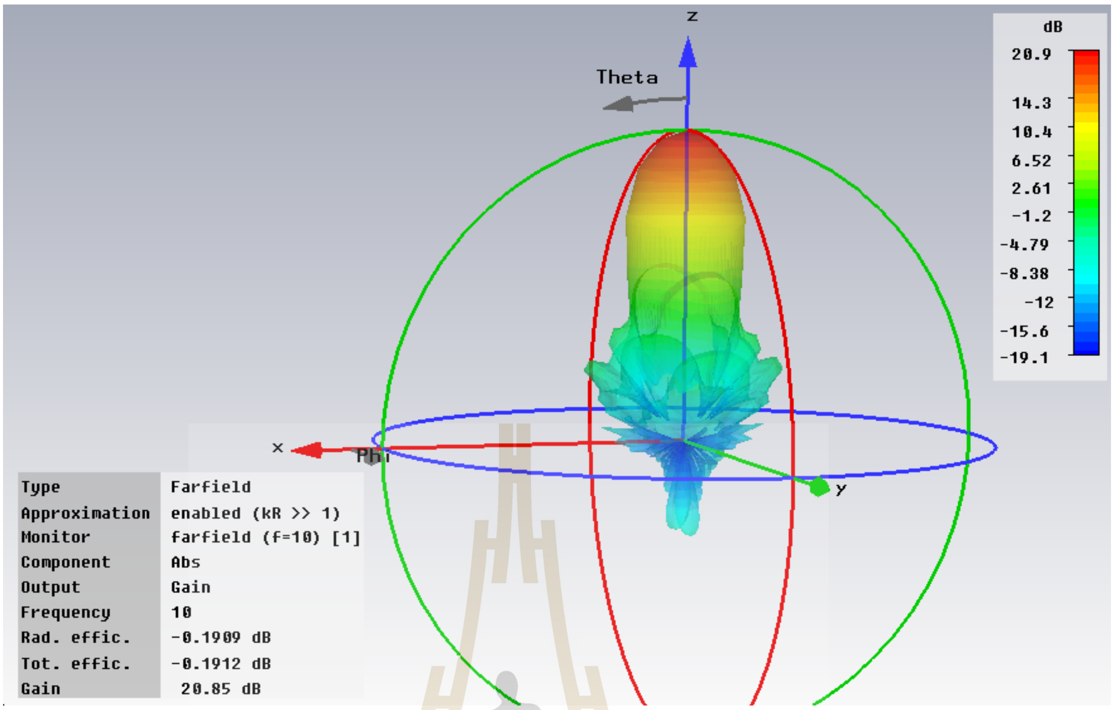


(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

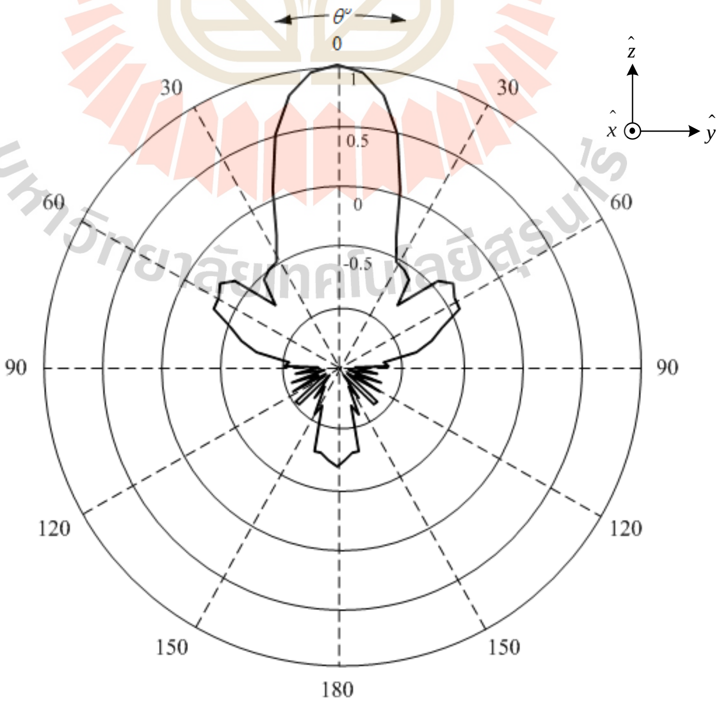
รูปที่ 4.57ผลการจำลองเฟสแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่ทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม CST



รูปที่4.58 การเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างสายอากาศปากแตรมาตรฐานกับสายอากาศที่นำเสนอ

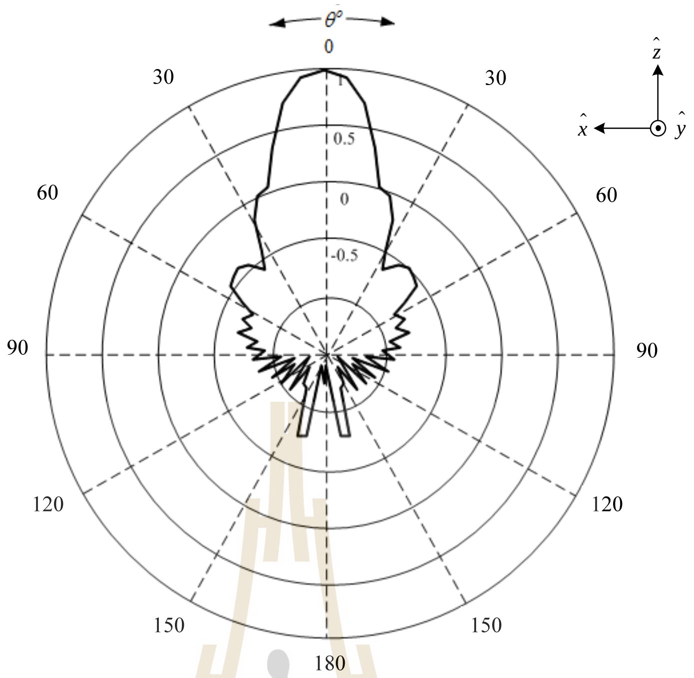


รูปที่4.59ผลการจำลองแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอที่ทำการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรม CST



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่4.60แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอ

จากค่าพารามิเตอร์ข้างต้นดังตารางที่ 4.5 ได้ทำการนำค่าดังกล่าวไปจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดดังแสดงในรูปที่ 4.56 จากการจำลองได้แสดงเฟสการแผ่พลังงานของสายอากาศดังแสดงในรูปที่ 4.57จะเห็นได้ว่าเฟสการแผ่กระจายพลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแผ่เป็นแนวระนาบเส้นตรงซึ่งทำให้เกิดการส่งผ่านพลังงานได้อย่างมีประสิทธิภาพหลังจากนั้นได้ทำการพิจารณาสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศปากแตรที่นำเสนอ โดยในรูปที่ 4.58 ได้แสดงกราฟการเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดพบว่าสายอากาศทั้งสองแบบตอบสนองต่อความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางที่ทำการออกแบบ (10 GHz) โดยจะเห็นได้ว่าความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่นำเสนอจะแคบกว่าสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานเล็กน้อยเนื่องจากผลกระทบจากโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้นเอง เมื่อพิจารณาในส่วนของแบบรูปการแผ่พลังงานดังแสดงในรูป 4.59 แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบ 3 มิติที่ได้จาก

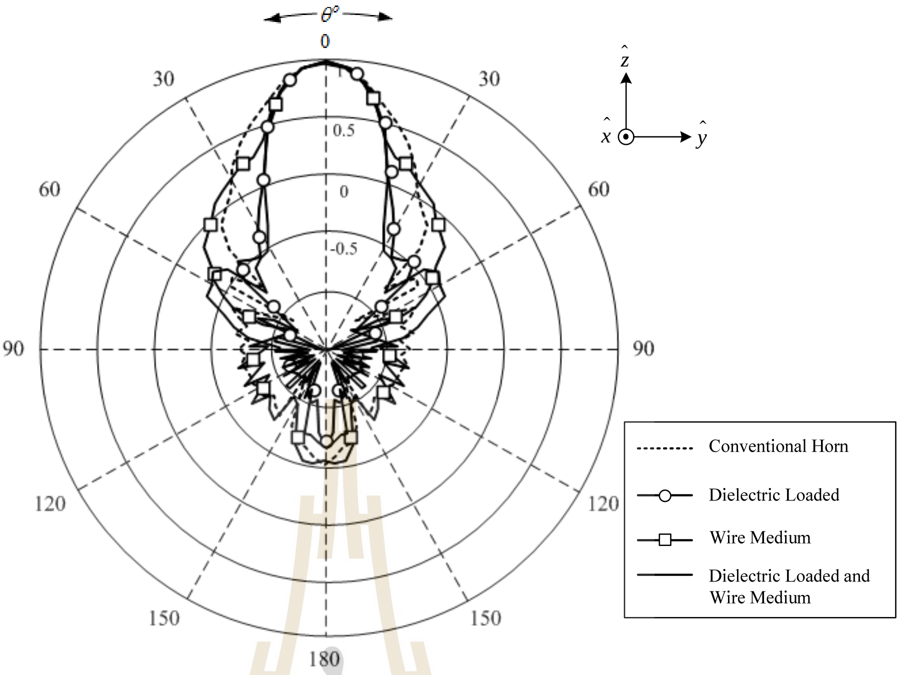
โปรแกรมสำเร็จรูป CST พบว่าสายอากาศที่นำเสนอมีอัตราขยายเท่ากับ 20.9 dBiและประสิทธิภาพของสายอากาศที่นำเสนอเท่ากับ 95.69% ในรูปที่ 4.60ได้แสดงแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้ากับสนามแม่เหล็กของสายอากาศที่ได้นำเสนอ สังเกตได้ว่าแบบรูปการแผ่พลังงานในทั้งสองระนาบนั้นมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรและโดยมีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่แคบคือในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -17.4 dBและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ-17.1 dB ลงเมื่อทำการเปรียบเทียบกับสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานและมีระดับของพูข้างที่ต่ำ โดยที่ระดับพูข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ -26.6 dBและระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ-26.8 dB

4.6 การพิจารณาแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย

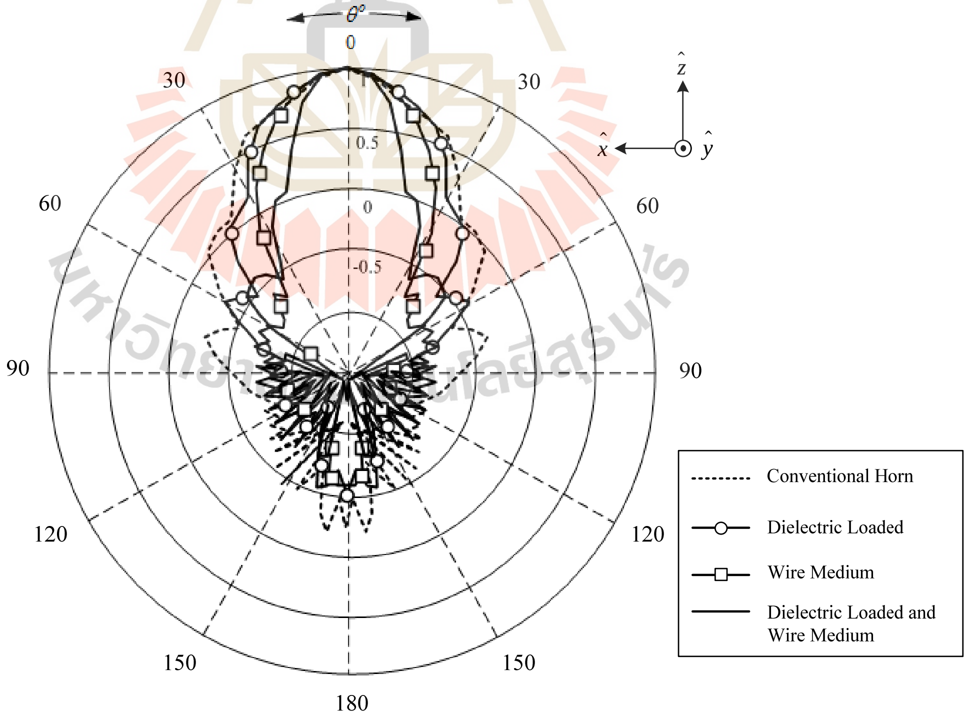
เมื่อทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจนกระทั้งได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเรียบร้อยแล้วในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศใน4 รูปแบบคือ สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานสายอากาศปากแตรกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศ สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดบนแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์ของสายอากาศ และสายอากาศที่นำเสนอ ซึ่งประกอบด้วยการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศและการใส่โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดบนแนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศ จากการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้ง 4 รูปแบบดังแสดงในรูปที่ 4.61พบว่าเมื่อทำการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้ง 4 รูปแบบสายอากาศที่นำเสนอนั้นมีแบบรูปการแผ่พลังงานที่ดีที่สุดโดยมีค่าความกว้างแถบความถี่ที่แคบและระดับพูข้างที่ต่ำกว่าสายอากาศทั้งสามรูปแบบ

ในตารางที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวย 4รูปแบบที่ทำการพิจารณา จากตารางที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้สมมาตรและระดับพูข้างของระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีระดับต่ำลงจากเดิมอีกทั้งระดับพูข้างมีระดับที่ใกล้เคียงกันในทั้งสองระนาบ และเมื่อทำการเพิ่มโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดเข้าไปพบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานสมมาตรและระดับโหลดข้างลดลงจากเดิมโดยระดับพูข้างระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -26.6 dB และระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -26.8 dB และอัตราขยายของสายอากาศที่ได้เท่ากับ 20.9 dB ซึ่งเพิ่มขึ้นจากสายอากาศปากแตรมาตรฐาน 3.2 dB

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ก)ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.61การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ทำการศึกษา4 รูปแบบ

ตารางที่ 4.6การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศ ปากแตรรูปกรวย 4รูปแบบ

แบบสายอากาศ	อัตราขยาย [dBi] ที่ 10 GHz	ระดับพูข้าง [dB]ที่ 10 GHz	
		ระนาบสนามไฟฟ้า	ระนาบสนามแม่เหล็ก
สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน	17.7	-29.4	-22.7
สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก	18.4	-24.5	-25.9
สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่แนวระนาบปากอะเพอร์เจอร์	20.9	-23.8	-20.9
สายอากาศปากแตรรูปกรวยที่นำเสนอ (กรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกและตัวกลางแบบเส้นลวด)	20.9	-26.6	-26.8

จากขั้นตอนในการออกแบบและวิเคราะห์การเพิ่มประสิทธิ์ภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ได้ทำการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมสำหรับการเพิ่มประสิทธิ์ภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้อภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้น ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานในงานวิจัยนี้ ได้นำเทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกมาทำการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานสมมาตรและระดับพูข้างต่ำ เมื่อได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่ออกจาสายอากาศที่สมมาตรและระดับพูข้างต่ำเมื่อเทียบกับสายอากาศมาตรฐาน ต่อจากนั้นได้ทำการนำเทคนิคคุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดมาเพิ่มประสิทธิ์ภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยเพื่อให้บรรลุตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้

4.7 สรุป

สำหรับบทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดซึ่งในขั้นแรกได้ทำการศึกษาโครงสร้างของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน จากนั้นทำการวิเคราะห์และออกแบบโครงสร้างไดอิเล็กตริกโหลดเพื่อปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน หลังจากนั้นได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดที่มีโครงสร้างและตำแหน่ง

การวางบนสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานที่เหมาะสมเพื่อช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยสายอากาศที่ได้มีอัตราขยายเพิ่มขึ้นระดับพูข้างต่ำ และHPBW ที่แคบโดยทำการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ก่อนเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดสำหรับการนำไปสร้างสายอากาศแถวลำดับเส้นตรงต้นแบบต่อไป

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

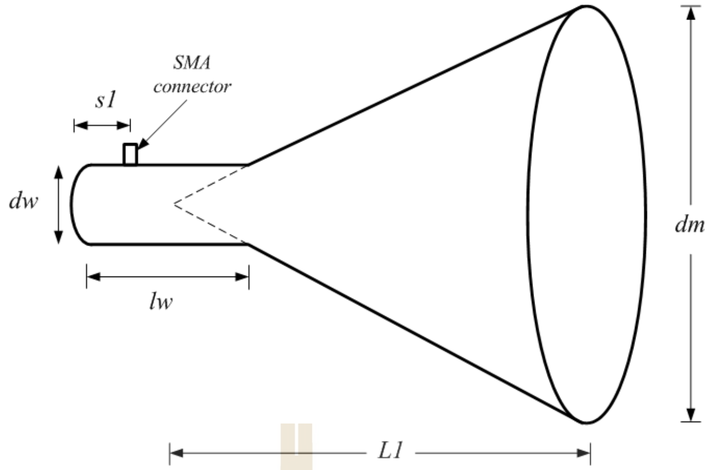
บทที่ 5
การสร้างและวัดทดสอบ

5.1 บทนำ

จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา ในบทนี้ได้ทำการออกแบบสายอากาศต้นแบบตามคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด และได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่างๆ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และอัตราขยาย ซึ่งในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้นจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) PNAรุ่น N5224A โดยทำการทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น(anechoic chamber) จากนั้นได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวิเคราะห์และจากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CSTพร้อมอภิปรายผล

5.2 สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน

ในการสร้างสายอากาศต้นแบบและการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดนั้น ในการวัดค่าพารามิเตอร์ต่างๆนั้น โดยเริ่มต้นทำการสร้างและทดสอบสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน ซึ่งได้แสดงวิธีการออกแบบและวิเคราะห์ผลการออกแบบไว้ในบทที่ 4 จากการจำลองโครงสร้างสายอากาศปากแตรเพื่อวิเคราะห์ผลการออกแบบของสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จนได้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศตามที่ต้องการซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบดังแสดงค่าในตารางที่ 5.1 โดยนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากตารางที่ 5.1 นำมาทำการสร้างสายอากาศต้นแบบซึ่งโครงสร้างและสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบที่สร้างขึ้นได้แสดงดังรูปที่ 5.1 หลังจากได้สายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นจึงทำการนำสายอากาศต้นแบบมาทำการวัดและทดสอบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศคือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์สายอากาศและแบบรูปการแผ่พลังงานซึ่งในการวัดและทดสอบสายอากาศต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นนั้น โดยทำการวัดและทดสอบสายอากาศภายในห้องไม่สะท้อน



(ก) โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน

(ข) สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบที่สร้างขึ้น

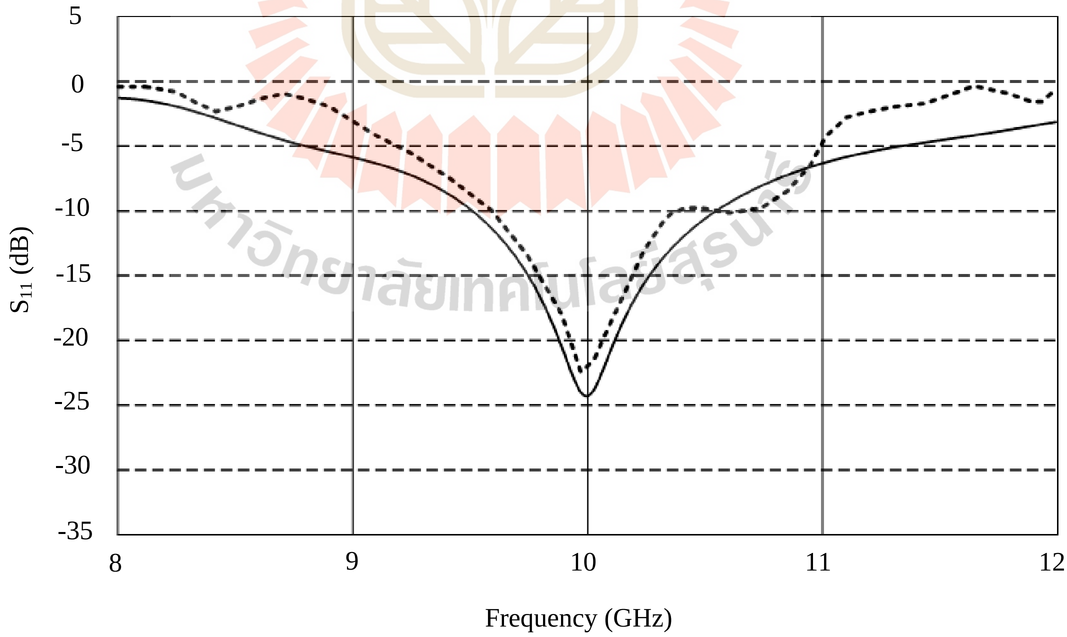
รูปที่ 5.1สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน

ตารางที่ 5.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ

พารามิเตอร์	ขนาด (λ)	ขนาด (mm)
เส้นผ่าศูนย์กลางปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน(d_m)	4	120
ความยาวของสายอากาศปากแตรรูปกรวย(L_1)	3.75	112.5
เส้นผ่าศูนย์กลางท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก(d_w)	0.86	26
ความยาวท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก (l_w)	2	60

5.2.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

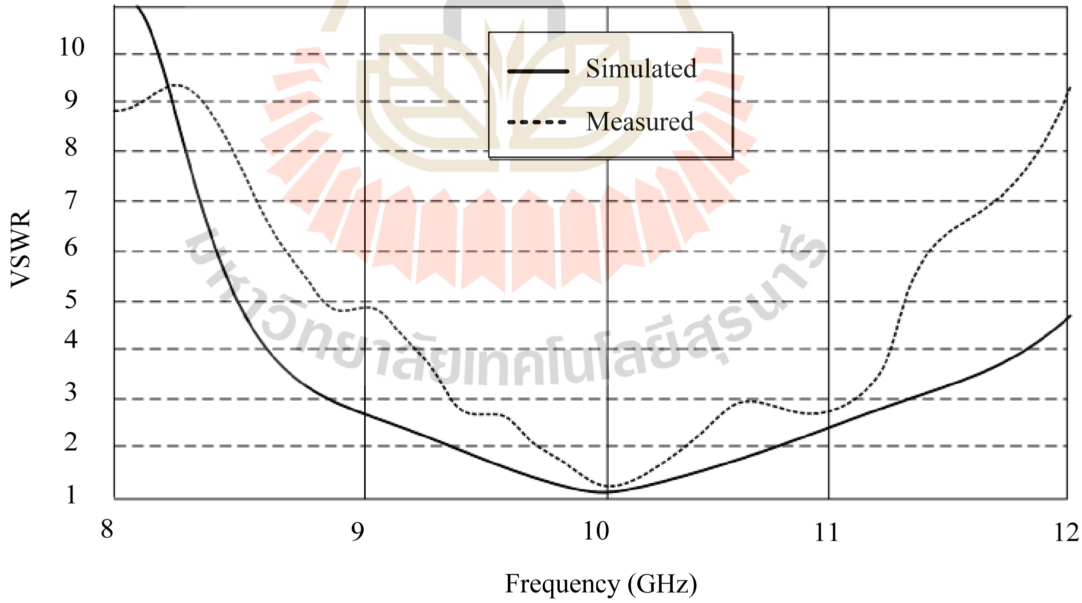
สำหรับพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตช์คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ(S_{11})ซึ่งเป็นการพิจารณาการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้าของสายอากาศซึ่งขนาดของ S_{11}อาจจะมีค่าได้ตั้งแต่ 0dB ถึง ลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0dB แสดงว่าไม่แมตช์อย่างสมบูรณ์ และถ้ามีค่าลบเป็นอนันต์ แสดงว่ามีการแมตช์ที่สมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ และ ชูวงศ์) ในการใช้งานด้านวิศวกรรมสายอากาศค่าของ S_{11}ที่ยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10dB ซึ่งจะสอดคล้องกับค่า SWR ที่มาค่าเท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า จึงถือว่าเป็นที่ยอมรับได้ว่าสายอากาศนั้นมีการแมตช์ที่ดี จากรูปที่ 5.2 ได้ทำการแสดงกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของค่า S_{11} ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานซึ่งจากรูปจะสังเกตได้ว่าที่ความถี่ปฏิบัติการ 10GHz ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยต้นแบบมีค่า S_{11} เท่ากับ-24.62dB และ -24.25 dB ตามลำดับซึ่งจะเห็นได้ว่ากราฟทั้งสองมีความสอดคล้องกัน ณ ความถี่ปฏิบัติการนอกจากนี้ยังพบว่าความกว้างแถบความถี่ที่ได้จากผลการวัดและทดสอบมีความกว้างแถบความถี่น้อยกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เล็กน้อย โดยผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST มีค่าเปอร์เซ็นต์ความกว้างแถบเท่ากับ 11% และจากผลการวัดเท่ากับ 9.34 %



รูปที่ 5.2 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ

5.2.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

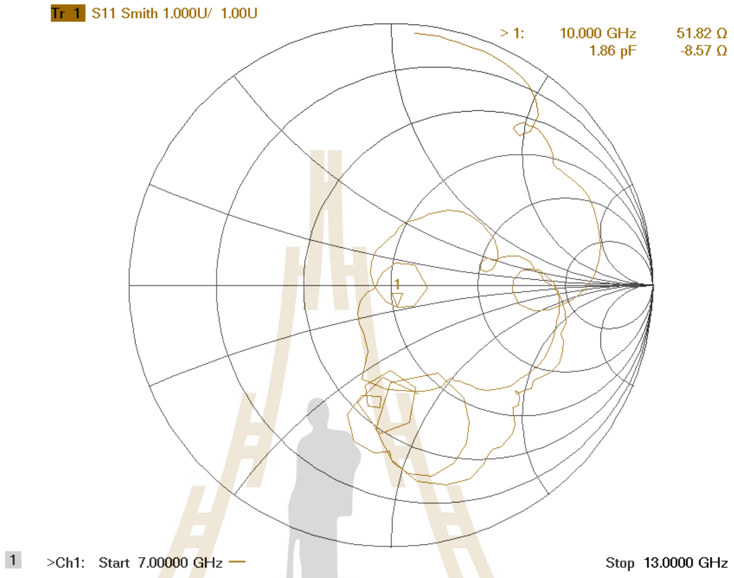
จากสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว ค่าพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศอีกค่าหนึ่งที่ถือได้ว่ามีความสำคัญเป็นอย่างมาก คือค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) สำหรับค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งนี้สามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่1 ถึงอนันต์ โดยหากค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตช์ที่สมบูรณ์ หมายความว่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานออกไปทั้งหมดโดยไม่มีการสะท้อนกลับมา และถ้าสายอากาศมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับอนันต์ หมายความว่าสายอากาศนั้นไม่แมตช์ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งออกไปเกิดการสะท้อนกลับมาทั้งหมด ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องส่งได้รับความเสียหายได้จากการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแล้วทำการเปรียบเทียบผลผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จากผลการเปรียบเทียบดังแสดงได้ในรูปที่ 5.3พบว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ได้จากการวัดมีค่าเท่ากับ 1.3และผลที่ได้จากการจำลองมีค่าเท่ากับ 1.12ซึ่งพบว่ากราฟแสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของผลการจำลองและการวัดมีความสัมพันธ์และสอดคล้องกัน



รูปที่ 5.3กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน

5.2.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ที่ความถี่ปฏิบัติการ 10 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 5.4 มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 51.82 Ω ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ 50 Ω



รูปที่ 5.4ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ

5.2.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

ในการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะR คือระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกลคือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลได้ระยะ$R \geq 0.5$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ R = 1 เมตรเพื่อใช้ในการวัดทดสอบโดยใช้สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 10GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งซึ่งสายอากาศดังกล่าวได้มีการวัดทดสอบมาตรฐานอัตราขยายเรียบร้อยโดยมีอัตราขยายที่ความถี่ปฏิบัติการ 10 GHz เท่ากับ 18.218 dBiและสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบที่จะทำการวัดทดสอบเป็นสายอากาศภาครับ ดังแสดงในรูปที่ 5.5จากนั้นใช้สมการการส่งผ่านของฟริส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบโดยสมการส่งผ่านของฟริสที่นำมาใช้คือ

$$G_{r_{dB}} = P_{r_{dB}} - P_{t_{dB}} - G_{t_{dB}} + 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \tag{5.1}$$

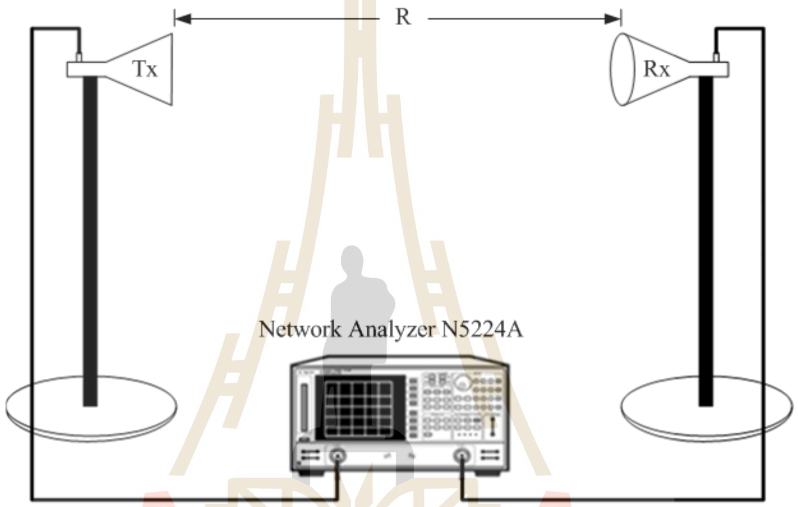
โดยที่

G_{dB} คือ อัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ

G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง

G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ

R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ(เมตร)



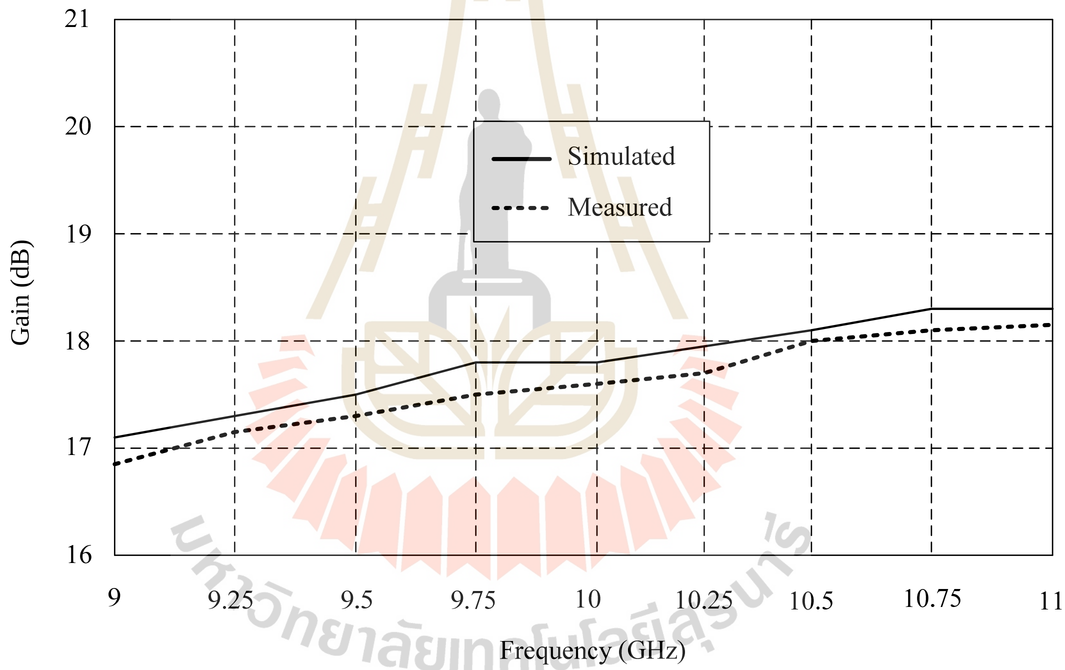
(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย

(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.5วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

จากผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานต้นแบบพบว่ามีอัตราขยายเท่ากับ 17.342 dBi นอกจากนี้ในการวัดทดสอบได้ทำพิจารณาการวัดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานต้นแบบในช่วงความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz – 11 GHz ซึ่งในขั้นตอนการวัดอัตราขยายโดยใช้วิธีการวัดอัตราขยายตามที่ได้กล่าวไว้แล้วซึ่งสายอากาศที่นำมาใช้เป็นสายอากาศในภาคส่งคือสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ได้ทำการทดสอบมาตรฐานอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่เป็นที่เรียบร้อยแล้วโดยกราฟผลการเปรียบเทียบอัตราขยายดังแสดงในรูปที่ 5.6



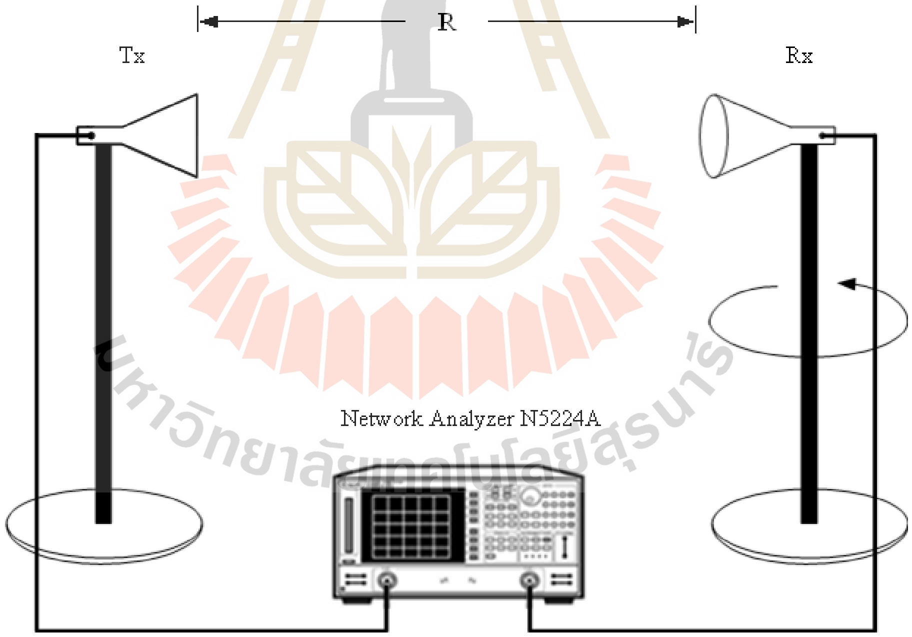
รูปที่ 5.6ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz -11 GHz

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

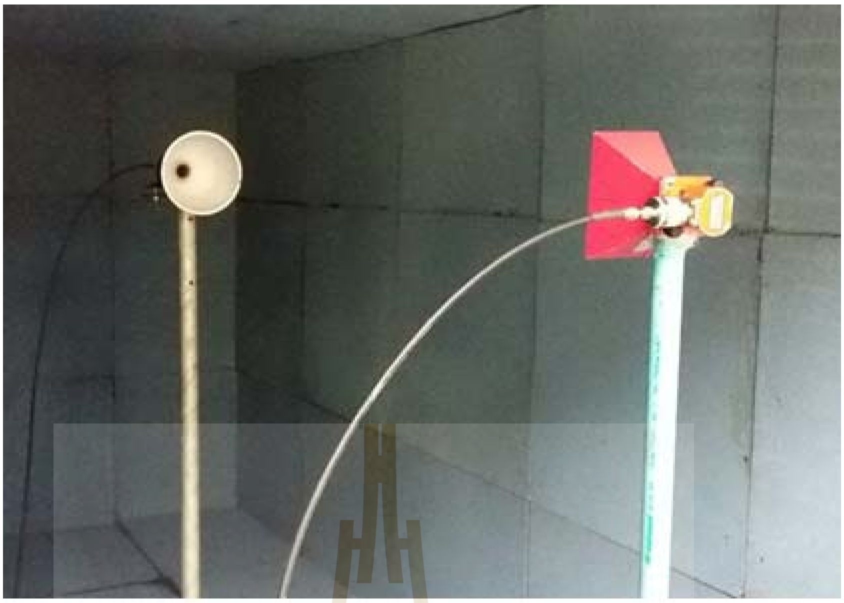
5.2.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

ในการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ จากรูปที่ 5.7แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานในระนาบสนามไฟฟ้าและวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 5.8 โดยในการวัดทดสอบได้ทำการวัดในห้องไม่

สะท้อนคลื่นและโดยมีระยะของ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกลคือ$R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ค่าD คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลได้ระยะ$R \geq 0.5$ เมตรซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ R = 1 เมตร โดยใช้สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 10GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน(สายอากาศภาครับ) ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่งตั้งแต่มุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งหมดในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 5.9จากผลการวัดทดสอบสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานต้นแบบ พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปCSTโดยมีลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานใกล้เคียงกับแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยว

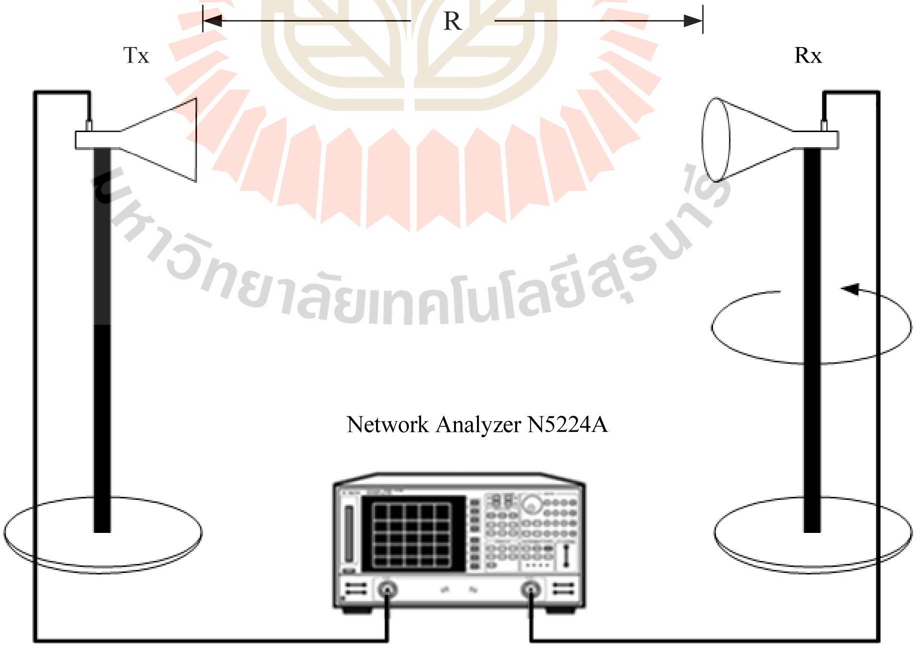


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



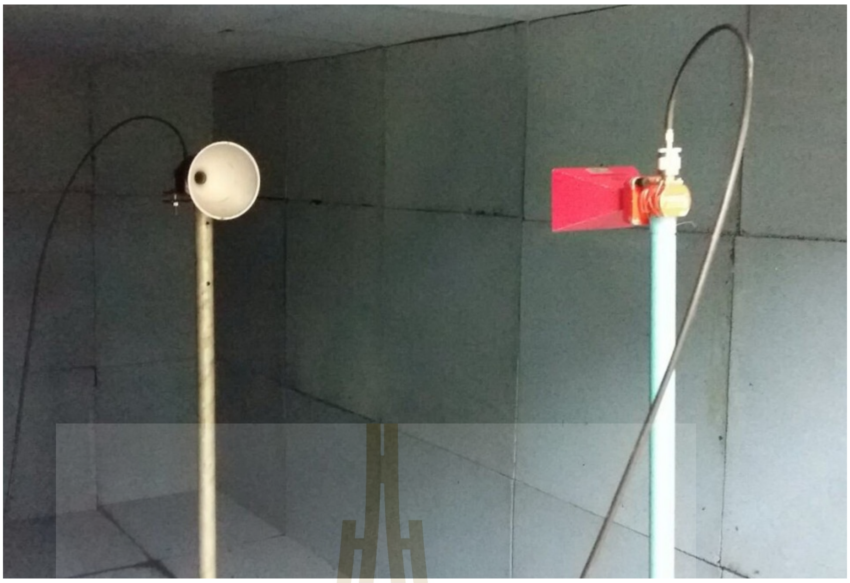
(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.7 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศปากแตร ขนาดมาตรฐาน



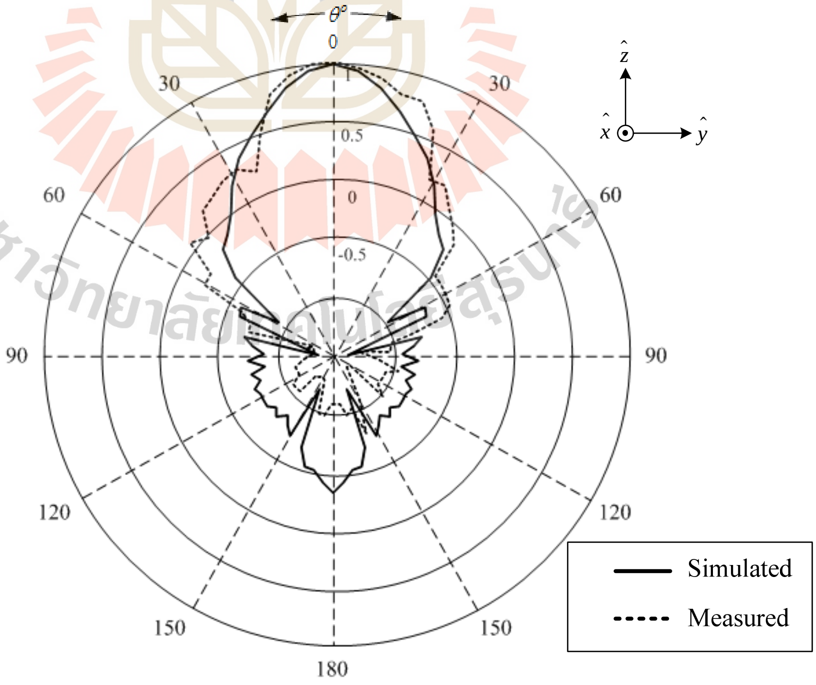
(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

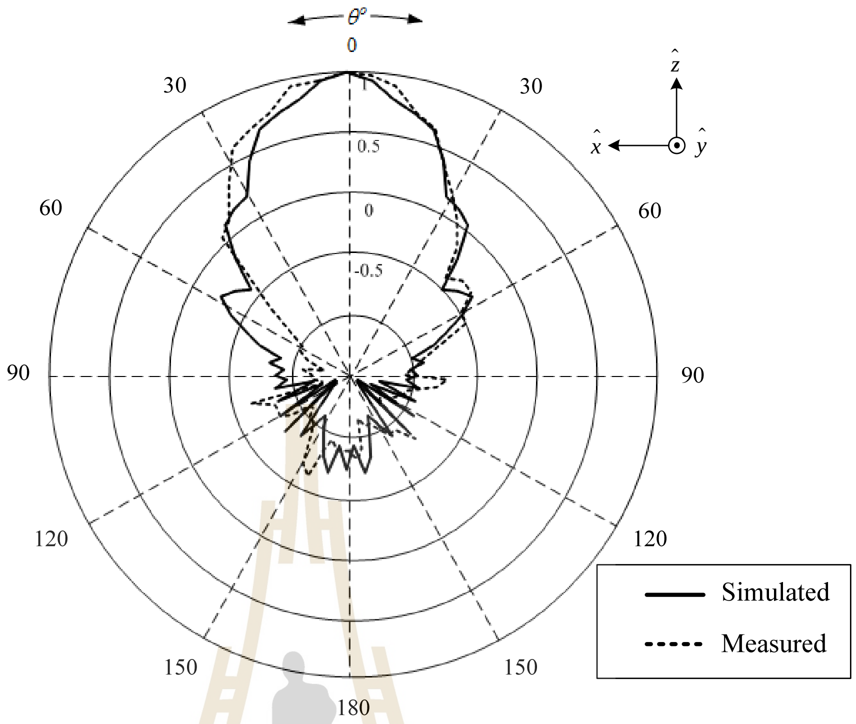


(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

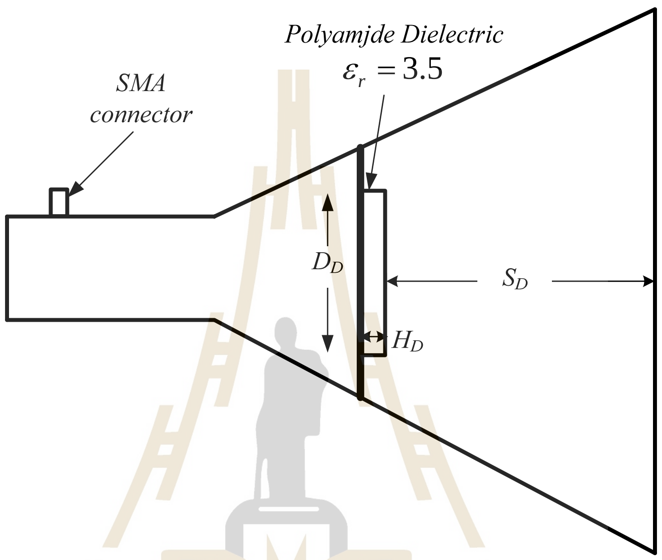
รูปที่ 5.9แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน

5.3 สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศเพื่อทำการปรับปรุงประสิทธิภาพแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐาน เพื่อให้มีแบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรขึ้น อีกทั้งลดระดับพูข้างให้ลดต่ำลงจากการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกจนได้ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมแล้วจึงทำการสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้นมา โดยในการออกแบบและวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์สำหรับไดอิเล็กตริกที่ใช้ในการสร้างโหลดไดอิเล็กตริกคือ ไดอิเล็กตริกชนิดพอลิเอไมด์ (polyamide)จากการวิเคราะห์วัสดุที่นำมาใช้ในการสร้างโหลดไดอิเล็กตริกพบว่าไดอิเล็กตริกชนิดพอลิเอไมด์มีคุณสมบัติในการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานดีที่สุดโดยรูปแบบโครงสร้างของโหลดไดอิเล็กตริกและสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบดังแสดงในรูปที่5.10และการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโหลดไดอิเล็กตริกของสายอากาศต้นแบบดังแสดงไว้ในตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

ค่าพารามิเตอร์	ขนาด(λ)	ขนาด (mm)
ความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก (H_D)	0.25	7.5
เส้นผ่าศูนย์กลางของโหลดไดอิเล็กตริก (D_D)	1	30
ระยะตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริก(S_D)	2.554	76.24



(ก) โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

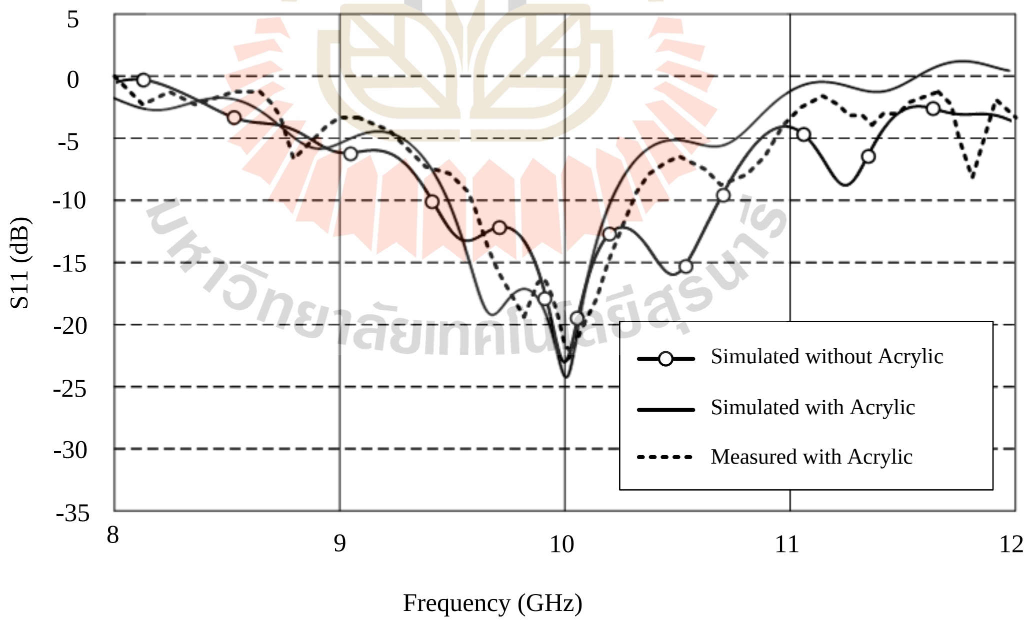
(ข) สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ

รูปที่5.10สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

5.3.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

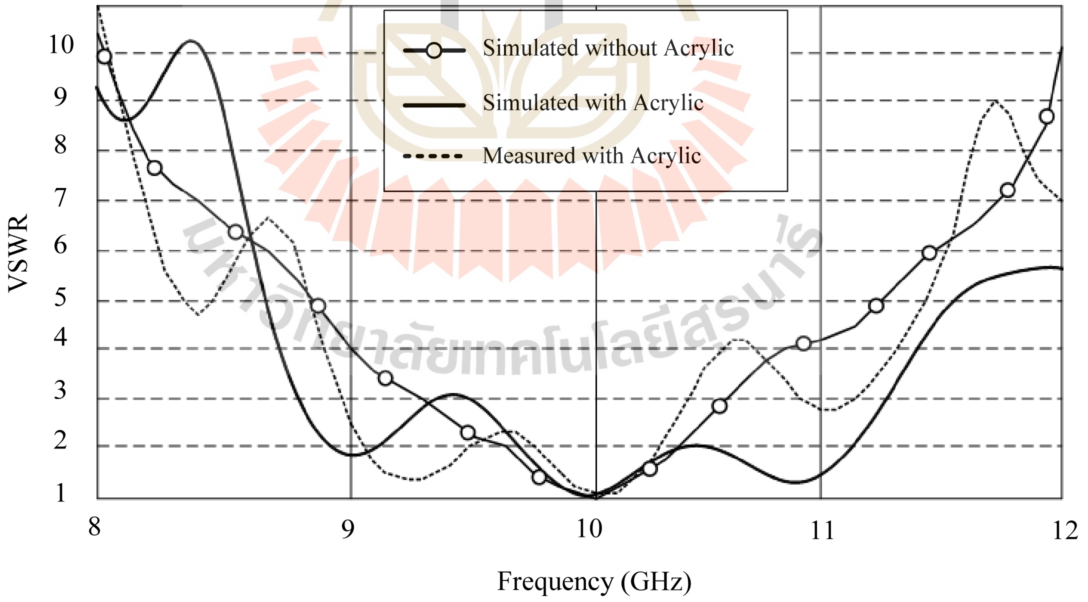
จากสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้วจึงนำสายอากาศปากแตรที่ได้มาทำการเปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จากรูปที่ 5.11แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการวัดและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะสังเกตได้ว่าที่ความถี่ปฏิบัติการ 10GHz สายอากาศต้นแบบมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST มีค่าเท่ากับ-24.62dB และจากผลการวัดมีค่าเท่ากับ-27.27 dB ตามลำดับซึ่งจะเห็นได้ว่ากราฟทั้งสองมีความสอดคล้องกัน ณ ความถี่เรโซแนนซ์เมื่อพิจารณาในส่วนของความกว้างแถบความถี่สังเกตได้ว่าผลจากการวัดจะมีค่าความกว้างแถบความถี่แคบกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CSTและที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ปฏิบัติการจะพบว่ามีการสะท้อนกลับเกิดขึ้นซึ่งเป็นผลกระทบจากตัวโครงสร้างโหลดไดอิเล็กตริกที่ทำการสร้างขึ้นจริง ในการพิจารณาความกว้างแถบความถี่พบว่าผลการวัดทดสอบมีความกว้างแถบความถี่น้อยกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST มีค่าเปอร์เซ็นต์ความกว้างแถบเท่ากับ 9.45% และจากผลการวัดเท่ากับ 9.13 %



รูปที่ 5.11กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ

5.3.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

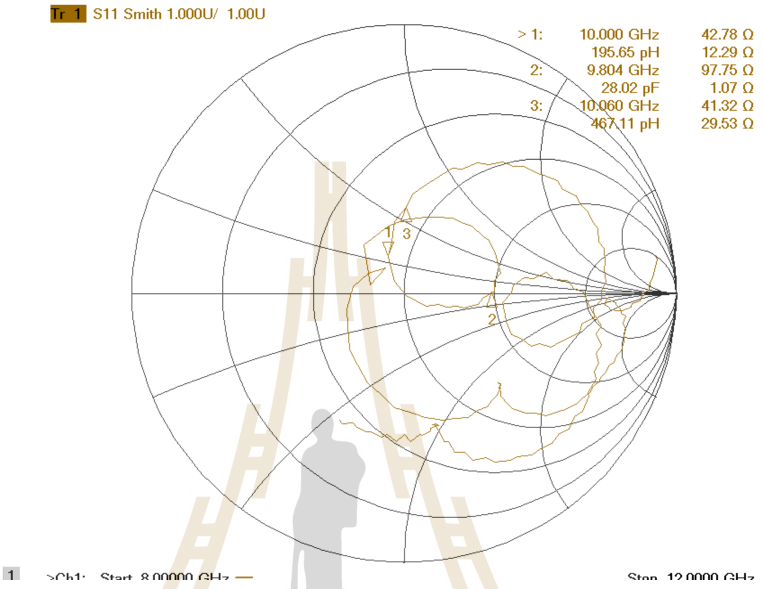
จากสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว ค่าพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงประสิทธิ์ภาพของสายอากาศอีกค่าหนึ่งที่ถือได้ว่ามีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง คือค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) สำหรับค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งสามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่1 ถึงอนันต์ โดยถ้าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง มีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตช์ที่สมบูรณ์ หมายความว่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศมีแบบรูปการแผ่พลังงานออกไปทั้งหมดไม่มีการสะท้อนกลับมา และถ้าสายอากาศมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับอนันต์หมายความว่าสายอากาศนั้นไม่แมตช์ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งออกไปเกิดการสะท้อนกลับมาทั้งหมดซึ่งจะส่งผลให้เครื่องส่งได้รับความเสียหายได้จากการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายที่ความถี่10 GHz แล้วทำการเปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จากผลการเปรียบเทียบดังแสดงได้ในรูปที่ 5.12พบว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ได้จากการวัดมีค่าเท่ากับ 1.12 และผลที่ได้จากการจำลองมีค่าเท่ากับ 1.02 ซึ่งพบว่ากราฟแสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งของทั้งสองมีความสัมพันธ์และสอดคล้องกัน



รูปที่ 5.12 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลวัดทดสอบของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ

5.3.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

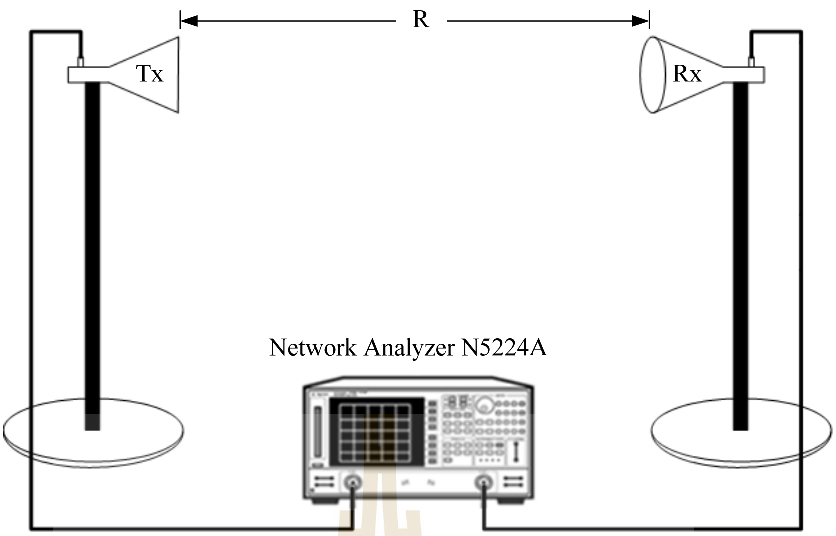
จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ที่ความถี่ 10 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 5.13 มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 42.78 Ω ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ 50 Ω



รูปที่ 5.13 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ

5.3.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

สำหรับการวัดอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบที่สร้างขึ้น โดยทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น ซึ่งมีระยะR คือ ระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกลคือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลได้ระยะ $R \geq 0.5$ เมตร ในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ R = 1 เมตร เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ โดยใช้สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 10GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศในภาคส่งซึ่งสายอากาศดังกล่าวได้มีการวัดทดสอบมาตรฐานอัตราขยายเรียบร้อยโดยมีอัตราขยายที่ความถี่ปฏิบัติการ 10 GHz เท่ากับ 18.218 dBiและสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบเป็นสายอากาศภาครับ ดังแสดงในรูปที่ 5.14จากนั้นทำการนำสมการการส่งผ่านของฟริสมาใช้ในการคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบจากสมการ (5.1)พบว่าอัตราขยายที่ได้จากการวัด ณ ที่ความถี่ 10 GHz มีค่าเท่ากับ 18.168 dBi



(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย

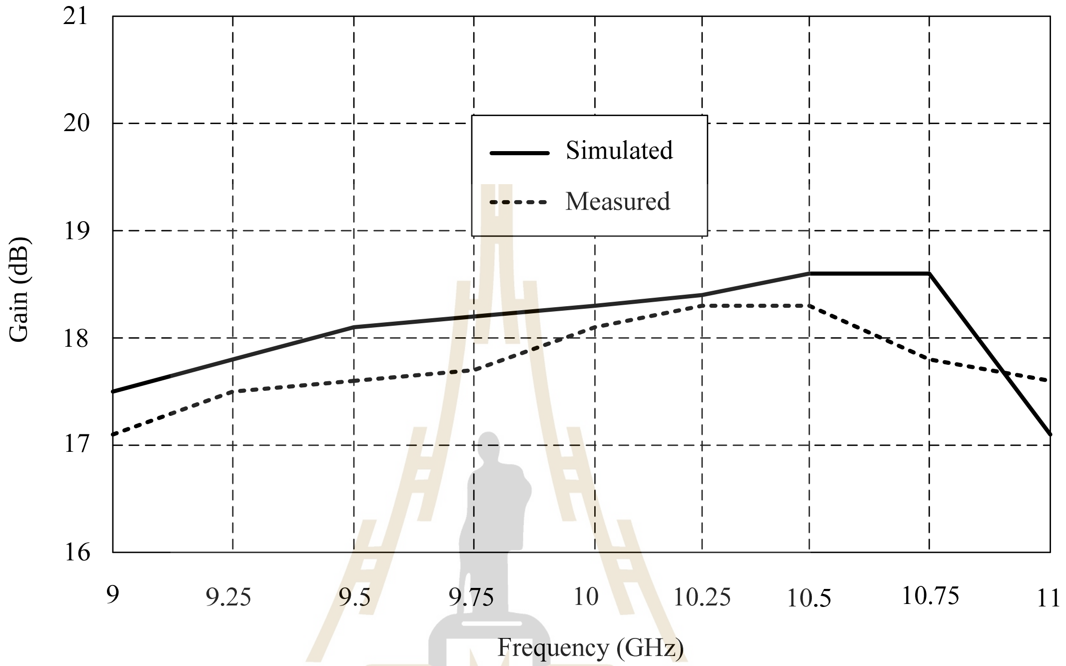
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.14วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลด
ไดอิเล็กตริก

จากนั้นได้ทำการวัดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบในช่วงความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยแสดงการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz – 11 GHz ซึ่งในขั้นตอนการวัดอัตราขยาย

โดยใช้วิธีการวัดอัตราขยายตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว ซึ่งสายอากาศที่นำมาใช้เป็นสายอากาศในภาคส่งคือสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ได้ทำการทดสอบมาตรฐานอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่เป็นที่เรียบร้อยแล้วโดยกราฟผลการเปรียบเทียบอัตราขยายดังแสดงในรูปที่ 5.15

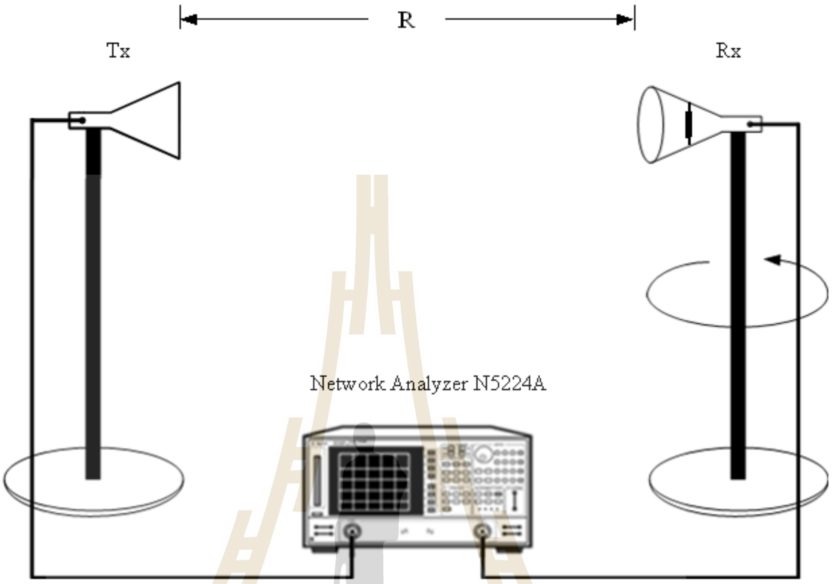


รูปที่ 5.15ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกในช่วงความถี่ตั้งแต่ 9 GHz -11 GHz

5.3.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

จากรูปที่ 5.16 และ 5.17 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกทั้งในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ โดยทำการทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่นและมีระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลได้ระยะ$R \geq 0.5$ เมตร ซึ่งงานการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ R = 1 เมตร โดยใช้สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 10GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงโดยทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก (สายอากาศภาครับ)ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่งตั้งแต่มุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งหมด

ในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 5.18จากผลการวัดทดสอบสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกต้นแบบ พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ซึ่งมีลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานใกล้เคียงกับแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยว

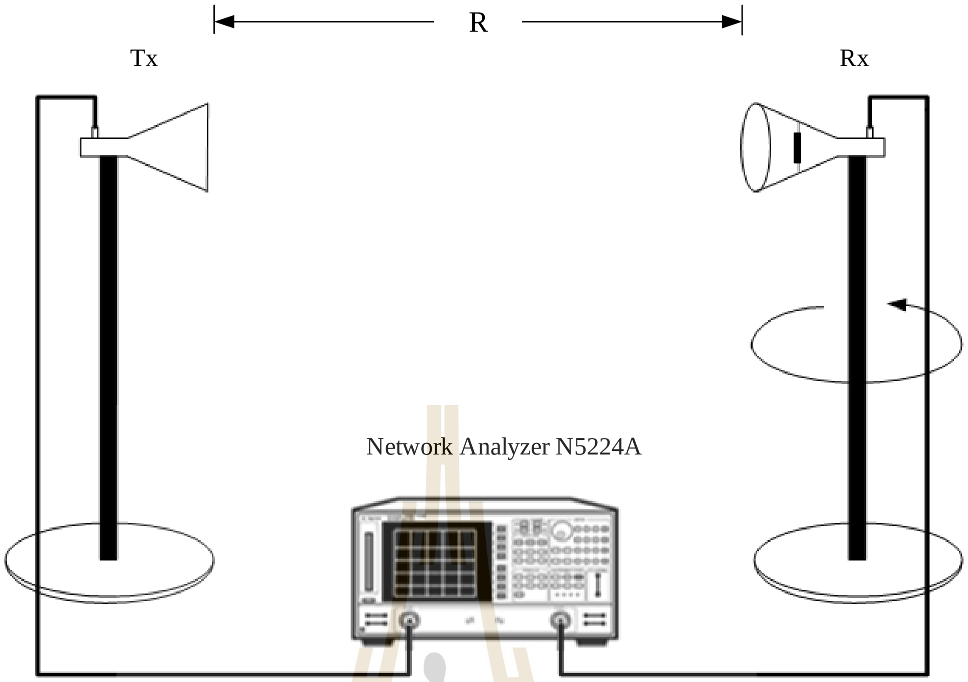


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.16วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

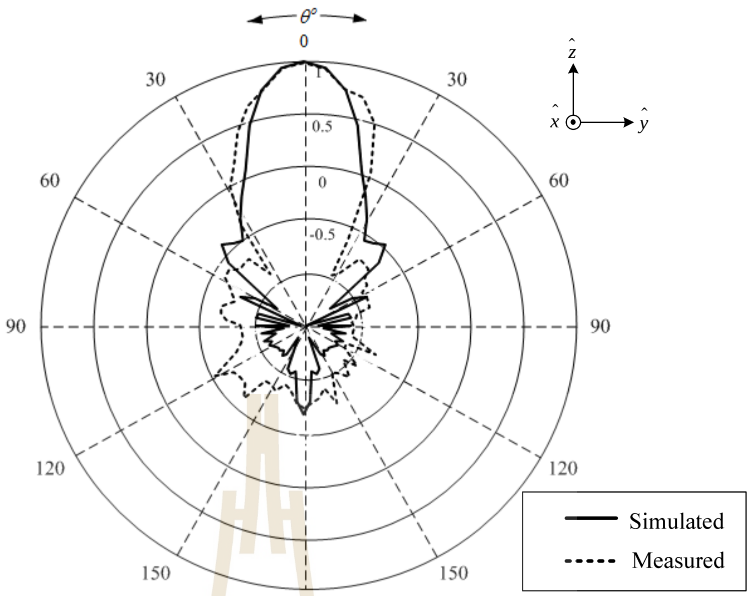


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

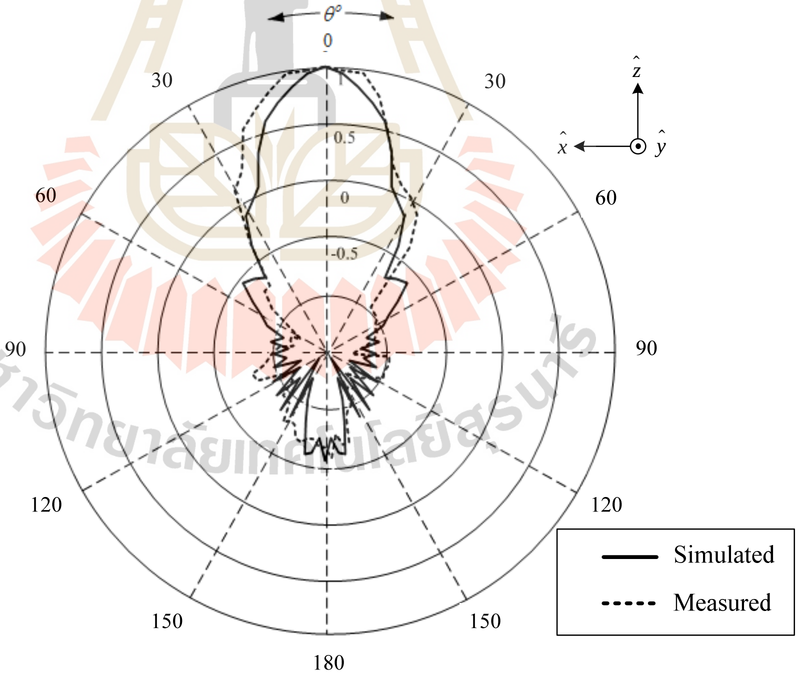
(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.17วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตร
รูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

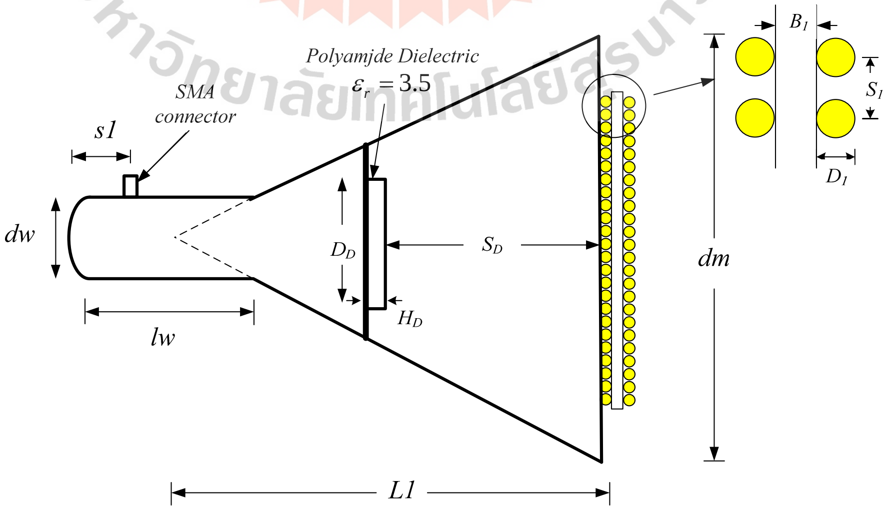
รูปที่ 5.18 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก

5.4 สายอากาศปากแตรโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

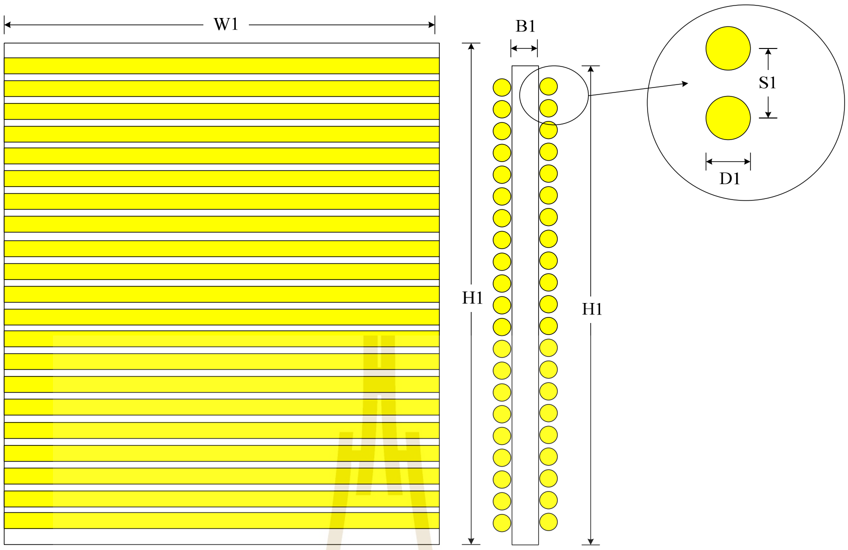
สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด คือสายอากาศที่นำเสนอในงานวิจัยชิ้นนี้ซึ่งจากการออกแบบและวิเคราะห์ในบทที่ผ่านมาจนกระทั่งได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีความเหมาะสมเป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ได้กำหนดได้ แล้วทำการนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้นมา โดยโครงสร้างของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดได้แสดงดังรูปที่ 5.19ซึ่งจะประกอบด้วยเทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรเพื่อใช้ในการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานและการนำโครงสร้างตัวตัวแบบเส้นลวดเพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยได้แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศดังตารางที่ 5.3 หลังจากนั้นทำการวัดเพื่อทดสอบประสิทธิ์ภาพของสายอากาศและเปรียบเทียบผลของการวัดกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST

ตารางที่ 5.3ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด

ค่าพารามิเตอร์	ขนาด (λ)	ขนาด (mm)
ความหนาของไดอิเล็กตริกสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด (*B1*)	0.166λ	3.5
ความกว้างของไดอิเล็กตริกสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด (*W1*)	2λ	60
ความสูงของไดอิเล็กตริกสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด (*H1*)	2.26λ	68
ระยะห่างระหว่างเส้นลวดที่วางขนานกัน (*S1*)	0.166λ	3.5
เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวด (*D1*)	0.083λ	2.5



(ก) โครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่นำเสนอ



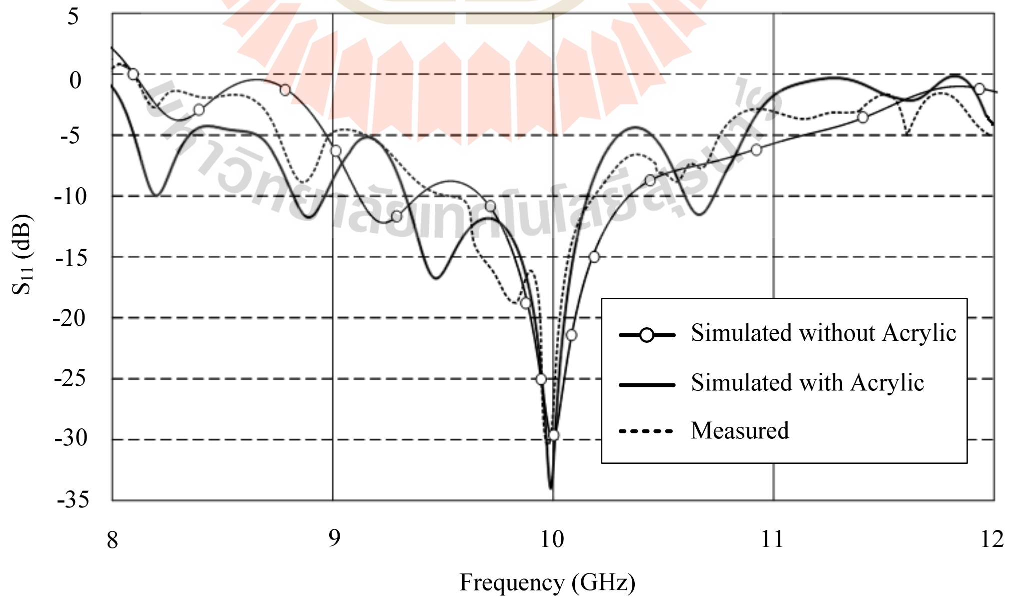
(ข) โครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

(ค) สายอากาศต้นแบบ

รูปที่5.19สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

5.4.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

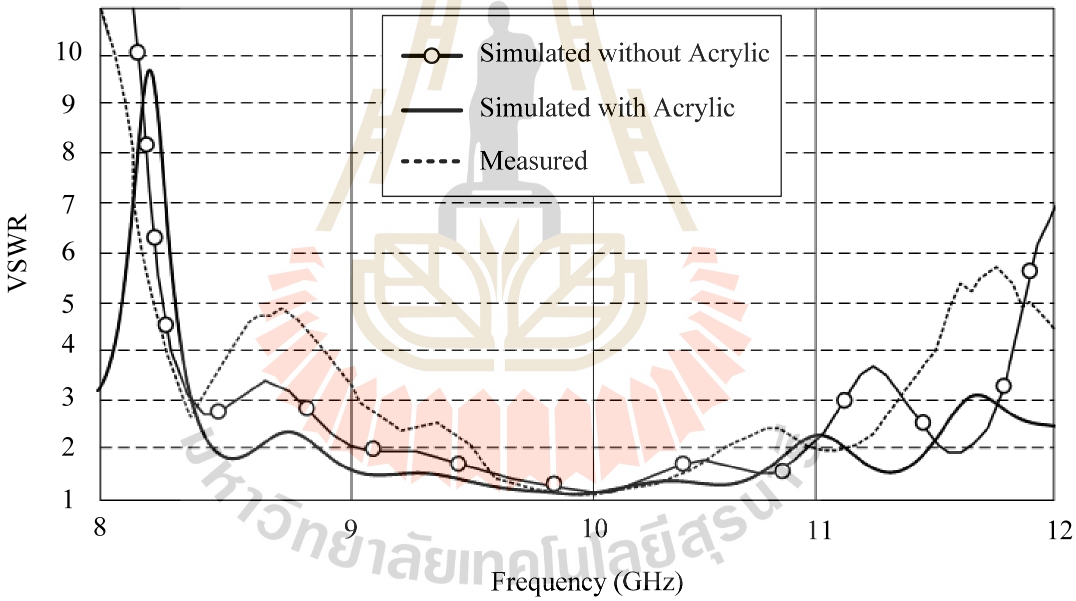
ในการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศได้ทำการวัดทดสอบภายในในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยในรูปที่ 5.20แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอจะสังเกตได้ว่าที่ความถี่ปฏิบัติการ10GHz สายอากาศต้นแบบมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการจำลองใน 2 แบบ โดยแบบแรกจำลองโดยการวางโหลดไดอิเล็กตริกลอยโดยไม่มีฐานยึดและในแบบที่สองทำการจำลองโดยการติดตั้งแผ่นอะคริลิคเพื่อติดตั้งโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดโดยผลที่ได้จากการจำลองมีค่าเท่ากับ-29.87dB และ -34.24 dB ตามลำดับในส่วนผลที่ได้จากการวัดมีค่าเท่ากับ-30.18 dB ซึ่งจะเห็นได้ว่ากราฟที่ได้มีความสอดคล้องกัน ณ ความถี่เรโซแนนซ์ โดยพิจารณาระหว่างผลการจำลองโดยการติดตั้งแผ่นอะคริลิคเพื่อเพื่อติดตั้งโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดและผลที่ได้จากการวัดจากสายอากาศต้นแบบเมื่อพิจารณาความกว้างแถบความถี่จะพบว่ามีความกว้างแถบความถี่ที่ใกล้เคียงกันแต่ช่วงความกว้างแถบความถี่เรโซแนนซ์จะเลื่อนลงมาทางด้านความถี่ต่ำเล็กน้อย และพบว่าผลจากการวัดสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ปฏิบัติการจะเกิดการสะท้อนกลับของคลื่นเล็กน้อยในส่วนของความกว้างแถบความถี่พบว่าผลการวัดทดสอบมีความกว้างแถบความถี่น้อยกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST มีค่าเปอร์เซ็นต์ความกว้างแถบเท่ากับ 6.6% และจากผลการวัดเท่ากับ 6.2 %



รูปที่ 5.20กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

5.4.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

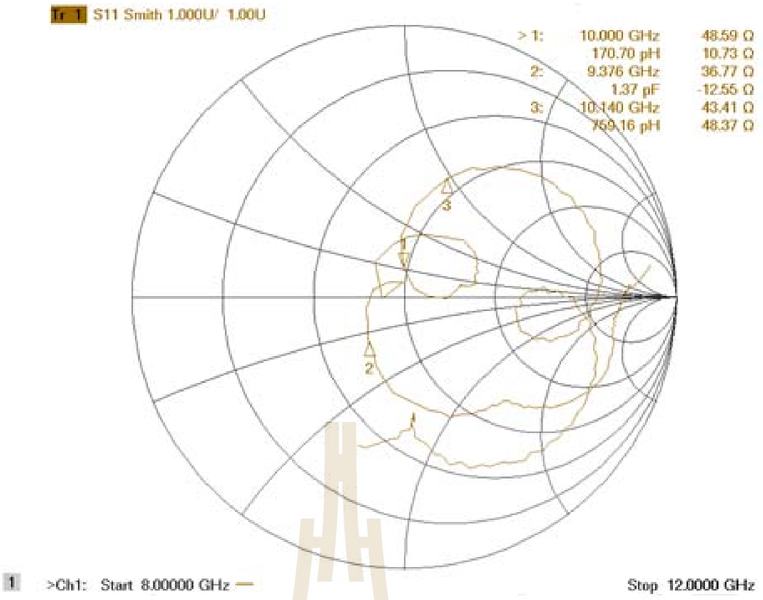
จากรูปที่ 5.21แสดงผลการเปรียบเทียบค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการจำลองใน 2 รูปแบบ โดยแบบแรกจำลองโดยการวางโหลดไดอิเล็กตริกลอยโดยไม่มีฐานยึดและในแบบที่สองทำการจำลองโดยการติดตั้งแผ่นอะคริลิคเพื่อยึดโหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศจากผลการเปรียบเทียบดังแสดงได้ในรูปที่ 5.21พบว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศที่ได้จากการวัดมีค่าเท่ากับ 1.18 และผลที่ได้จากการจำลองซึ่งในแบบแรกจำลองโดยการวางโหลดไดอิเล็กตริกลอยโดยไม่มีฐานยึดมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.02 และในแบบที่สองทำการจำลองโดยการติดตั้งแผ่นอะคริลิคเพื่อยึดโหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับ 1.03ซึ่งพบว่ากราฟแสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของทั้งสองมีสอดคล้องกัน



รูปที่ 5.21กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง(VSWR)ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด

5.4.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

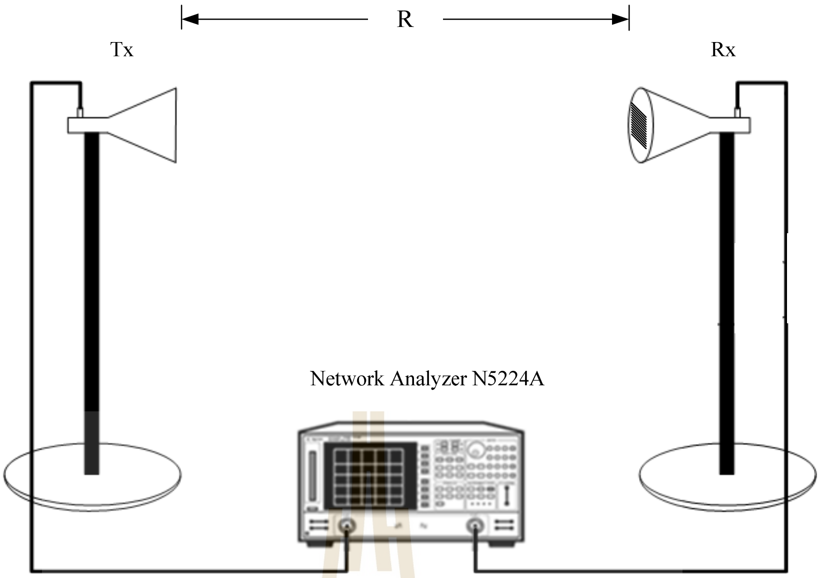
จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายที่ความถี่ 10 GHz แสดงได้ดังรูปที่ 5.22 มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 48.59 Ω ซึ่งใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ 50 Ω



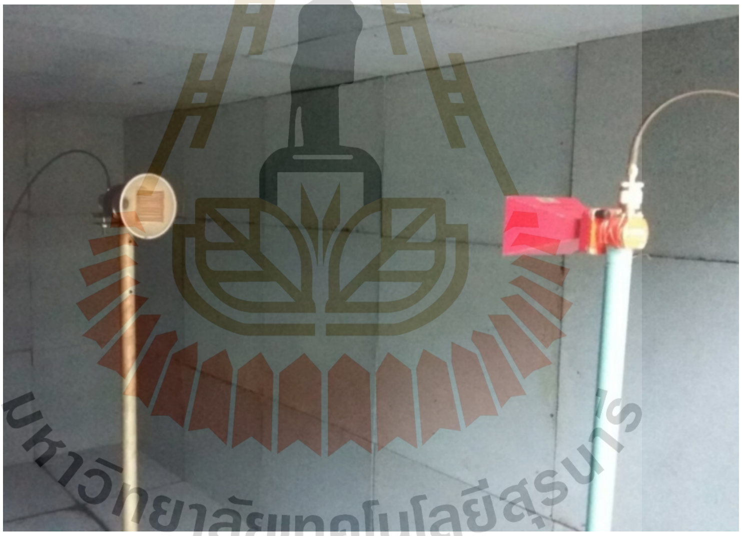
รูปที่ 5.22ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

5.4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

สำหรับการวัดอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะR คือระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกลคือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบจากการคำนวณสนามระยะไกลได้ระยะ R≥0.5 เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ R = 1 เมตรเพื่อใช้ในการวัดทดสอบ โดยใช้สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 10GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงมาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งซึ่งสายอากาศดังกล่าวได้มีการวัดทดสอบมาตรฐานอัตราขยายเรียบร้อยโดยมีอัตราขยายที่ความถี่ปฏิบัติการ 10 GHz เท่ากับ 18.218 dBiและสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบเป็นสายอากาศภาครับ ดังแสดงในรูปที่ 5.23จากนั้นทำการนำสมการการส่งผ่านของฟริสมาใช้ในการคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบจากสมการ (5.1) จากผลการวัดพบว่าอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบที่ความถี่ 10GHzมีค่าเท่ากับ 20.718 dBi



(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย

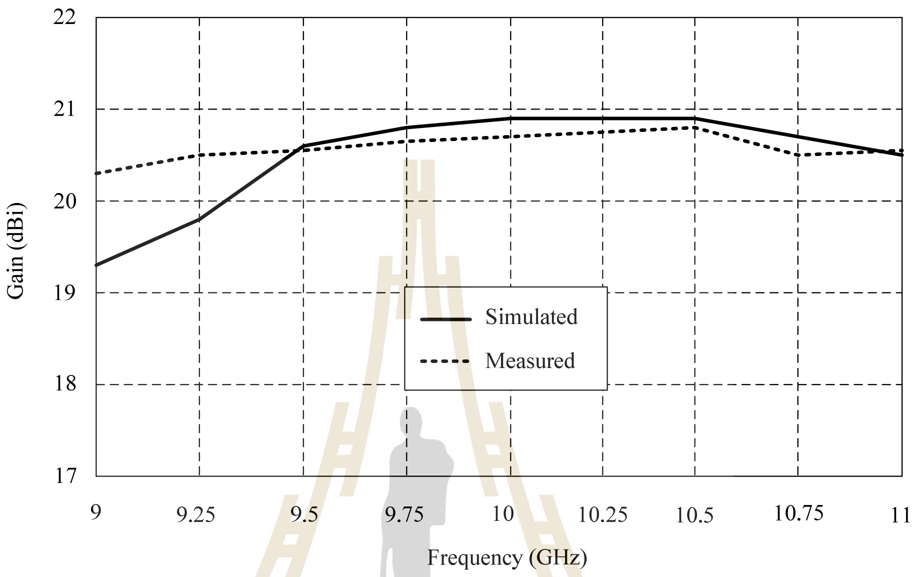


(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.23วิธีการวัดทดสอบการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ

นอกจากนี้ในการวัดทดสอบได้ทำพิจารณาการวัดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบในช่วงความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในช่วง

ความถี่ตั้งแต่ 9 GHz – 11 GHz ซึ่งในขั้นตอนการวัดอัตราขยายโดยใช้วิธีการวัดอัตราขยายตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว ซึ่งสายอากาศที่นำมาใช้เป็นสายอากาศในภาคส่งคือสายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากที่ได้ทำการทดสอบมาตรฐานอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่เป็นที่เรียบร้อยแล้วโดยกราฟผลการเปรียบเทียบอัตราขยายดังแสดงในรูปที่ 5.24

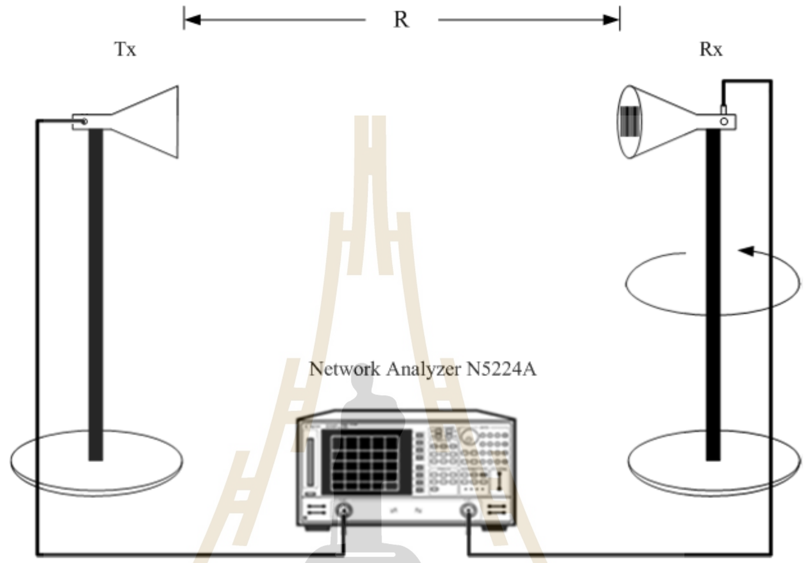


รูปที่ 5.24แบบจำลองการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ

5.4.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน

จากรูปที่ 5.25 และ 5.26 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ ทั้งในสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ โดยทำการทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่นและระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลได้ระยะ$R \geq 0.5$ เมตร ซึ่งการวัดทดสอบนี้ได้กำหนดให้ระยะ R = 1 เมตร โดยใช้สายอากาศปากแตรรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากซึ่งมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 10GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงโดยทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด(สายอากาศภาครับ)ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่งตั้งแต่มุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศทั้งหมดในระนาบสนามไฟฟ้า

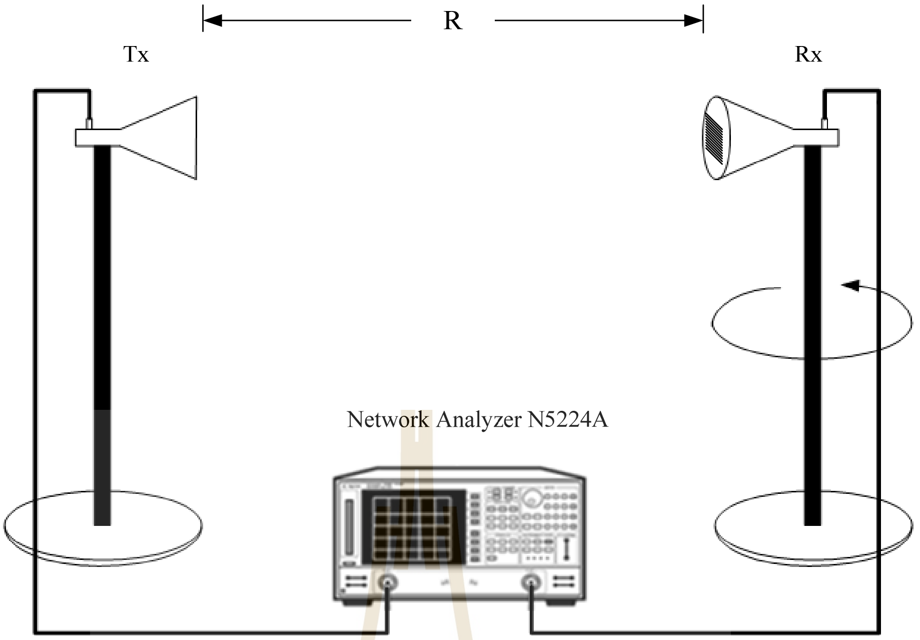
และระนาบสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 5.27จากผลการวัดทดสอบสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ พบว่าแบบรูปการแผ่พลังงานของในระนาบสนามไฟฟ้าสนามแม่เหล็กและโพราไรซ์ไขว้มีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ซึ่งมีลักษณะของแบบรูปการแผ่พลังงานใกล้เคียงกับแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยว



(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.25วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

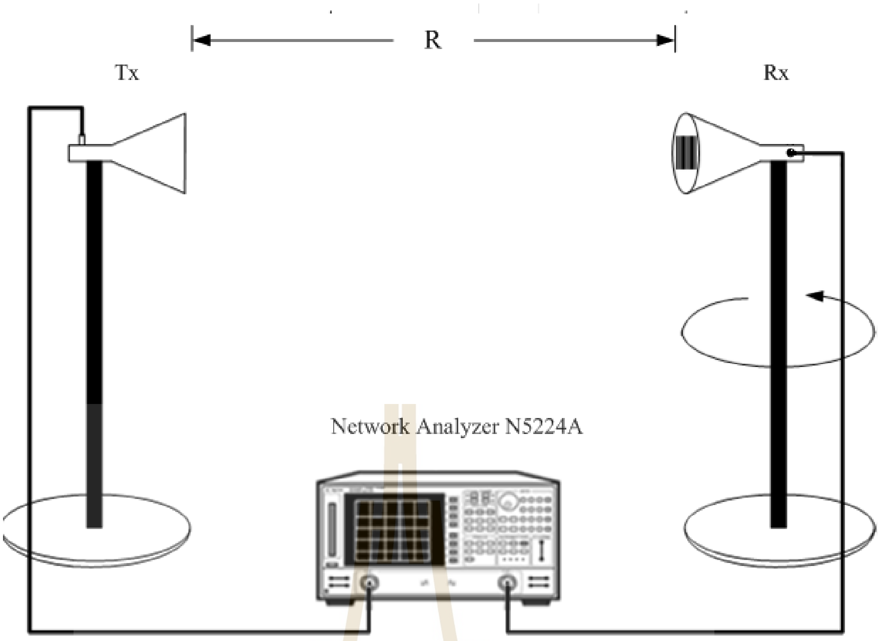


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.26วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

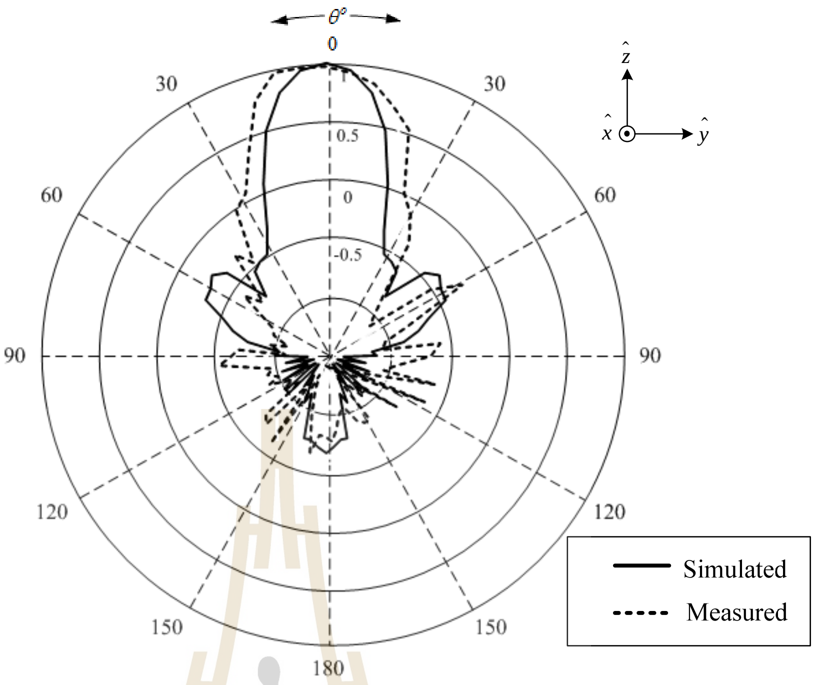


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบโพลาไรซ์ไขว้

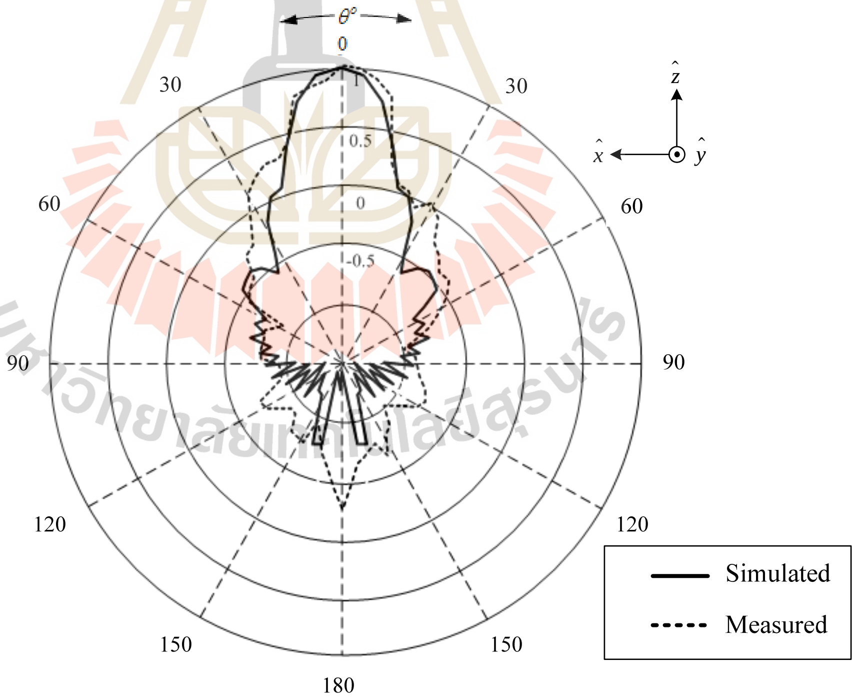
(ข) การติดตั้งจริงสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบโพลาไรซ์ไขว้

รูปที่ 5.27วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานในรูปแบบโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศ
ปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

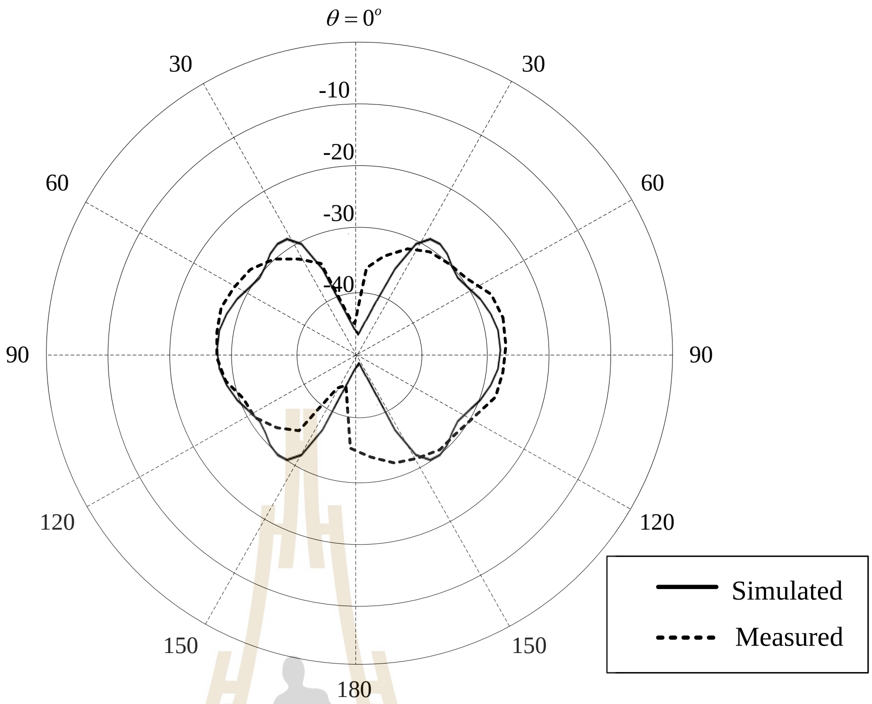


(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี



(ค) รูปแบบโพลาไรซ์ไขว้

รูปที่ 5.28การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานในของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด

5.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองโครงสร้างสายอากาศและการวัดทดสอบ

จากการเปรียบเทียบระหว่างการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST กับผลวัดทดสอบสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นของสายอากาศ3 รูปแบบ คือ สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริกและสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ซึ่งประกอบด้วยใส่โหลดไดอิเล็กตริกเข้าไปภายในสายอากาศและเพิ่มโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดบนแนวระนาบอะเพอร์เจอร์สายอากาศโดยผลจากการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศทั้ง3 รูปแบบที่ความถี่ 10 GHzได้แสดงในตารางที่ 5.4จากตารางจะแสดงให้เห็นว่าผลที่ได้จากการวัดและทดสอบจากสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นจริงนั้นมีค่าแตกต่างกันเพียงเล็กน้อยและค่าที่ได้สัมพันธ์กับการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CSTและในตารางที่ 5.5 ได้แสดงการเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศระหว่างสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานกับ

สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดจะสังเกตได้ว่าสายอากาศที่นำเสนอมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศปากแตรขนาดมาตรฐานโดยอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากเดิม 3.2 dB แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศมีความสมมาตรและระดับพูข้างที่เกิดขึ้นต่ำดังนั้นจึงแสดงให้เห็นว่าเทคนิคการนำคุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดและการใส่โหลดไดอิเล็กตริกสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวยได้

ตารางที่5.4 การเปรียบเทียบค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศระหว่างการจำลองการออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และการวัดจากสายอากาศต้นแบบที่ความถี่ 10 GHz

ค่าพารามิเตอร์ที่ความถี่ 10GHz	สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน		สายอากาศปากแตรรูปกรวยที่นำเสนอ	
	ผลการจำลอง	ผลการวัด	ผลการจำลอง	ผลการวัด
ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} (dB)	-23.35	-24.23	-29.38	-30.26
ความกว้างแถบ (%)	11	9.34	6.6	6.2
อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.15	1.31	1.03	1.18
อัตราขยาย (dB)	17.7	17.34	20.9	20.76

ตารางที่ 5.5การเปรียบเทียบอัตราขยายที่ความถี่ 10 GHz ของสายอากาศ 4รูปแบบ

ชนิดสายอากาศ	อัตราขยาย [dB]ที่ความถี่ 10 GHz	
	ผลการจำลอง	ผลการวัด
สายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐาน	17.7	17.67
สายอากาศปากแตรรูปกรวยกรณีใส่โหลดไดอิเล็กตริก	18.4	18.16
สายอากาศปากแตรรูปกรวยที่นำเสนอ	20.9	20.76

5.6 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างสื่อตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบ เพื่อทดสอบประสิทธิภาพสายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้นจริง เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบระหว่างการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ว่ามีความสอดคล้องกัน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

มากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการวัดทดสอบได้แก่ S_{11}แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า ระนาบสนามแม่เหล็กและอัตราขยาย พบว่าค่า S_{11}และแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศต้นแบบในสนามระยะไกลรวมถึงอัตราขยาย ซึ่งผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST และผลการวัดทดสอบมีค่าใกล้เคียงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกัน ซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากความแม่นยำในการสร้างสายอากาศตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง

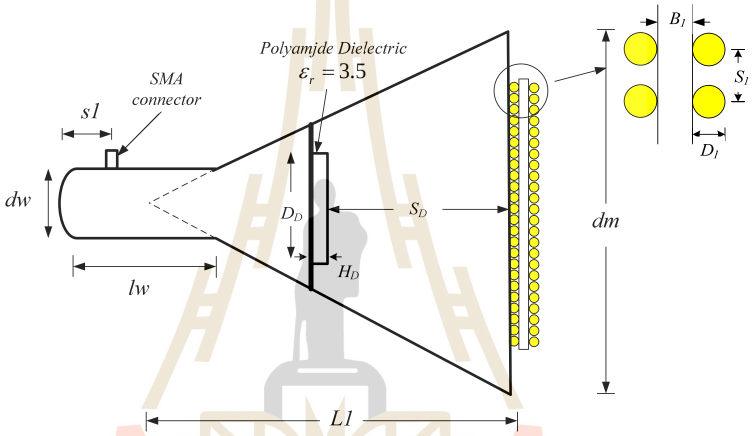
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

บทที่ 6
บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ ออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด โดยใช้วิธีการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดเพื่อประยุกต์ใช้งานในระบบเรดาร์ โดยเริ่มจากการศึกษาทฤษฎีเบื้องต้นสายอากาศปากแตรรูปกรวยขนาดมาตรฐานค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของสายอากาศ หลังจากนั้นทำการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยพบว่ารูปแบบการแผ่กระจายกำลังที่ออกมานั้นมีความไม่สมมาตรในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก จึงทำการศึกษาหาวิธีปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานเพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงานที่สมมาตรขึ้น ซึ่งจากการศึกษาพบว่าการนำเทคนิคการใส่โหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวยสามารถช่วยในการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานอีกทั้งสามารถช่วยในการลดระดับพูข้างของแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศปากแตรรูปกรวยได้ จากนั้นจึงได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์หารูปแบบโครงสร้างและตำแหน่งในการวางโหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศที่เหมาะสม จากการออกแบบพบว่าเมื่อใส่โหลดไดอิเล็กตริกภายในสายอากาศปากแตรรูปกรวยในตำแหน่งที่เหมาะสมสามารถช่วยในการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานทำให้เกิดความสมมาตรมากขึ้นและระดับพูข้างลดลง โดยระดับพูข้างในระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ24.5dB และในระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ -25.9dB เมื่อได้มีการปรับปรุงแบบรูปการแผ่พลังงานเรียบร้อยแล้ว จึงได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับคุณสมบัติอภิวัสดุเพื่อนำมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวย ในงานวิจัยชิ้นนี้มีความสนใจในการนำคุณสมบัติของอภิวัสดุที่อยู่ในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดมาใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ จากการศึกษาและออกแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวด โดยได้อธิบายขั้นตอนในการวิเคราะห์รูปแบบและโครงสร้างที่เหมาะสมต่อการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ ซึ่งจากการออกแบบพบว่าโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดเมื่อนำมาทำงานรวมกับสายอากาศปากแตรรูปกรวยที่ได้ทำการปรับแบบรูปการแผ่พลังงานด้วยการใส่โหลดไดอิเล็กตริกสามารถเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศปากแตรรูปกรวย โดยพบว่าสามารถเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศปากแตรรูปกรวย

ขนาดมาตรฐานได้ 3.2 dBiอีกทั้งแบบรูปการแผ่พลังงานที่ได้สมมาตรและระดับพูข้างลดลงจากเดิม โดยระดับพูข้างในระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -26.6 dB และระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ -26.8 dBจากรูปที่ 6.1 แสดงโครงสร้างและสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบที่เสร็จสมบูรณ์ โดยตารางที่ 6.1ได้แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆของโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบที่เสร็จสมบูรณ์และในส่วนของประสิทธิภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้เทคนิคอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต้นแบบที่เสร็จสมบูรณ์ได้แสดงไว้ดังตารางที่ 6.2



(ก) โครงสร้างสายอากาศต้นแบบที่สมบูรณ์

(ข) สายอากาศต้นแบบที่สร้างขึ้น

รูปที่6.1 สายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่สมบูรณ์

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของโครงสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เสร็จสมบูรณ์

ค่าพารามิเตอร์	ขนาด (mm)
เส้นผ่าศูนย์กลางปากอะเพอร์เจอร์สายอากาศปากแตรรูปกรวย(d_m)	120
ความยาวของสายอากาศปากแตรรูปกรวย(L_l)	112.5
เส้นผ่าศูนย์กลางท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก(d_w)	26
ความยาวท่อนำคลื่นรูปทรงกระบอก (l_w)	60
ความหนาของโหลดไดอิเล็กตริก (H_D)	7.5
เส้นผ่าศูนย์กลางของโหลดไดอิเล็กตริก (D_D)	30
ระยะตำแหน่งการวางโหลดไดอิเล็กตริก(S_D)	76.24
ความหนาของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด (*B1*)	3.5
ความกว้างของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด (*W1*)	60
ความสูงของไดอิเล็กตริกตัวกลางแบบเส้นลวด (*H1*)	68
ระยะห่างระหว่างเส้นลวดที่วางขนานกัน (*S1*)	3.5
เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวด (*D1*)	2.5

ตารางที่ 6.2 ประสิทธิภาพของสร้างสายอากาศปากแตรรูปกรวยโดยใช้คุณสมบัติอภิวัสดุบนโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดที่เสร็จสมบูรณ์

รายการ	รายละเอียด
ช่วงความถี่	9.6 – 10.2 GHz
ความถี่ปฏิบัติการ	10 GHz
อัตราขยาย(10 GHz)	20.71 dB
ประสิทธิภาพของสายอากาศ	95.69%
โพลาไรเซชัน	แนวตั้ง
VSWR	1.18
ความกว้างแถบ (%)	6.06%

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

6.2 ข้อเสนอแนะในการวิจัย

จากการนำเสนอคุณสมบัติอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดมาเพิ่มประสิทธิ์ภาพของสายอากาศปากแตรรูปกรวย จากคุณสมบัติข้างต้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการออกแบบร่วมกับสายอากาศประเภทอื่นๆ อีกทั้งสามารถนำคุณสมบัติอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างอื่นๆ มาศึกษาและพัฒนาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศต่อไป

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังว่าแนวความคิด วิธีการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบ รวมถึงผลการวิเคราะห์และผลการทดลองจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษาและค้นคว้าเกี่ยวกับเทคนิคที่ช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพสายอากาศโดยใช้คุณสมบัติของอภิวัสดุในรูปแบบโครงสร้างตัวกลางแบบเส้นลวดต่อไป

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายการอ้างอิง

รังสรรค์ วงศ์สรรค์. 2555.**วิศวกรรมสายอากาศ** (พิมพ์ครั้งที่ 3). ศูนย์นวัตกรรมและเทคโนโลยีการศึกษา:มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ศราวุธ ชัยมูล และประยุทธอัครเอกฒาลิน.(2557).**อภิวัสดุสำหรับประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ**.Journal of King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Vol.21, no.2, 2557.

Southworth, G. C. andKing,A. P. (1939).**Metal Horns as Directive Receivers of Ultra-Short Wave.**Proceedings of the IRE, Vol.27, no.2, pp.95-102.

King, A. P. (1950).**The radiation characterristics of conical horn antenna**.Proc.IRE, vol. 38, no. 3,pp.249-251.

Clenet,M.andShafai,L. (1998).**Gain Enhancement of Conical Horn by Introducing Bodies of Revolution inside the Horn**.Antennas and Propagation Society International Symposium, vol.3, pp. 1718-1721.

Granet.C. (2003).**Design of a Compact C-Band Receive-Only Horn for Earth Station Antenna G/T$_A$Performance**.IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, no.1, pp. 294-297.

Leger, L., Monediere,T. and Jeeko, B. (2005).**Enhancement of Gain and Radiation Bandwidth for a Planar 1-D EBG Antenna**.IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol.15, no.9, pp. 573-575.

Silveirinha, M. G.and Fernandes,C. A. (2005).**Homogenization of 3-D-Connected and Nonconnected Wire Metamaterials**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.53, no.4, pp. 1418-1430.

Sardi, G.M., Donzelli, G. andCapolino,F. (2006).**High Directivity at Broadside with New Radiators made of Dielectric EBG Materials.**2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 373-376.

Jelinek,L., Machac, J. and Zehentner, J. (2007).**Metamaterials- A Challenge for Contemporary**

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Advanced Technology.2007 17th International Conference Radioelectronika, pp. 1-12.

Ikonen, M. T., Saenz, E., Gonzalo, R. and Tretyakov, S. A. (2007).**Modeling and Analysis of composite Antenna Superstrates Consisting on Grids of Loaded Wires**.IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.55, no.10, pp.2692-2700.

Zhao, Y., Belov, P.A.and Hao,Y.(2007).**Modelling of Wave Propagation in wire Media Using Spatially Dispersive Finite-Difference Time-Domain Method: Numerical Aspects**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,vol. 55, no. 6, pp. 1506-1513.

Tan, C.Y.,Selvan, K.T.andCross,T.(2008).**Performance Improvement of Conical Horn by using Inserted Metallic Sphere**.RFM 2008 IEEE International RF and Microwave Conference.

Tan, C.Y.,Selvan, K.T.andCross, T. (2008).**A Dielectric-loaded Long Conical Horn for Improved Performance**.Electromagnetic Compatibility and 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility.

Chantalat, R.,Menudier, C., Thevenot, M., Monediere, T.,Arnaud, E. and Dumon,P. (2008).**Enhanced EBG Resonator Antenna as Feed of a Reflector Antenna in Ka Band**.IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 349-353.

Brown, K., Chen, C. C. andBurnside,W.D. (2008).**A Novel Design of a Miniature Wideband Corrugated Horn Antenna Employing Unique Sinusoidal Shaped Ridges**.2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium.

Burghignoli, P., Lavat, G., Capolino, F., Jackson,D. R. and Wilton, D. R. (2008).**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.

Burghignoli, P., Lavat, G., Capolino, F., Jackson, D. R. and Wilton, D. R. (2008).**Modal Propagation and Excitation on a Wire-Medium Slab**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.56, no.5, pp.1119-1124.

Lavat, G. (2009).**Near-Field Shielding Effectiveness of 1-D Periodic Planar Screens With 2-D Near-Field Sources**.IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.51, no.3,

pp.708-719.

Li, Y. (2009).**Investigation of minimum Cavity Height of Small EBG-Resonator Antennas for Maximum Directivity**.2009 Asia Pacific Microwave Conference, pp.2687-2690.

Hasan, S. A. (2010).**Design & Measurements Techniques for Circularly Polarized, Dual Fed, High Gain, Lightweight, Wideband Conical Horn Antenna with Suppressed Side Lobe & High Performance Radome for Space Application**.Proceedings of the 9th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory**,** pp.26-29.

Zhou, R., Zhang, H. and Xin, H.(2010).**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.

Kanso, A., Chantalat, R., thevenot, M., Arnaud, E. and Monediere,T. (2010).**Offset Parabolic Reflector Antenna Fed by EBG Dual-Band Focal Feed for Space Application**.IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.9, no.1, pp.854-858.

Wartak, M. S., Trakmakidis, K.L. and Hess,O. (2011).**Introduction to Metaterials**. Physic in Canada, vol.67, no.1, pp. 30-34.

Piksa, P. (2011).**Comparison of Conical Horn with Optimized Corrugated Surface and Corrugated Horn**.Proceedings of 21st International Conference Radioelektronika.

Jiang, H., Jiang,W. and Ning,Y. (2012).**Design of Novel R-Band Conical Horn Antenna Fed with Rectangle Waveguide,"**2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Vol.3, no.1, pp.567-584.

Turk,A. S. andKeskin, A. K.(2012).**Partially Dielectric-Loaded Ridged Horn Antenna Design for Ultrawideband Gain and Radiation Performance Enhancement**. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.117, no.1, pp. 921-924.

Jun, Y.C., Reno, J. L., Sinclair, M.and Brener,I.(2013).**Epsilon near zero subwavelength optoelectronics electrically tunable ENZ strong coupling**.2013 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO).

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Doumanis, E., Zelenchuk, D., Fusco,V.andGoussetis,G. (2013).**Conical Horn Antenna with Spiral Phase Plate for Difference Pattern Generation**.2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp.1309 – 1312.

Tan, C.Y. and Selvan,K.T.(2013).**Conical Horn Antenna with Spiral Phase Plate for Difference Pattern Generation**.2013 7th European Conference Antennas and Propagation (EuCAP).

Ramaccia, D., Scattone, F.,Bilotti, F. and Toscano, A. (2013).**Broadband Compact Horn Antennas by Using EPS-ENZ Metamaterial Lens**.IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, No. 6, 2929-2937.

Abosrewal, N. A. Balanis, C. A. and Birtcher,C. R. (2013).**Conical Horn: Gain and Amplitude Patterns.**IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, No. 7, 3427-3433.

Abosrewal, N. A. Balanis, C. A. and Birtcher,C. R. (2013).**Improved gain and loss factor formulas for a conical horn,”** Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI).

Doumanis, E.,Zelenchuk, D.,Fusco, V.and Goussetis,G. (2013).**Conical Horn Antenna with Spiral Phase Plate for Difference Pattern Generation**. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP),pp. 1309-1312.

Tellechea, A.,Iriarle, J. C., Ederra, I. and Montesano,A. (2013).**Dual Band Compact and Light EBG Superstrate Based Antenna for TT&C Application**.2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp.2505-2507.

Forati,E. and Hanson,G. W.(2013).**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.

Mustafa K., Al-Nuaimi, T., Hong, W. andZhang,Y. (2014).**Design of High-Directivity Compact-Size Conical Horn Lens Antenna.**IEEE Antennas and Wireless Propagations Letters, vol. 13, No. 3, pp. 467-470.

Mustafa K., Al-Nuaimi, T., Hong, W. and Zhang,Y. (2014).**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.

Reyes-Ayala, M. andJardon-Aguilar,H. (2014).**Dielecric Load in Short Standard Conical Horns for Satellite Applications**.2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS).

Yang, Z., Song, W. and Sheng,X. Q. (2014).**A Modified PML in FDTD Modeling of a Uniaxial Wire Medium**.IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 13, No. 1, pp. 1191-1194.

Morgado, T. A., Alves, J. M., Marcos, J.S., Maslovski, S. I., Fernandes, C. A. and Silveirinha,M.G. (2014).**Spatially Confined UHF RFID Detection with a Metamaterial Grids**.IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 1, pp. 378-384.

Torres, V.,Orazbayev, B.,Pacheco-pena, V., Teniente, J., Beruete, M., Navarro-Cia, M., SorollaAyza, M.and Engheta, N. (2015).**Experimental Demonstration of a Millimeter-Wave Metallic ENZ Lens Based on the Energy Squeezing Principle,”**IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no. 1, pp. 231-239.

Burghignoli, P.,Lovat, G.,Capolino, F.,Jackson, D.R.and Wilton,D.R. (2015).**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.

Forati, E. and Hanson,G.W. (2015).**An Epsilon-Near-Zero Total-Internal-Reflection Metamaterial Antenna**. IEEE Transactions on Antennas and Propagation,vol. 63, no.5, pp. 4848-4856.

Kosulnikov, S., Filonov, D., Glybovski, S., Below, P., Tretyakov, S. and Simovski,C. (2015).**Wire-Medium Hyperlens for Enhancing Radiation From Subwavelength Dipole Sources**,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation,vol. 63, no.11, pp. 4848-4856.

ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

งานตีพิมพ์วารสารนานาชาติ

PumipongDuangtang, PiyapornMesawad, and RansangWongsan**“Creating a Gain Enhancement Technique for a Conical Horn Antenna by Adding a Wire Medium Structure at the Aperture”**, Journal of Electromagnetic Engineering and Science, Korea, 2016

งานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

PumipongDuangtang, PiyapornMesawad, and RansangWongsan**“Gain Improvement for Conventional Conical Horn By Using Mushroom-like Electromagnetic Band Gap”** 2014 International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2014), Nakhon Ratchasima, Thailand, 2014

PumipongDuangtang, PiyapornMesawad, and RansangWongsan**“Dimension Reduction of Conical Horn Antennas By Adding Structure of Metamaterial”** IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile (APWiMob 2015), Bandung, Indonesia 2015

PumipongDuangtang, PiyapronMesawad, and RansangWongsan**“Gain Improvement of Conical Horn Antennas by Adding Wire Medium Structure”,** 2016 International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2016), Change Mai, Thailand, 2016

JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC ENGINEERING AND SCIENCE, VOL. 16, NO. 2, 134~142, APR. 2016

http://dx.doi.org/10.5515/JKIEES.2016.16.2.134
ISSN 2234-8395 (Online) · ISSN 2234-8409 (Print)

Creating a Gain Enhancement Technique for a Conical Horn Antenna by Adding a Wire Medium Structure at the Aperture

Pumipong Duangtang* · Piyaporn Mesawad · Rangsan Wongsan

Abstract

This paper proposes a technique for improving the conventional conical horn antenna for the X-band frequency using metamaterial on a wire medium structure. The main idea of this research is the application of the wire medium metamaterial to the conical horn's aperture for the enhancement of the horn's gain; this is done without changing the antenna's dimensions. The results show that the wire medium structure can increase the gain of a conventional conical horn antenna from approximately 17.7 dB to 20.9 dB (an increase of approximately 3.2 dB). A prototype antenna was fabricated, and its fundamental parameters including its reflection coefficient (S_{11}), radiation patterns, and directive gain were measured. The simulated and measured results were very good. The wire medium structure of the proposed antenna improved the radiation pattern, enhanced the directivity, increased the gain, and reduced the side lobe level using a simple integrated wire medium structure.

Key Words: Conical Horn Antenna, Metamaterial, Wire Medium Structure.

I. INTRODUCTION

The conical horn antenna is often applied in a variety of applications due to its high gain and high power-handling capabilities. The advantages of the conical horn antenna are that it is simple to feed, it has a low back lobe, it can function with very good directivity, and it can gain properties. The physical dimensions of a conical horn directly increase as the horn gains power. The conical horn antenna also has disadvantages, including its heavy weight and large size. Still, the conical horn antenna achieves higher gain compared with other antenna types, especially at low frequencies [1]. There are many different conical horn antenna designs that are meant to improve performance by facilitating higher directivity, decreasing the antenna's weight, and reducing the antenna's size for easier use with more applications.

Generally, improvement of the conical horn antenna has been achieved by configuring the antenna's length and flare angle; however, this approach still sometimes results in phase errors within the horn. The conical horn can be improved with the use of a dielectric lens in the horn's aperture. This type of lens is produced in various shapes and with a range of materials. For example, 2D and 3D lenses are both made from different dielectric materials [1]. Dielectric lenses can also be used to improve the performance of a conical horn antenna. The dielectric lens is mounted to the antenna's aperture to facilitate concen-

Manuscript received February 26, 2016 ; Revised April 12, 2016 ; Accepted April 15, 2016. (ID No. 20160226-008J)
School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand.
*Corresponding Author: Pumipong Duangtang (e-mail: d5640058@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/3.0) 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.

tration of the radiated energy into a narrow beam and to prevent that energy from spreading in undesired directions. Other advantages of this method include its good return loss, high gain, and low side lobe [2].

In recent research, the use of metamaterials in antenna technology applications has been widely investigated. Metamaterial can be defined as new technology used to control electromagnetic waves. Special attention has been paid to artificial materials with permittivity levels close to zero. These are also known as epsilon near zero (ENZ) metamaterials [3]. In recent studies, ENZ materials have attracted a great deal of attention for their highly unusual optical properties. Additionally, ENZ materials have been employed for perfect coupling through a narrow channel, optical switching and bistability, as well as for gaining directivity control of the radiation pattern of antennas [4]. These materials are also suitable for the development of lenses due to their ability to tailor the wave fronts to the desired shapes by simply controlling the lens profile [2]. In addition, the wire medium structures are considered to be a kind of electromagnetic band gap material or metamaterial [4]. These structures consist of a periodic arrangement of metallic wires that perfectly conduct cylinders (wires) in an infinitely long and parallel rectangular lattice, which is embedded inside a homogeneous host medium of dielectric constant. The electromagnetic properties of this material can be described in terms of the effective permittivity that occurs with the advent of the metamaterials [5, 6].

In [7], a quad-ridged horn antenna was designed using a dielectric hemispheric lens placed on a ridged horn antenna, which was done to minimize the phase variations of the radiated electromagnetic wave in the plane of the antenna's aperture. The dielectric len canincreased the gain and realized the dual polarization character of the quad-ridge horn antenna. In [8], the length of the standard conical horn was reduced by the addition of a dielectric load at the antenna's aperture. Moreover, in [9], the synthesis of different beam patterns for far-field radiation was accomplished by the insertion of a dielectric cylinder spiral phase plate (SPP) at the aperture of the conical horn antenna. In [10], the epsilon positive (EPS) and ENZ metamaterials flat lens was designed to cover the aperture of the short horn antenna; the radiation performances of this antenna were similar to those of the conventional horn antenna. In [11], a wire medium of the modifications on the radiation pattern of a standard X-band horn antenna, which a wire medium structure consisting of five layers of Styrofoam plates hosting a periodic array of metallic wires. The loading wire medium exhibited a high directivity and reduced side lobe level, while the gain of the proposed antenna was lower than that of the conventional horn. Furthermore, a high-directivity compact-size conical horn lens antenna was proposed to create a spherical wave front similar to an EM wave by using a wire medium lens to cover the aperture of the conical horn and obtain a higher gain [12].

In this paper, the design of a wire medium structure designed for gain improvement of a standard conical horn at an operating frequency of 10 GHz is presented. The most suitable structure for the practical application of the wire medium will be investigated and designed. The wire medium must be mounted on the horn aperture without modifying the dimensions of the horn. The present study demonstrates the possibility of using a simple integrated wire medium structure to enhance the directivity, increase the gain, amd reduce the side lobe level of a conical horn antenna.

The theory and configuration of the wire medium structure are briefly mentioned in Section II. In Section III, the basic design of the conventional conical horn and the design procedure for the wire medium structure are presented using licensed Computer Simulation Technology (CST) software. Antenna prototyping and verification of simulated and measured results are discussed in Section IV, while Section V presents the conclusion of this research.

II. Theory and Configuration of the Wire Medium Structure

A rectangular wire medium structure lattice is ideally made by conducting parallel thin wires, as shown in Fig. 1 [13]. The wire medium shown in Fig. 1 is an isotropic for electromagnetic waves with an arbitrary polarization, and as such, it requires the use of an uniaxial permittivity with an optical axis parallel to the wire (y) axis. When the wire medium structure is homogenized, the wavelengths become sufficiently larger than the wire spacing [5]. Additionally, the wire medium structure consists of a finite

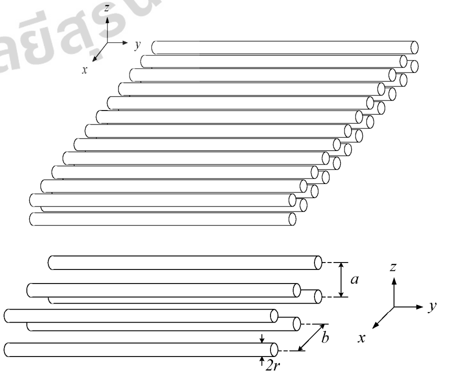


Fig. 1. The dimension of the wire medium.

number N of periodic layers of thin conducting cylinders embedded in a dielectric sheet with relative permittivity (ε_{rh}). Furthermore, in cases with long wavelength limits, the wire medium structures act as homogeneous materials [14, 15]. However, if the wires of the structure are perfect conductors for electrical polarized plane waves, then effective relative permittivity (ε_{WM}) occurs. This is a frequency-dependent scalar quantity that can be expressed as

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

where ε_{rh} is the relative permittivity of the medium host with the wire, ε_0 represents the permittivity of free-space, k_p is the plasma wave-number, k_0 is the free-space wavenumber, and k_y represents the wavenumber along the wire axis. However, the plasma wavenumber usually depends on the geometrical and physical parameters of the structure, which can be expressed as [5]

$$k_p^2 = \frac{2\pi}{ab\left[\ln\left(\frac{\sqrt{ab}}{2\pi r}\right) + F(a/b)\right]} \tag{2}$$

where

$$F(a/b) = -\frac{1}{2}\ln(a/b) + \sum_{n=1}^{+\infty}\frac{1}{n}\left[\coth\left(\frac{\pi n a}{b}\right) - 1\right] + \frac{\pi}{6}(a/b) \tag{3}$$

where a, b, and n represent the spatial period along the z-direction, the spatial period along the x-direction, and the number of wire layers along the z-direction, respectively.

III. Simulated Results and Discussion

1. Design of the Conical Horn Antenna

The structure of a conventional conical horn antenna is shown in Fig. 2. The dimensions of such a conical horn can be theoretically calculated to achieve the desired absolutegain, which that the gain was mentioned in [16]. The calculated results for the present study's horn dimensions are length (L_1) = 120 mm, aperture diameter (d_m) = 112 mm, and circular waveguide diameter (R_1) = 26 mm. These dimensions are calculated at an operating frequency of 10 GHz and result in a gain of 17.7 dB, as shown in the 3D radiation pattern in Fig. 3. Furthermore, the simulated results of the conventional conical horn antenna illustrate the reflection coefficient (S_{11}), the normalized radiation patterns, and the 2D radiation patterns, as shown in Figs. 4 and 5.

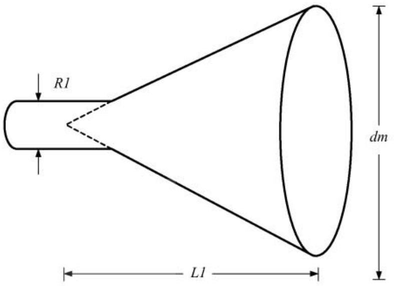


Fig. 2. The structure of a conventional conical horn antenna.

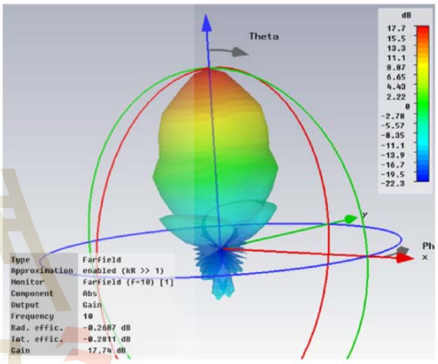


Fig. 3. The directive gain from the simulated 3D radiation pattern of a conventional conical horn antenna.

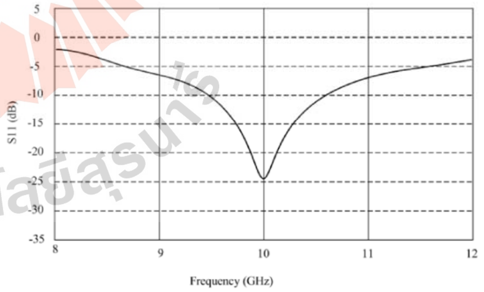


Fig. 4. The simulated reflection coefficient of a conventional conical horn antenna.

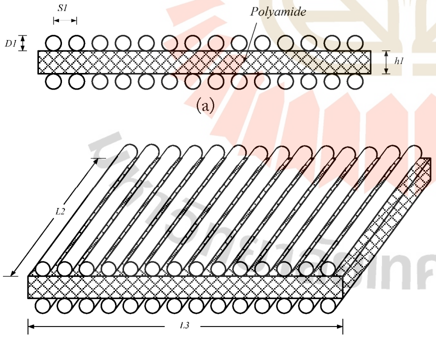
2. Design of the Wire Medium Structure

As in the theory of wire medium detailed in Section II, the dimensional structure of the wire medium in the present study has been designed and optimized for the most appropriate efficient, as shown in Fig. 6. The design consists of a two-layered rectangular lattice of thin wire in parallel operation. This lattice is embedded on both sides of the polyamide (ε_r = 3.5) dielectric

(a)

(b)

Fig. 5. The simulated 2D radiation patterns of a conventional conical horn antenna. (a) E-plane, (b) H-plane.



(a)

(b)

Fig. 6. The proposed wire medium structure: (a) side view, (b) perspective view.

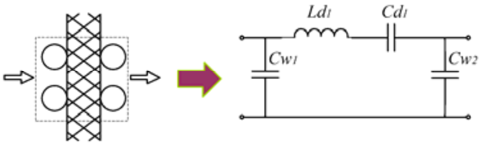
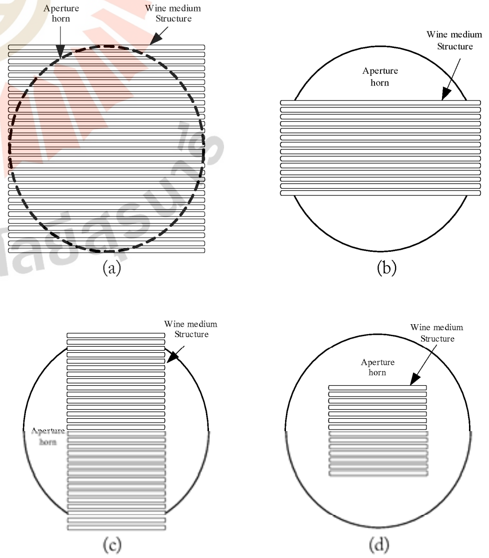


Fig. 7. The equivalent resonance circuit of the wire medium structure.

sheet. Furthermore, the effective relative permittivity of a wire medium structure can berealized in operating frequency 10 GHz by adjusting the wire array spacing and the wire radius according to (1). We found that the most appropriate dimensions for the wire medium structure, which provided the desired performance, were: wire radius (r) = 1.25 mm, wire array spacing (s_1) = 3.5 mm, and polyamide thickness (h_1) = 3.5 mm. When this wire medium structure is modeled, it can be explainedan effective medium model with equivalent lumped LC element, as shown in Fig. 7.

3. Optimization of the Wire Medium Structure for the Conical Horn Antenna

There are several important parameters that may influence the behavior of a wire medium structure. For the initial approach to the design process of the conical horn antenna, the dimensions of the wire medium structure are chosen according to the frequency range of interest. The configurations of the wire medium structure are designed and optimized by the performance of various parametric simulations using electromagnetic simulation software. In Fig. 8, four models of the proposed conical horn are shown. The comparative geometries of the four different models are evaluated to establish the most appropriate performance. The simulated reflection coefficients of each model from the simulated results have been compared, as shown in Fig. 9. The four models have been tuned to resonate at the same



(a) (b)

(c) (d)

Fig. 8. Different configurations of the wire medium structure. (a) Model A, (b) model B, (c) model C, and (d) model D.

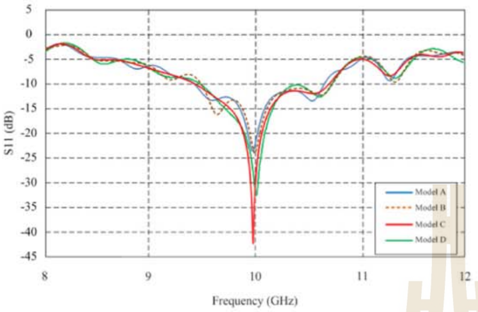
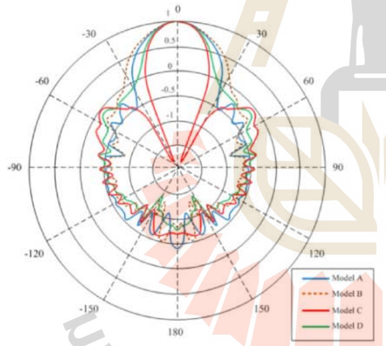


Fig. 9. The simulated reflection coefficient of the four models of the wire medium structure.

frequency (10 GHz). All models examined show reflection coefficients of higher than −10 dB, and the models all have similar bandwidths. However, the reflection coefficients of the models' structures are narrower than the conventional horn due to the effect of the wire medium structure. Fig. 10 presents a comparison of radiation patterns between these models in both the E-plane and the H-plane. The conical horn with the model D structure was found to offer better pattern symmetry and lower side-lobes compared to the other models.



(a)

(b)

Fig. 10. The simulated radiation patterns of the four models of the wire medium structure. (a) E-plane, (b) H-plane.

Fig. 11 presents a comparison of the simulated gains of the conical horn between the four models. The gains of the conical horn with the model D structure improve the gain by substantially more than the other models. In terms of the simulated results for the conical horn with the four models, the reflection coefficient, directivity, and gain performances of the model D structure (Fig. 8(d)) were most suitable for optimization.

To demonstrate the advantage of using a wire medium st-

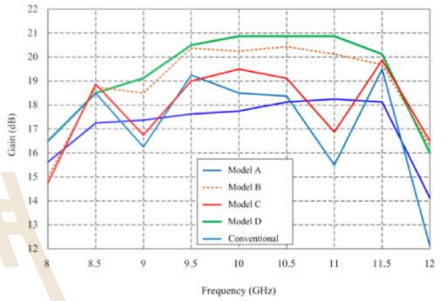


Fig. 11. The simulated gains of the four models of the wire medium structure.

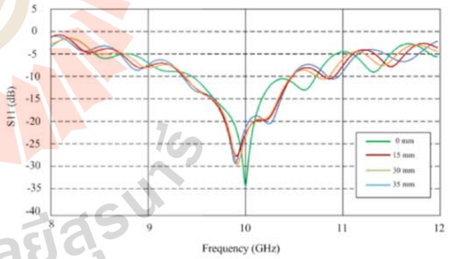


Fig. 12. The simulated reflection coefficient of the different distances of the wire medium structure.

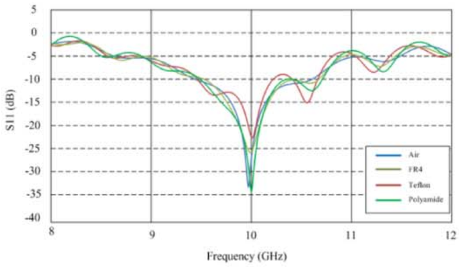


Fig. 13. The simulated reflection coefficient of different dielectrics.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ructure with the conical horn antenna, the performance of the structure was tested at different distances. For the sake of comparison, the model D structure was also simulated, as this model has the same dimensions as the geometries in Fig. 8(d). The findings showed agreement when the wire medium structure was placed on the aperture (0 mm), as shown in Fig. 12.

Fig. 13 shows the simulated reflection coefficient of the four dielectric sheets (air, FR4, Teflon, and polyamide). The simulated reflection coefficient of polyamide dielectric was found to be a better match than the other sheets at operating frequency 10 GHz.

The number of layers of the wire medium structure placed on the aperture was also considered. The comparison of the reflection coefficient with the layers of the wire medium structure is shown in Fig. 14. The resonant frequency of the two layers was found to be in good agreement, while the multi-layer designs were found to have lower resonant frequencies than the two layers.

In this section, the simulated results of the proposed horn antenna with the optimized wire medium structure are shown. The perspective view of the proposed conical horn is shown in Fig. 15. All parameters of the metamatrial technique of the wire medium structure, in which the conical horn is placed on the aperture, have been optimized using the simulation software. The most appropriate dimensions of the wire medium structure were found to be: polyamide height (L_2) = 60 mm, wire radius (r) = 1.25 mm, wire spacing (s_1) = 3.5 mm, number of wires (n) = 21, and polyamide thickness (h_1) = 3.5 mm.

Fig. 16 shows the maximum gain of the antenna, which is approximately 20.9 dB. The calculated results are presented in the simulated 3D radiation pattern.

Additionally, the reflection coefficient and radiation patterns of the E-plane and H-planes of the proposed conical horn with the wire medium structure are compared to the conventional horn and illustrated in Figs. 17 and 18. In Fig. 17, the simulated reflection coefficient of the proposed antenna shows excellent

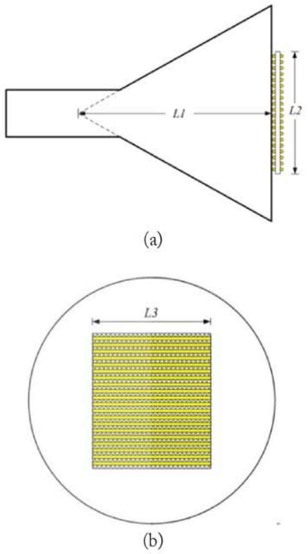


Fig. 15. The new conical horn antenna with a wire medium structure. (a) Side view, (b) front view.

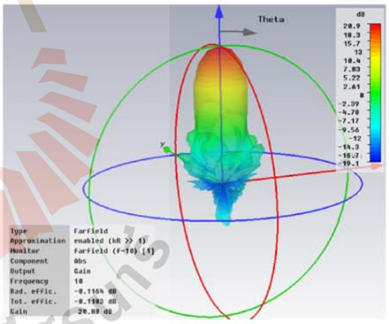


Fig. 16. The simulated 3D radiation pattern of the proposed antenna.

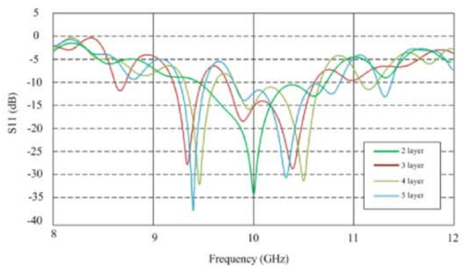


Fig. 14. The simulated reflection coefficient of a number of layers of the wire medium structure.

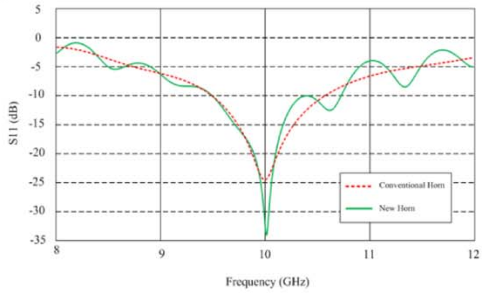


Fig. 17. Comparison between the simulated reflection coefficients of the conventional and proposed antennas.

JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC ENGINEERING AND SCIENCE, VOL. 16, NO. 2, APR. 2016

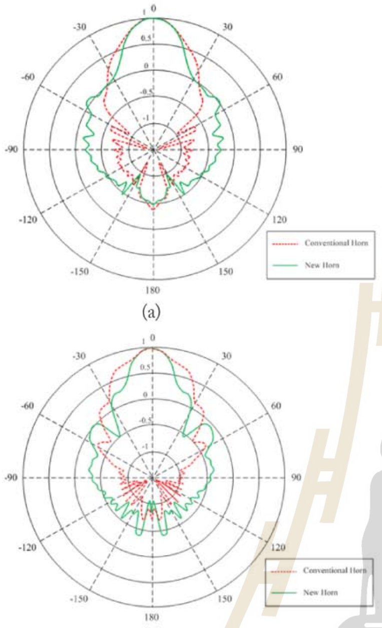


Fig. 18. Comparison between the simulated radiation patterns of the conventional and proposed antennas. (a) E-plane, (b) H-plane.

characteristics of impedance which match better than those of the conventional conical horn, in which the bandwidth is narrower. Fig. 18 shows the comparison between the radiation patterns of two such different horn antennas. The half-power beamwidth (HPBW) of the radiation patterns of the proposed antenna is narrower than that of the conventional antenna, but its gain is increased to around 3.2 dB, as noted in Table 1.

Table 1. Comparison of the gain results at 10 GHz

Type	Gain (dB)
Conventional conical horn antenna	17.7
New conical horn antenna	20.9

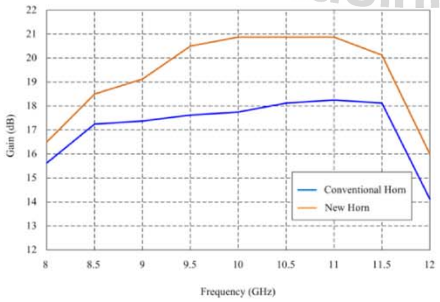


Fig. 19. Comparison between the simulated gain of the conventional and proposed antennas.

The comparison of the simulated gains between the conventional horn and the proposed antenna are shown in Fig. 19. The proposed antenna displays increased gain behavior that is greater than that of the conventional horn.

IV. Antenna Prototyping and Measurement

A prototype of the proposed antenna is shown in Fig. 20. The simulated and measured reflection coefficients of this antenna are compared in Fig. 21; the two performances are in good agreement. Furthermore, Fig. 22 shows the E-plane and H-plane normalization radiation patterns of the antenna prototype compared to the simulated results; good agreement between the simulation and measurement is also shown here. However, the maximum gain of the simulated results at 10 GHz is around 20.9 dB, while the difference between the simulation and experimentation is inferior at only 0.2 dB.

Fig. 20. A photograph of the fabricated proposed antenna.

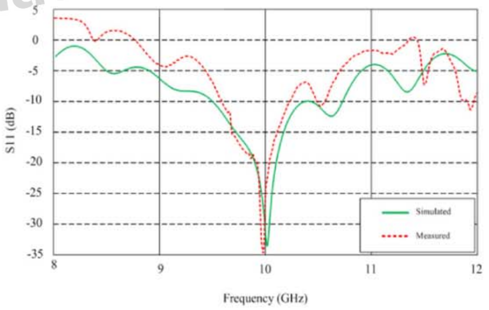


Fig. 21. The simulated and measured results of the reflection coefficient of the proposed antenna.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

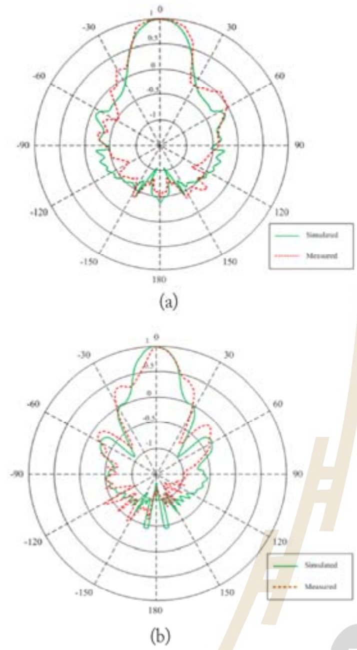


Fig. 22. Comparison between the simulated radiation patterns of the conventional and proposed antennas. (a) E-plane, (b) H-plane.

V. Conclusion

In this work, a new approach for gain enhancement of the conventional conical horn antenna was proposed. The wire medium of the metamaterial technique with a wire medium structure was applied to the conical horn to enhance the gain characteristics without changing the antenna sizes, which are designed to work with 10 GHz of X-band frequency for radar applications. The comparison results, including the reflected coefficient (S_{11}) and radiation patterns of the proposed antenna and the conventional horn, were simulated using simulation software. Very good agreement between the simulations and measurements was reported in the findings. The proposed antenna provides higher gain (20.9 dB) when compared to the gain of the conventional horn (17.7 dB). The gain of the conical horn antenna can be increased to around 3.2 dB. As for the pattern, the beamwidth of the proposed antenna was narrower than that of the conventional horn. The wire medium structure of the proposed antenna improved the radiation pattern, enhanced the directivity, increased the gain, and reduced the side lobe level using a simple integrated wire medium structure. Additionally, the reflection coefficient decreased by more than –10 dB when compared to the conventional horn.

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

References

[1] 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.

[2] V. Torres, B. Orazbayev, V. Pacheco-Pena, J. Teniente, M. Beruete, M. Navarro-Cia, M. Sorolla Ayza, and N. Engheta, "Experimental demonstration of a millimeter-wave metallic ENZ lens based on the energy squeezing principle," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 1, pp. 231-239, 2015.

[3] Y. C. Jun, J. L. Reno, M. Sinclair, and I. Brener, "Epsilon-near-zero subwavelength optoelectronics: Electrically tunable ENZ strong coupling," in *Proceedings of 2013 Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, San Jose, CA, 2013.

[4] 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.

[5] 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.

[6] A. Tomaz, J. J. Barroso, P. J. Castro, and A. J. 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.

[7] J. Qiu, Y. Suo, and W. Li, "Research and design on ultra-wideband dielectric hemispheric lens loaded quad-ridged horn antenna," in *Proceedings of 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, Sevastopol, 2007, pp. 253–255.

[8] M. Reyes-Ayala and H. Jardon-Aguilar, "Dielectric load in short standard conical horns for satellite applications," in *Proceedings of 2014 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, Newport Beach, CA, 2014, pp. 235-237.

[9] E. Doumanis, D. Zelenchuk, V. Fusco, and G. Goussetis, "Conical horn antenna with spiral phase plate for difference pattern generation," in *Proceedings of 2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Gothenburg, Sweden, 2013, pp. 1309-1312.

[10] D. Ramaccia, F. Scattone, F. Bilotti, and A. Toscano, "Br-

oadband compact horn antennas by using EPS-ENZ metamaterial lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 6, pp. 2929–2937, 2013.

[11] A. Tomaz, J. J. Barroso, U. C. Hasar, and A. J. F. Orlando, "Directivity enhancement of an X-band horn antenna loaded by a wire medium," in *PIERS Proceedings*, Stockholm, Sweden, 2013.

[12] 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.

[13] Y. Zhao, P. A. Belov, and Y. Hao, "Modelling of wave propagation in wire media using spatially dispersive finite-difference time-domain method: numerical aspects," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 6, pp. 1506–1513, 2007.

[14] P. A. Belov, S. A. Tretyakov, and A. J. Viitanen, "Dispersion and reflection properties of artificial media formed by regular lattices of ideally conducting wires," *Journal Electromagnetic Waves Application*, vol. 16, no. 8, pp. 1153–1170, 2002.

[15] S. I. Maslovski, S. A. Tretyakov, and P. A. Belov, "Wire media with negative effective permittivity: a quasi-static model," *Microwave and Optical Technology Letter*, vol. 35, no. 1, pp. 47–51, 2002.

[16] A. P. King, "The radiation characteristics of conical horn antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 38, no. 3, pp. 249–251, 1950.

Pumipong Duangtang

was born in Lampang, Thailand, in 1978. He received his Bachelor of Engineering degree in Electrical Engineering from Mahanakron University of Technology, Thailand, in 2001, as well as his Master of Science in Technical Education degree in electrical technology at King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMITNB) in 2009. 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. Mr. Pumipong is a member of the Electrical Engineering/Electronic, Computer, Telecommunication, and Information Technology Association (ECTI).

Piyaporn Mesawad

was born in Khon Kaen, Thailand, in 1974. She 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. Assistant 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

was born in Rayong, Thailand, in 1964. He 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 (KMITNB) 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).

Gain Improvement of Conical Horn Antennas by Adding Wire Medium Structure

Pumipong Duangtang
School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima,Thailand
d5640058@ 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 proposed a design of the wire medium structure for the conical horn antenna at the 10 GHz for radar applications. The main idea of this research is to the suitable wire medium structure and distance between apertures to such structure for gain improvement. We found that this proposed antenna with the wire medium structure provided the higher gain (20.9 dB) when compared to the gain of conventional horn (17.7 dB). Finally, the proposed antenna was fabricated and measured the results such as reflection coefficient (S_{11}) and radiation pattern. We found that the simulated and measured results suggest that are in good agreement.**

Keywords— conical horn; wire medium; metamaterial

I. Introduction

Conical horn antenna has been used in many applications such as electromagnetic compatibility (EMC) measurements [1], radar, microwave communication systems [2], feed elements for satellite communication and radio astronomy systems [3]. The advantages of conical horn antennas are simple to fabricate provide very good directional performance [4], high directive gain, low back radiation and easy excitation [5]. The gain of conical horn antennas is related to the physical dimensions. Consequently, the conventional horn antennas still have bigger size if the higher gain is required. The length of a conical horn will be increased directly with power gain, the length of the conical horn may become objectionably long at high gain [2]. In recent years, the metamaterials structure has been interested in the development and optimization of antennas. The applications of metamaterials structure have become new technologies in the modern antenna design. Wire medium structures are a subset of metamaterials, which consisting of a periodic arrangement of metallic wires in a rectangular lattice [6]. Generally, wire medium structures are also suitable for developing lenses due to their ability of tailoring the wave fronts to desired shapes by simply controlling the lens profile [7]. The wire medium structures have good characteristics in controlling the propagation of EM wave in a specified frequency band [8].

In this paper, a conical horn antenna with wire medium metamaterial for gain improvement at 10 GHz of operating frequency (X-band applications) will be presented. The aim is to enhance gain performance without changes on its dimension. The proposed technique of is to mount the structure of wire medium metamaterial on its aperture. When the microwave frequency is fed from waveguide adapter and transfer to the conical horn, the electromagnetic wave will propagate through the structure of metamaterial then its gain will be improved.

978-1-4673-9749-0/16/$31.00 ©2016 IEEE

II. Conical Horn Antenna and Wire Medium Structurre Cofigulation

A. Design of the Conical Horn Antenna

The structure of conical horn antennas is shown in Fig. 1. The dimension of conical horn antennas was theoretical calculated, its absolute gain of arbitrary dimensions of the horn has been given by the theoretical curves as shown in [9]. Its diameter was theoretical calculated at the frequency of 10 GHz as follows: a length (*L1*) =120 mm, an aperture diameter (*dm*) =112 mm, and a circular waveguide diameter (*R1*) = 26 mm, which is designed at the 10 GHz.

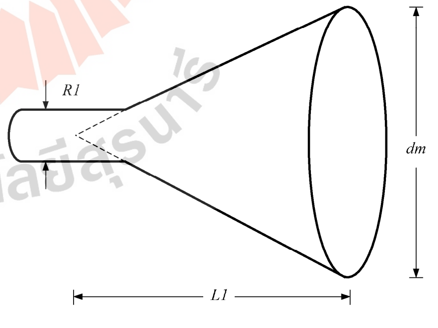


Fig. 1. The structure of conventional conical horn antenna structures.

B. Design of Wire Medium Structures

The wire medium consisting of a two dimension or three dimensional rectangular lattices of low loss wire grids has been known for a long time, and has been extensively studied in microwave lens design. The wire medium can be considered as special materials with negative parameter, which is commonly used component of artificial metamaterials for microwave and optical applications [10]. The wire medium consists of a periodic arrangement of thin perfectly conducting cylinders, infinitely long and parallel, embedded inside a homogeneous host dielectric medium [11].

In this work, the conceptual design discussed above of the wire medium. The dimensional structure is designed and optimized as shown in Fig. 2. The wire medium structure consists of a rectangular lattice of parallel operation of two layers of thin wire and dielectric substrate between wire layers. The dimension is calculated and specified as follows: $L2$ = 60 mm, $L3$ = 70 mm, $D1$ = 2.5 mm, $S1$ = 3.5 mm and $h1$ = 3.5 mm, respectively. However, the wire medium structure can be represented as the resonant equivalently circuit as shown in Fig. 3

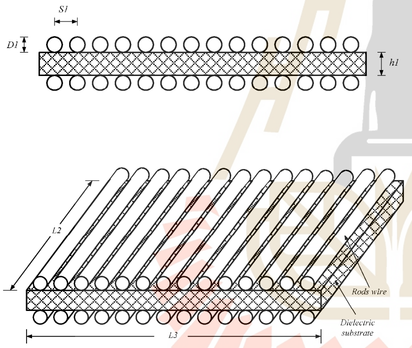


Fig. 2. The wire medium structures

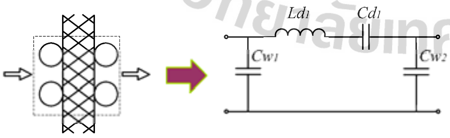


Fig. 3. The equivalent circuit of wire medium structures

C. Optimization of the Wire Medium Structure for the Conical Horn Antenna

The configurations of the wire medium structure are designed and optimized by the performance of various parametric simulations using electromagnetic simulation software. In Fig. 4, four models of the proposed conical horn are shown. The comparative geometries of the four different models are evaluated to establish the most appropriate performance. The simulated reflection coefficients of each model from the simulated results have been compared, as shown in Fig. 5. The four models have been tuned to resonate at the same frequency (10 GHz). It is noticed that all models have reflection coefficients better than -10 dB while having similar bandwidths. However, the reflection coefficients of the all models structure are narrower than the conventional horn due to the effect of wire medium structure. Fig. 6 presents the comparison of radiation patterns between these models. The conical horn with the model D structure was found to offer better pattern symmetry and lower side-lobes compared to the other models.

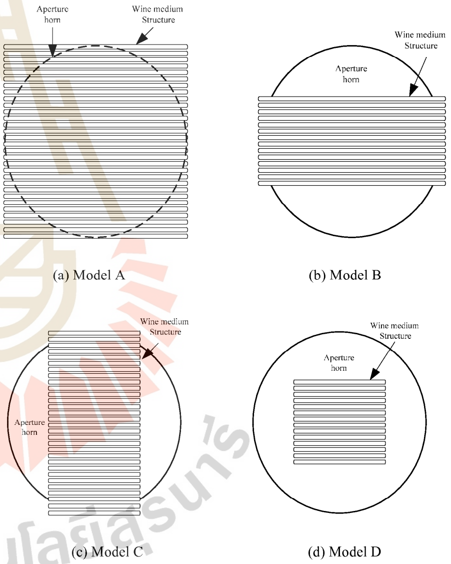


Fig. 4. Different configurations of the wire medium structure

In Fig.7 presents the comparison of simulated gains of the conical horn with four models, as seen from the figure, the gains of the conical horn with model D structure to substantially improve the gain and higher than the other models. Considering that the simulated results for a conical horn with four models, we found that the reflection

coefficient, directivity and gain performances of the model D structure (Fig. 8d) has suitability for the best agreement.

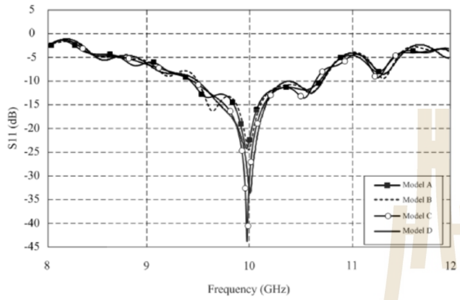


Fig. 5. The simulated reflection coefficient of the four models of the wire medium structure.

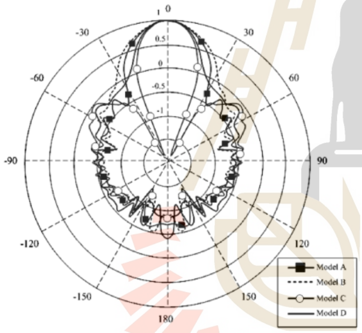


Fig. 6. The simulated radiation patterns of the four models of the wire medium structure.

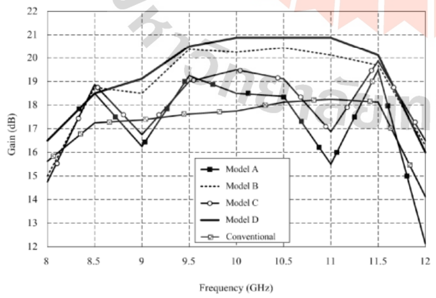
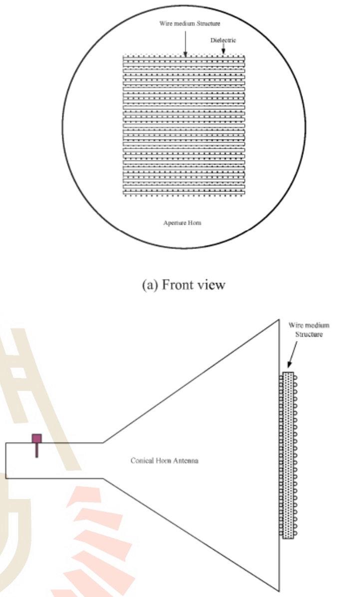


Fig. 7. The simulated gains of the four models of the wire medium structure.

From the simulation, the proper geometry and optimum dimensions of wire medium structure are shown in Fig. 8. The wire medium structure is placed at the aperture of horn antenna, which is excited with electromagnetic waves from the conical horn into its structure. Finally, the energy of EM waves will be gained by the equivalent resonant circuit of the structure and is transferred to the free-space.



(a) Front view

(b) Cross view

Fig. 8. Geometry of proposed a conical horn antenna by used wire medium structure.

III. Simulated Results And Disscussion

This section presents the simulated results of the proposed horn antenna with wire medium structure. The perspective view of the proposed conical horn is shown in Fig. 8. All parameters of the wire medium structure placed at the aperture of the conical horn optimized by using the simulation software. The results of antenna gain, radiation pattern, and reflection coefficient are presented and compared to the conventional conical horn antenna. The simulated results of the proposed horn with two different dielectric types of wire medium structure are also illustrated and compared as shown in Fig. 9, Fig. 10 and 11.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

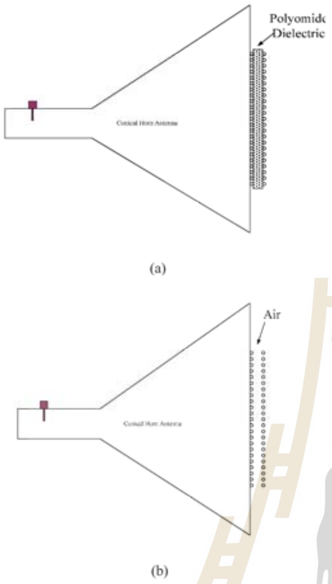


Fig. 9. The structure of conical horn antenna and wire medium with different dielectrics. (a) with polyamide dielectric and (b) with air.

Fig. 9 shows the structures of conical horn antennas and wire medium with different dielectric types. The simulated results of the reflection coefficient (S_{11}) of the antenna are compared as shows in Fig. 10. We found that the simulated reflection coefficient (S_{11}) of the wire medium structure with polyamide dielectric operating with horn antenna shows the good characteristic of impedance matching better than of the wire medium structure with air and provides the narrower bandwidth. Fig. 11 shows the comparison of the normalized radiation patterns of conical horn antennas with the wire medium of different dielectric types. It is found that the radiation pattern of the wire medium with a polyamide dielectric provides gain (20.9 dB) higher than the wire medium structure with air (19.04 dB) around 1.86 dB while comparing to the convention horn, it is increased around 3.2 dB, as noted in Table I.

TABLE I. GAIN COMPARISON

Type	*Gain (dB)*
Conventional Horn	17.7
Wire medium with air dielectric	19.04
Wire medium with polyamide dielectric	20.9

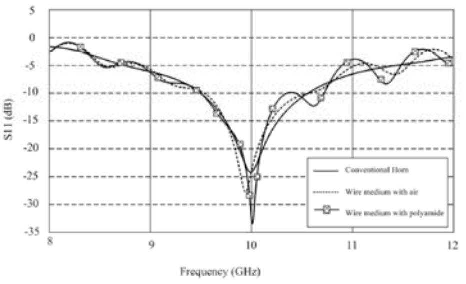


Fig. 10. Comparision between reflection coefficient of the conical horn antenna with wire medium of different dielectric types.

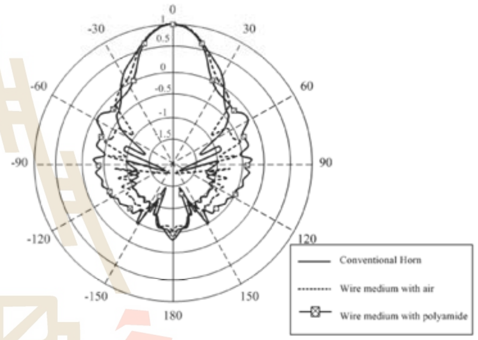


Fig. 11. Comparision between the radiation patterns of the conical horn antenna with wire medium of different dielectric types at frequency 10 GHz

Fig. 12. Photograh of the conical horn antenna with wire medium structure.

IV. MEASURED RESULTS

A photograph of the conical horn antenna with wire medium structure has been fabricated and experimental tests are shown in Fig. 12. Simulated and measured results of the reflection coefficient (S_{11}) and radiation patterns are compared in Fig. 13 and Fig. 14. The simulated and measured results of the reflection coefficient of this antenna has been compared in Fig.13, which its performance is in good agreement. Furthermore, Fig.14 shows the normalization radiation patterns of antenna prototype compared to the simulated results, which also shows a good agreement between simulation and measurement. However, the maximum gain of the simulated result at 10 GHz is around 20.9 dB, while the difference between simulation and experimentation is inferior to around 0.2 dB.

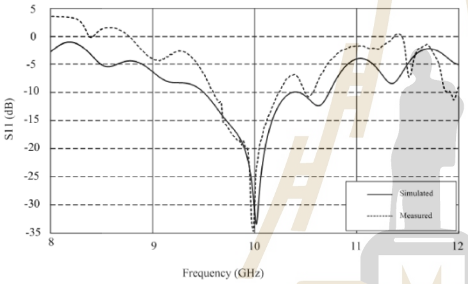


Fig. 13. Simulated and measured results of reflection coefficient of the conical horn antenna with wire medium structure.

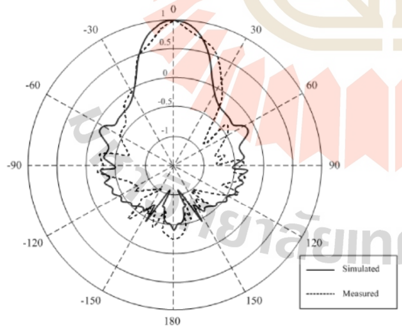


Fig. 14. Simulated and measured results of radiation patterns of the conical horn antenna with wire medium structure.

V. CONCLUTION

In this work, we have presented the design of suitable wire medium structure for installing at an aperture of the conical horn antenna. In order to achieve radiation performance better than the conventional one, this is designed at the 10 GHz of X-band frequency for radar applications. The comparison results such as the reflected power, S11 and radiation patterns of this proposed antenna and the conventional horn has been simulated by using the simulation software. We found that this proposed antenna is capable to provide the higher gain (20.9 dB) when compared to the gain of conventional horn (17.7 dB), while simulated and measured results are in good agreement. However, the bandwidth of the proposed antenna is narrower than the conventional horn due to the effect of wire medium.

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

[1] B.Jacobs, J.W.Odendaal, and J.Joubert, "An Improved Design for 1 -18 GHz Double-Ridged Guide Horn Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 9, pp. 4110-4118, Set 2012.

[2] C. Bruns, P. Leuchtmann, and R. Vahldieck, "Analysis and simulation of a 1-18 GHz Broadband Double-Ridge Horn Antenna," IEEE. Trans. Electromagnetic Compatibility. Soc. London, vol. 45, pp. 55–60, Feb 2003.

[3] S. K. Palit, " Design of Hollow Dielectric Pyramidal Horn Antennas," Canada, vol. 2, pp. 1086 - 1089, Jul 1997

[4] C. Bruns, P. Leuchtmann, and R. Vahldieck, "Analysis and simulation of a 1-18 GHz Broadband Double-Ridge Horn Antenna," IEEE. Trans. Electromagnetic Compatibility. Soc. London, vol. 45, pp. 55–60, Feb 2003.

[5] B.Jacobs, J.W.Odendaal, and J.Joubert, "Modelling Manufacturing Tolerances in 1-18 GHz Double-Ridged Horn Antenna," Proceedings of the 39th European Microwave Conferrence, vol. 60, no. 9, pp. 1484-1487, Oct 2009.

[6] 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." Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), pp. 958-959, July 2013.

[7] A.alu, M.Silveirinha, A.Salandrino, and N.Engheta, "Epsilon-near-zero metamaterials and electromagnetic sources: Tailoring the radiation phase pattern," Phys.Rev.B, vol. 75, 15, pp. 1-13, Apr 2007.

[8] V.P.Chumachenko and A.S. Turk, "Radiation characteristics of wide angle H-plane sectoral horn loaded with dielectric of multiangular shape," lnt.J.Electron., vol.88, no. 1,2001, pp.91-101

[9] A.P.King, "The radiation characteristics of conical horn antenna." Proc.IRE, vol. 38, no. 3, pp.249-251, Mar. 1950.

[10] 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.

[11] S.Tretyakov, "Analytical Modeling in Applied Electromagnetics," Artech House, Boston, MA London, 2003.

2015 IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile

Dimension Reduction of Conical Horn Antennas By Adding Structure of Metamaterial

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

Pumipong Duangtang
School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima,Thailand
d5640058@ g.sut.ac.th

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

***Abstract*—This paper proposed the technique for reducing the dimension of conventional conical-horn antenna for C-band frequency (~5 GHz) by using metamaterial technique on the structure of mushroom-like electromagnetic band gap (EBG). The main idea of this research is the modified EBG structure for improve conical horn antenna, which is gouged in shape of square-ring slots on the outer surface of ground plane for coupling EM waves from conical horn through such structure. We found that the length of new conical horn antenna is shorter than of the conventional conical horn antenna about 44.82%, while the obtained gain is about 19.7 dB, which higher than the conventional horn. The new antenna can significantly antenna size while enhancing antenna gain.**

Keywords—metamaterial; mushroom-like EBG; square-ring slots

I. Introduction

Nowadays, there is design of antennas by interest to improve the performance of antennas such as high directivity, lightweight, and reduce its size for utilizing in several applications. Conical horn antennas are widely used be devices for transmission and reception of electromagnetic waves in areas such as microwave communication, EMC testing, radar, communication systems [1], feed elements for satellite communication and radio astronomy systems [2]. The conical horn antenna is suitable to provide high gain, high power, and broadband applications. The advantages of conical horn antennas are low back lobe, possibility to function with very good directivity, and gain properties. However, such conventional horn antennas still have bigger size if the higher gain is required. The length of a conical horn will be increased directly with power gain, the length of the conical horn may become objectionably long at high gain [3]. Therefore, the aim of this study is to design new technique for reducing the dimension of the conical horn antenna, while similar to those that obtained from a conventional horn.

In recent year, electromagnetic band gap (EBG) structures have been used in many applications of antenna technology and increasing interests studied. In this respect, EBG structures are a subset of metamaterials. The applications of EBG structure have become new technologies in the modern antenna design. The EBG structures have good characteristics in controlling the propagation of EM wave in specified frequency band [4]. The mushroom-like EBG structures, which consist four important parameters is formed by periodic array of metallic patches with each element connecting to the conductive ground with vertical vias [5]. The EBG structure exhibits surface-wave band-gap and in-phase reflection band-gap and it has been widely applied to design of low profile antenna with improved performance [6].

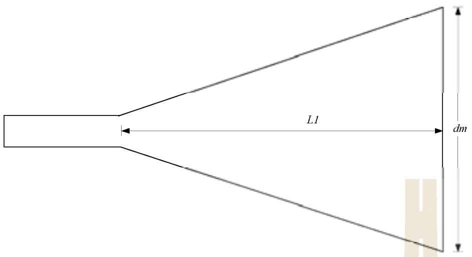
In [7], the EPS-ENS metamaterial flat lens were designed to cover the aperture of short horn antenna, which radiation performances is similar to the conventional horn. Furthermore, a high-directivity compact-size conical horn lens antenna was proposed to create a spherical wave front like EM wave by using lens covered the aperture of conical horn and obtained the higher gain [8].

In this paper, a new conical horn antenna by using metamaterial technique on mushroom-like EBG structure for gain improvement and size reduction at 5 GHz operating frequency (C-band applications) is presented. The proposed technique of new conical horn antenna is to mount the structure of mushroom-like EBG metamaterial on the aperture of shorter horn antenna. When the microwave frequency is fed from wave guide adapter and transfer to the conical horn, the electromagnetic wave will propagate through the structure of metamaterial for gain improvement.

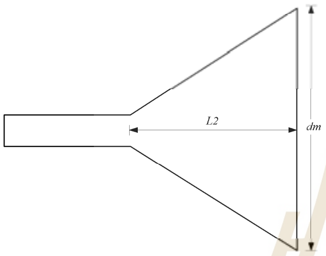
II. Conical Horn Antenna and Mushroom-like EBG Cofigulation

A. Design of the Conical Horn Antenna

The configuration of conical horn antennas are shown in Fig. 1. Their structures consist of the waveguide-to-coaxial (WG/COAX) adapter and conical horn. The structure of conventional conical horn antenna in the comparable study is shown in Fig. 1(a). Its diameter was theoretical calculated as follow: $L1$ =290 mm, and dm =230 mm. Fig.1 (b) shows the new conical horn structure, which has the same aperture dimensions and is fed by the same WG/COAX adapter, but its length is shorter than conventional conical horn with length $L2$ = 160 mm.



(a) Conventional conical horn



(b) New conical horn

Fig. 1. The conical horn antenna structures.

B. Design of Metamaterial on the Mushroom-like EBG Structures

The configurations of Metamaterial Technique on the mushroom-like EBG structures consist of four main parameters affecting its performance are a circularly metallic ground plane, dielectric substrate, periodically metallic patches on top of the substrate, and vertical vias connecting between each patch to the same ground plane. If we look on the cross section of this structure, it is similar to the shape of a mushroom [4] as shown in Fig. 2. However, the EBG structure can be represented as the resonant circuit, equivalently, with the capacitance represented by gap between the metal patches and the inductance represented by distance between the metal patches and ground plane as shown in Fig. 3.

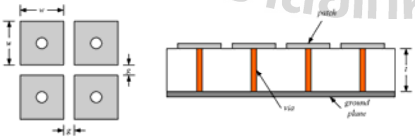


Fig. 2. The mushroom-like EBG structures

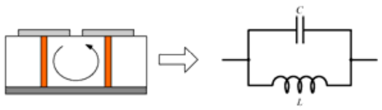
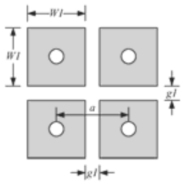
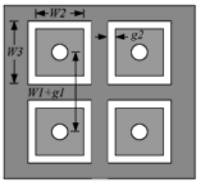


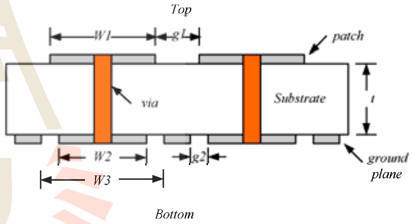
Fig. 3. The equivalent circuit of mushroom-like EBG



(a) Top view



(b) Bottom view



(c) Side view

Fig. 4. The proposed new cell mushroom-like EBG structures.

In the research, the structure of mushroom-like EBG metamaterial must be excited with electromagnetic waves from the conical horn. Therefore, its ground plane is modified to gouging in shape of square-ring slots, appropriately, as coupling slots for transferring the EM waves from horn antenna into its equivalent resonant circuits as shown in Fig. 4. We have the new mushroom-like EBG structures, which the dimension is calculated and specified as follow: $W1$=7.2 mm, $W2$ = 6.5 mm, $W3$ = 8.2 mm, $g1$=2 mm, $g2$ = 1.7 mm, a = $W1+g1$, vias radius, r = 2 mm and substrate thickness of FR4, t = 1.6 mm, respectively. Figure 5 shows the bandgap characteristics of the modified mushroom-like EBG structures, which yields the pass-bandgap of structures is around 4.6 GHz to 5.3 GHz .

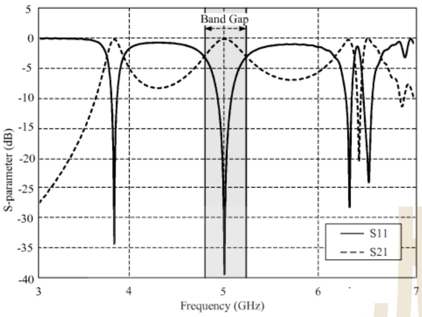
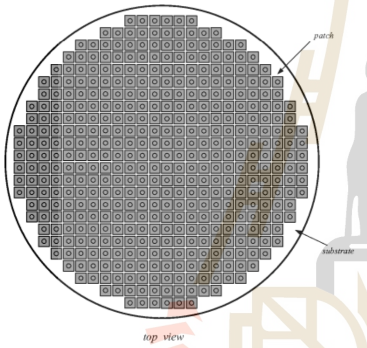
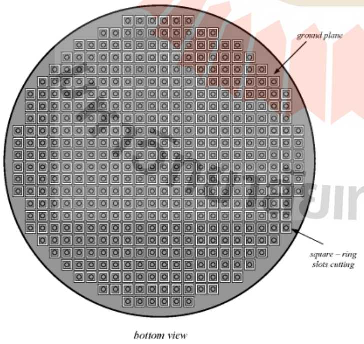


Fig. 5. The bandgap characteristics of new cell mushroom-like EBG structures of proposed



(a) Front view



(b) Back view

Fig. 6. Geometry of proposed metamatrial technique based on the mushroom-like EBG structure on a circular substrate and ground plane.

Figure 6 shows the metamatrial technique with mushroom-like EBG structure on a circular substrate and ground plane. The ground plane structure is gouged to be the coupling slots as shown in Fig 6 (b). The square-ring slots on the ground plane will be used for coupling EM waves from conical horn antenna into EBG structure. Finally, the energy of EM waves will be gained by the equivalent resonant circuit of this structure and transferred to the free-space.

III. Simulated Results And Disscussion

This section presents the simulated results of the proposed horn antenna with EBG metamatrial. The perspective view of the proposed conical horn is shown in Fig. 7. All parameters of metamatrial technique on mushroom-like EBG structure covering on the aperture of conical horn, have been optimized by using the simulation software. The simulated results of the proposed horn and conventional horn with same aperture diameter but different length are illustrated and compared as shown in Fig. 8 and 9. In Fig. 8, we found that the simulated reflection coefficient (S_{11}) of the proposed antenna shows the good characteristic of impedance matching better than of the conventional conical horn but it provides the narrower bandwidth. Fig. 9 shows the comparison of the radiation patterns of such two horn antennas. It's found that the radiation pattern of the proposed antenna will be disturbed from the structure of metamatrial on mushroom-like EBG, but its gain (19.7 dB) is higher than the conventional one (18.1 dB) around 1.6 dB as noted in Table I, while the length of our horn is shorter about 44.82%.

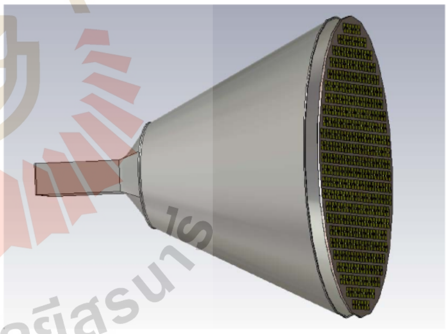


Fig. 7. A completed structure of new conical horn antenna with EBG metamaterial.

IV. Conclution

In this work, the structure of proposed antenna consists of a shorter conical horn antenna and novel mushroom-like EBG metamaterial plate that its ground plane is gauged in shape of square-ring slots and covered on the horn aperture, which is designed at the 5 GHz of C-band frequency for satellite and radar applications. The comparison results such as the reflected power, S11 and radiation patterns of this proposed antenna and the conventional horn have been simulated by using the

simulation software. We found that this proposed antenna is capable to provide the higher gain (19.7 dB) when compared to the gain of conventional horn (18.1 dB), while the length of new conical horn is shorter than of conventional one about 44.82%. However, the bandwidth of the proposed antenna is narrower than the old one due to the effect of EBG structure which will be investigated and recovered for providing the completed characteristics, in the future certainly.

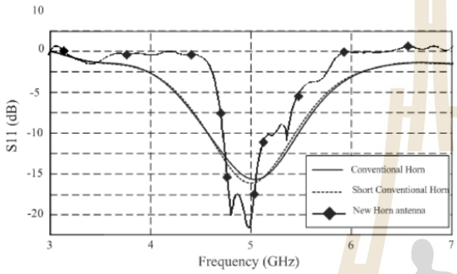


Fig. 8. The reflection coefficient of the proposed antenna.

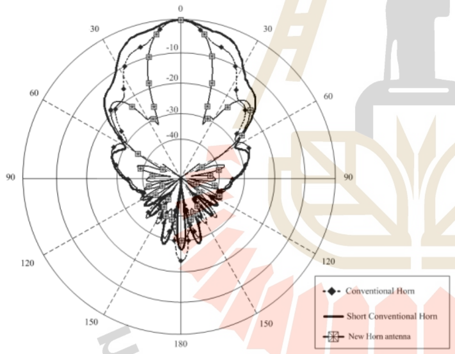


Fig. 9. The radiation patterns of the proposed antenna at frequency 5GHz

TABLE I. COMPARISON BETWEEN CONVENTIONAL AND NEW CONICAL HORN ANTENNA

Type	*Length (mm)*	*Diameters Aperture (mm)*	*Gain (dB)*
Conventional Horn	290	230	18.1
Short Conventional Horn	160	230	15.1
New Horn Antenna	160	230	19.7

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

[1] C. Bruns, P. Leuchtmann, and R. Vahldieck, “Analysis and simulation of a 1-18 GHz Broadband Double-Ridge Horn Antenna,” IEEE. Trans. Electromagnetic Compatibility. Soc. London, vol. 45, pp. 55–60, Feb 2003.

[2] S. K. Palit, “ Design of Hollow Dielectric Pyramidal Horn Antennas,” Canada, vol. 2, pp. 1086 - 1089, Jul 1997

[3] A.P.King, “The Radiation Characteristics of Conical Horn Antenna,” Proceedings of The I.R.E.,1950, pp.249-251.

[4] F.Yang, and Y. Rahmat-Samii, Electromagnetic Band Gap Structure in Antenna Engineering, USA by Cambridge University Press, New York, 2009

[5] N.H.M.Hanafi, M.T.Islam, and N.Misran, “Analysis of Mushroom-like EBG Structure and UC-EBG for SAR Reduction,” ISAP2012, pp. 696-699, 2012.

[6] You-QUan Li, Hui Zhang, Yun-Qi Fu, and Nai-Chang Yuan, “RCS Reduction of Ridged Waveguide Slot Antenna Array Using EBG Radar Absorbing Material,” IEEE.Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 473-476, 2008

[7] D.Ramaccia, F.Scattone, F.Bilotti, and A.Toscano, “Broadband Compact Horn Antennas by Using EPS-ENZ Metamaterial Lens,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, no. 6, pp. 2929-2937, June 2013.

[8] M.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, 2014, pp. 467-470.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Gain Improvement for Conventional Conical Horn By Using Mushroom-like Electromagnetic Band Gap

Pumipong Duangtang
School of Telecommunication Engineering,
Suranaree University of Technology,
Nakhon Ratchasima, Thailand
Pumipong5325@hotmail.com

Piyaporn Krachodnok
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 study of the new exciting method for improving gain of the conventional conical horn at C-band frequency by using mushroom-like Electromagnetic Band Gap (EBG). The important technique of this paper is to use the basic mushroom-like Electromagnetic Band Gap (EBG) on circular plate and connected to waveguide/coaxial adapter. From the study, we found that such technique can provide the better gain and small size when compare to the conventional conical horn antenna. From the simulated results by using the licensed Computational Simulation Software (CST), we found that this technique provides the gain around 19.3 dBi.**

Keywords*— Electromagnetic Band Gap; Conical Horn Antenna; Square-Ring Backed Slot Array

I. Introduction

The conventional horn antennas are widely used be devices for transmission and reception of electromagnetic waves in areas such as standard measurement, EMC testing, radar, communication systems [1], feed element for radio astronomy, and satellite communication[2]. The conical horn antenna is suitable to provide high gain, high power, and broadband applications. The advantages of antennas are low level of lateral and back radiations, possibility to function with very good directivity, and gain properties. The antenna characteristics are conditioned by feeding facility [3]. However, such conventional horn antennas still have bigger size if the higher gain is required. Therefore, the aim of this study is to design new feeding technique for the conical horn antenna.

Electromagnetic band gap (EBG) structures have been used in many applications of antenna technology and studied widely in recent year. The structures are equivalent to magnetic surface at the frequency of resonance, and thus reflect the incident electric field in face, instead of the out of phase reflection off perfect electric conductor (PEC) plates [4]. The mushroom-like EBG structures, which is formed by periodic array of metallic patches with each element connecting to the conductive ground with vertical vias. The EBG structure exhibits surface-wave band-gap and in-phase reflection band-gap and it has been widely applied to design of low profile antenna with improved performance [5]. This EBG structures has a many advantages represent some unique characteristics, such as forbidden band gap, in-phase reflection, scalable, etc many kinds of EBG structures have been proposed, studied and used in applications, such as filter, resonators, power dividers, power amplifiers, high speed circuits, antennas absorbing screens[6], and compact configuration, low insert loss and easy to fabricate [7].

In this paper, we present a new excitation technique for the conical horn antenna for gain improvement and its size reduction by using mushroom-like electromagnetic Band Gap (EBG) at 5 GHz operating frequency with the aim for C-band applications such as feeding array system of satellite, feeder for parabolic dishes, etc. Generally, horn antenna design is usually directly connected between cavity excitation and the horns. The proposed technique of new excitation is to insert the part of mushroom-like EBG between the waveguide/coaxial adapter and the input of horn. When the microwave frequency is fed into such adapter, the electromagnetic wave will propagate through the EBG part for increasing gain and transfer to the conical horn, continually. Consequently, the total gain of the conventional conical horn antenna will be improved.

At first, the general approach will be presented. The configurations of conical horn antenna, the mushroom-like EBG on circular PCB will be shown in Section II. Next, in Section III, we have applied this approach into CST software for simulating the results and discussion. Finally, in Section IV, the conclusions are given.

II. Cavity-Backed Excitation and Mushroom-like EBG Configuration

A. Cavity-Backed Excitation

Design of the cavity-backed excitation was designed base on the waveguide-to-coaxial (WG/COAX) adapter as shown in Figure 1. This WG/COAX adapter consists of a rectangular waveguide, N-type coaxial connector and exciting probe inside. The dimension of rectangular waveguide is calculated on the base of dominant TE_{10} mode at operating frequency of 5 GHz. While the inside dimension of EBG structure is calculated and specified as follow: a =51 mm, b =26 mm and c =21 mm. The length of the exciting probe and probe diameter are around 12.6 mm and 1.3 mm, respectively.

978-1-4799-2993-1/14/$31.00 ©2014 IEEE

B. Mushroom-like EBG Structures

The configurations of the mushroom-like EBG structures consist of a circularly metallic ground plane, dielectric substrate, periodically metallic patches on top of the substrate, and vertical vias connecting between each patch to the own ground plane. If we look on the cross section of this structure, it is similar to the shape of a mushroom [8] as shown in Figure 2. However, the EBG structure can be represented as the resonant circuit, equivalently, with the capacitance represented by gap between the metal patches and the inductance represented by distance between the metal patches and ground plane as shown in Figure 3.

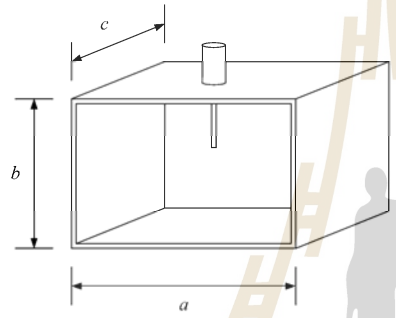


Fig. 1. The cavity-backed excitation

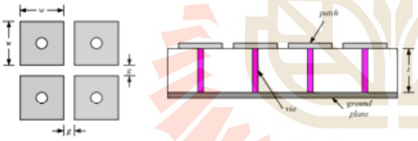


Fig. 2. The mushroom-like EBG structures

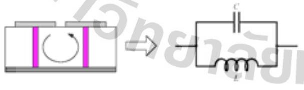


Fig. 3. The equivalent circuit of mushroom-like EBG

However, the EBG structures must be excited electromagnetic waves from WG/COAX adapter, therefore, its ground plane is necessary to cut appropriately as coupling slots for transferring the EM waves from adapter into its equivalent resonant circuits as shown in Figure 4. The dimension EBG structure is calculated and specified as follow: *w1* = 10.1 mm, *w2* =9.2 mm, *g1*=1.2 mm, *g2* = 3 mm, vias radius = 0.3 mm and substrate thickness of FR4 = 1.6 mm.

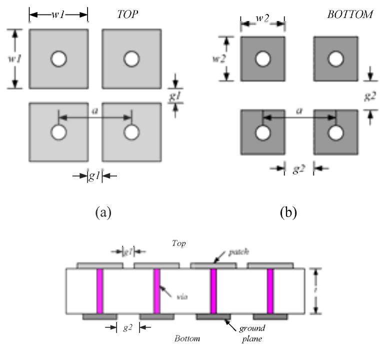


Fig. 4. The new cell mushroom-like EBG structures of proposed, (a) The top view, (b) The bottom view. (c) The Side view

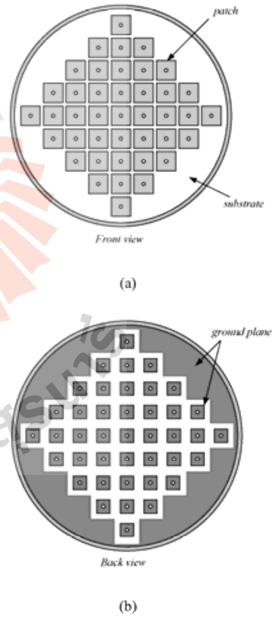


Fig. 5. Geometry of proposed mushroom-like EBG structure on a circular substrate and ground plane, (a) the top view, (b) the bottom view.

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

Figure 5 Shows the mushroom-like EBG structure on a circular substrate and ground plane, which its ground plane is cut to be coupling slot as shown in Figure 5 (b). The square-ring-like slots on the ground plane will be used for coupling EM waves from WG/COAX adapter into EBG structure. Finally, the energy of EM waves will be gained by the equivalent resonant circuit of this structure and propagated forward to the conical horn antenna.

C. Conical Horn Antenna Structure

Figure 6 shows the structure of conventional horn that has been used in the comparable study. The dimensions of the conventional horn antenna and the proposed one are compared and shown in Table I. Apparently, the length of our conical horn can be decreased about 50 % when compared to the conventional conical horn.

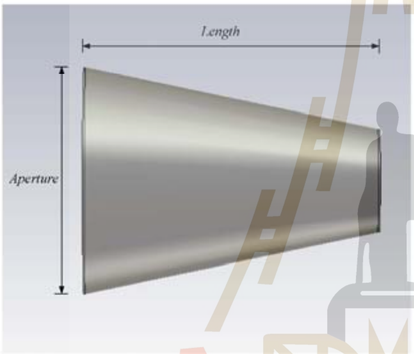


Fig. 6. The structure of conical horn

TABLE I. CONICAL HORN DIMENSIONS

Conical Horn Type	Dimension (mm)	
	Aperture Diameter (mm)	*Length (mm)*
Conventional Conical Horn	178	600
New Conical Horn	178	320

III. SIMULATED RESULTS AND DISCUSSION

From the section II, all parameters of EBG structure, which is connected with WG/COAX adapter as shown in Figure 7, have been optimized by using the simulation software. After that, such EBG structure is connected and cooperated with the new conical horn as shown in Figure 8. To compare between the proposed antenna and the conventional conical horn without EBG at the same operating frequency, the simulated results are illustrated and compared in Figure 9 and 10. We found that the simulated reflection coefficient (S_{11}) of the proposed antenna shows the good characteristic of impedance matching better than of the conventional conical horn but it provides the narrower bandwidth. Figure 10 shows the comparison of the radiation patterns of such two antennas. It's found that the radiation pattern of the proposed antenna will be disturbed from the structure of EBG but its gain (19.3 dB) is higher than the conventional one (18.1 dB) around 1.2 dB as noted in Table II, while the length of our horn is shorter.

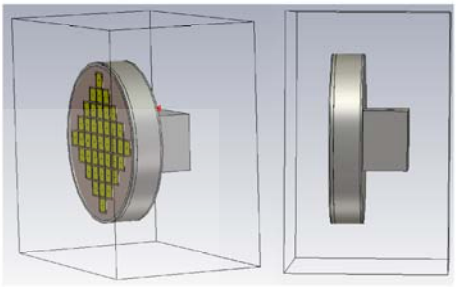


Fig. 7. The structure of mushroom-like EBG on circular substrate and ground plane connected to the WG/COAX adaper.

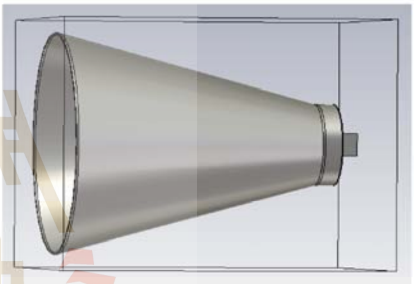


Fig. 8. A completed structure of conical horn antenna associated with additional EBG structure.

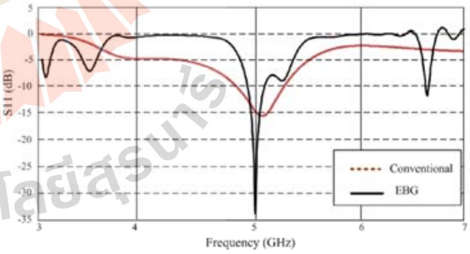


Fig. 9. The reflection coefficient of the proposed antenna.

TABLE II. GAIN COMPARISON

Type	Gain (dBi)
Conventional Conical Horn	18.1
New Conical Horn used EBG	19.3

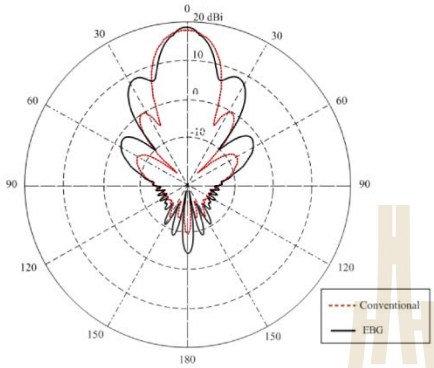


Fig. 10. The radiation patterns of the proposed antenna at frequency 5GHz

IV. CONCLUTION

This paper presents the studied results by using the simulation software for a new technique of conical horn antenna excitation by using mushroom-like Electromagnetic Band Gap (EBG) on the circular substrate and ground plane inserted between feeding adapter and input of the conical horn antenna, which is designed at the 5 GHz C-band frequency. The simulated results can predict the trend of the accomplishment of this antenna that satisfies to our initial idea. For the evident results, we found that the length of our conical horn is shorter than the conventional conical horn antenna at the same frequency but can provide the gain similar to the conventional one. However, the bandwidth of the proposed antenna is narrower than the old one due to the effect of EBG structure which will be investigated and recovered for providing the completed characteristics, certainly.

ACKNOWLEDGMENT

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

REFERENCES

[1] C. Bruns, P. Leuchtmann, and R. Vahldieck, “Analysis and simulation of a 1-18 GHz Broadband Double-Ridge Horn Antenna,” IEEE. Trans. Electromagnetic Compatibility. Soc. London, vol. 45, pp. 55–60, Feb 2003.

[2] S. K. Palit, “ Design of Hollow Dielectric Pyramidal Horn Antennas,” Canada, vol. 2, pp. 1086 - 1089, Jul 1997

[3] A.Othman, M.F. Ain, A.A. Sulaiman, and M.A. Othman, “A Ka-Band horn antenna excited with parasitic dielectric resonator Antenna,” ICT, pp. 446-448, 2010

[4] S. Palreddy, A.I. Zaghloul, and S.J. Weiss, “Performance Simulation of a Conformal Equiangular Spiral Antenna on the Circular Truncated Cone ,” Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM), pp.1-4, Sept 2010.

[5] You-QUan Li, Hui Zhang, Yun-Qi Fu, and Nai-Chang Yuan, “RCS Reduction of Ridged Waveguide Slot Antenna Array Using EBG Radar Absorbing Material,” IEEE.Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, pp. 473-476, 2008

[6] F. Zhang, Z. Du, QWang, and K. Gong, “A Novel Approach to Enhance the Bandwidth of Mushroom-like EBG Structures, ” Builin, Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), pp.1-4, Apl 2007

[7] W. Zhang, C.H. Liang, T.H. Ding, and B. Wu, “A novel broadband EBG using multi-via cascaded mushroom-like structure ,” Singapore, Microwave Conference(APMC), pp. 484-487, Dec 2009

[8] F.Yang, Y. Rahmat-Samii, Electromagnetic Band Gap Structure in Antenna Engineering, USA by Cambridge University Press, New York, 2009

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ประวัติผู้เขียน

นายภูมิพงษ์ ดวงตั้ง เกิดเมื่อวันที่ 21 ธันวาคม 2521 ที่จังหวัดลำปาง สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากวิทยาลัยเทคนิคลำปาง จังหวัดลำปาง ในปีการศึกษา 2538 และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์โทรคมนาคม จากวิทยาลัยเทคนิคลำปาง จังหวัดลำปางในปีการศึกษา 2540 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต(วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร จังหวัดกรุงเทพมหานคร ในปีการศึกษา 2543สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท ครุศาสตรอุตสาหกรรมมหาบัณฑิต (คอ.ม.) สาขาวิชาไฟฟ้า แขนงอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ จังหวัด กรุงเทพมหานคร ในปีการศึกษา 2550 จากนั้นเมื่อในปีการศึกษา 2556ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต (วศ.ด.) สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำโปรแกรมวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ สำนักวิชาคอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ มหาวิทยาลัยราชภัฏเชียงราย จังหวัดเชียงราย

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี