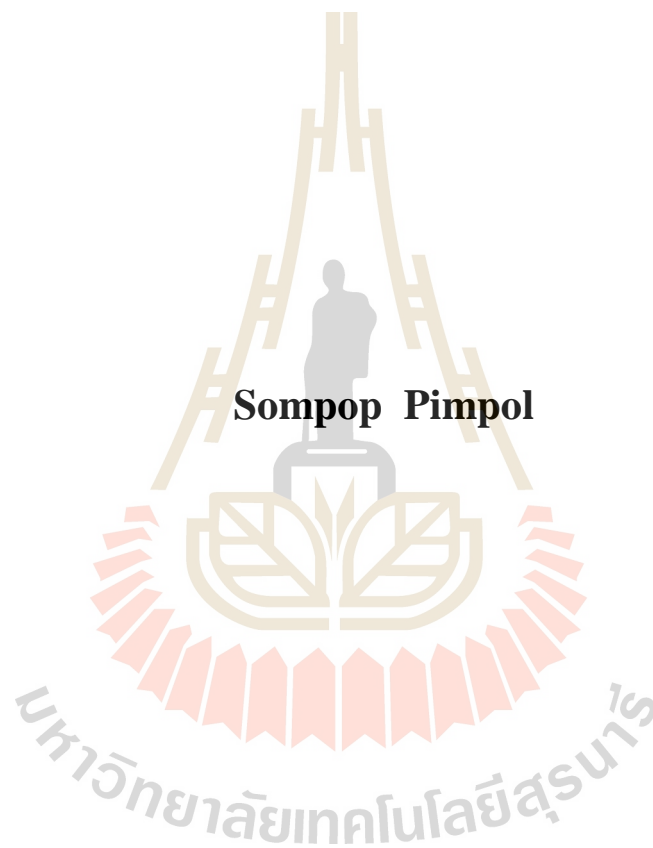


สายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับแผ่นสะท้อนช่องว่างแถบความถี่
แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์
ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2560

**A WIDE-BAND ANTENNA WITH EBG REFLECTOR
FOR TERRESTRIAL DIGITAL TV
SIGNAL RECEPTION**



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

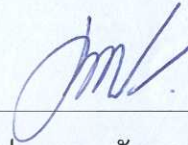
Suranaree University of Technology

Academic Year 2017

สายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับแผ่นสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
สำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาคุณวุฒิปริญญาตรี

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



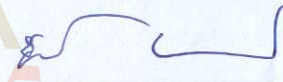
(ศ. ดร. ประยูทธ อัครเอกมาลิน)

ประธานกรรมการ



(รศ. ดร. รังสรรค์ วงศ์สรณ์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



(รศ. ดร. ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

กรรมการ



(รศ. ดร. มนต์ทิพย์ภา อูทธารสกุล)

กรรมการ



(ผศ. ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์)

กรรมการ



(ศ. ดร. สันติ แม่นศิริ)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการและพัฒนาความเป็นสากล



(รศ. ร.อ. ดร. กนต์ธร ชำนิประศาสน์)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

สมภพ พิมพล : สายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับแผ่นสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการรับสัญญาณ โทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน (A WIDE-BAND ANTENNA WITH EBG REFLECTOR FOR TERRESTRIAL DIGITAL TV SIGNAL RECEPTION) อาจารย์ที่ปรึกษา : รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรคค์, 231 หน้า

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศที่มีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้า (directive gain) ที่สูง ที่ใช้สำหรับรับสัญญาณ โทรทัศน์ในระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน บนย่านความถี่สูงยิ่ง (ultra high frequency: UHF) เพื่อให้ประชาชน ได้รับบริการสัญญาณ โทรทัศน์ที่ได้มาตรฐาน มีคุณภาพ ความชัดเจนสูงทั้งทางภาพและเสียง ครอบคลุมช่องรายการ และครอบคลุมทุกพื้นที่บริการ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับใช้เทคนิคช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด โดยโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะทำหน้าที่เป็นวงจรเรโซเนเตอร์ ซึ่งสามารถจับคลื่นผิวที่บริเวณขอบของระนาบกราวด์ ดังนั้นพหุหลังของแบบรูปการแผ่กำลังจึงลดลง ข้อดีของสายอากาศชนิดนี้ คือ จะมีโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน เนื่องจากได้มีการประยุกต์โครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก เพื่อเพิ่มความถี่แถบกว้างร่วมกับการใช้เทคนิคโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดเพื่อบังคับทิศทางของลำคลื่นหลักเพื่อทำให้เกิดอัตราขยายในทิศทางด้านหน้า ในการส่งรับสัญญาณของสายอากาศสูงสุด ในกระบวนการของงานวิจัยนี้ใช้วิธีการจำลองสายอากาศ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST (Computer Simulation Technology) เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด สุดท้ายได้ศึกษาองค์ประกอบไดเรกเตอร์เพิ่มเติมเพื่อเป็นทางเลือก ได้แก่ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (frequency selective surface: FSS) เพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยายด้านหน้าเพิ่มขึ้น ดังนั้นเราจึงได้สายอากาศที่มีอัตราขยายสูงถึง 10.08 dBi ซึ่งสูงกว่าสายอากาศแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนระนาบกราวด์แบบเดิม ถ้าพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ -10 dB ทำให้สายอากาศมีความถี่แถบประมาณ 65.44% ณ ความถี่กลาง 650 MHz สุดท้ายได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบตามขนาดที่ได้จากการวิเคราะห์ เพื่อนำมาวัดทดสอบเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป พบว่ามีความสอดคล้องและให้ค่าที่ใกล้เคียงกัน

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2560

ลายมือชื่อนักศึกษา สมภพ พิมพล
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรคค์

SOMPOP PIMPOL : A WIDE-BAND ANTENNA WITH EBG REFLECTOR
FOR TERRESTRIAL DIGITAL TV SIGNAL RECEPTION. THESIS
ADVISOR : ASSOC. PROF. RANGSAN WONGSAN, D.Eng. 231 PP.

A WIDE-BAND/EBG REFLECTOR/FREQUENCY SELECTIVE SURFACE

This thesis proposes the design of high directive gain printed dipole antenna for receiving terrestrial digital television (DTV) signal to operate in the ultra high frequency (UHF) band. The proposed antenna provides people to receive broadcasting DTV signals with sufficient levels, high quality in video and sound for all broadcasting channels, and covering in all areas. The antenna consists of a band-notched printed dipole antenna together with mushroom-like electromagnetic band gap (EBG) technique. With this technique, the structure of EBG works as a resonator circuit that can suppress the surface wave at the ground plane edge of the reflector. So that, the back lobe of the radiation pattern can be decreased. The advantage of the proposed antenna has simple structure since the EBG structure was applied to narrow the main beam and increase the directive gain, for maximizing the transmitted and received signals. The process of this research began with a simulation using CST (Computer Simulation Technology) to analyze wideband parameters while the EBG was applied on antenna. Also, the proposed antenna added with a director as an option was analyzed by frequency selective surface (FSS) to increase directivity and directive gain. Next, the antenna gain was high up to 10.08 dBi which was higher than the conventional reflector. In order to the consideration of the reflection coefficient (S_{11}) at -10 dB, the antenna bandwidth of 65.44% was found at the center frequency of 650

MHz. Finally, the prototype of antenna was fabricated and measured to compare with the results of CST software simulation model and found to be agreed well.



School of Telecommunication Engineering

Academic Year 2017

Student's Signature

Somy.

Advisor's Signature

N. Rangsan

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้คำปรึกษา แนะนำ แก้ปัญหา และกำลังใจ แก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขรายงาน วิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

คณาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ทางวิชาการและถ่ายทอดความรู้ประสบการณ์ และให้คำแนะนำปรึกษาอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย และกำลังใจแก่ผู้วิจัย มาโดยตลอด

ศาสตราจารย์ ดร. ประยูทธ อัครเอกดาลิน ประธานกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ ดร. ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ รองศาสตราจารย์ ดร. มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล และผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ปิยาภรณ์ มีสวัสดิ์ กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่กรุณาให้คำชี้แนะและให้คำแนะนำเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ คุณพิรศักดิ์ คำสำลี ที่คอยให้ความช่วยเหลือติดต่อประสานงานเกี่ยวกับเอกสาร ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ คุณภูมิพงษ์ ดวงตั้ง คุณระพีพันธ์ ชัดปิก คุณวราภรณ์ สาริษา คุณศรันย์ คัมภีร์ภัทร คุณเกาภัทธา คำพิกุล คุณจิรพันธ์ พิมพล คุณภรภัทร เปรมฤดีชัยศักดิ์ คุณสุพล นราโชติกา และขอขอบคุณ เพื่อน ๆ และพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่ให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และให้กำลังใจมาโดยตลอด

คุณพ่อสนิท - คุณแม่ทองจันทร์ พิมพล และคุณวิไลวรรณ พิมพล ภรรยา พร้อมด้วยคุณวิภาวี เก่าจำปา ที่เป็นเสมือนคู่คิดและเป็นกำลังใจที่ดีเสมอมาตลอด จนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

ขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน ที่ให้โอกาสในการลาศึกษาต่อและสนับสนุนค่าใช้จ่ายระหว่างการศึกษา จนสำเร็จการศึกษาด้วยดี

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดา ภรรยาและญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยตลอดมา จนทำให้ประสบความสำเร็จในชีวิต

สมภพ พิมพล

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ง
สารบัญ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญรูป.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	3
1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	4
2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 กล่าวนำ.....	6
2.2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.3 สายอากาศสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล.....	8
2.4 การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ.....	8
2.5 การเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยใช้พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	10
2.6 การเพิ่มความกว้างแถบความถี่.....	10
2.7 สรุป.....	20

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3	ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง.....	21
3.1	กล่าวนำ.....	21
3.2	สายอากาศทรงกระบอกและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า.....	21
3.2.1	อิมพีแดนซ์ตัวเองของไดโพล.....	21
3.2.2	สภาพเจาะจงทิศทางและพื้นที่ประสิทธิภาพสูงสุด.....	26
3.3	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	29
3.4	สายอากาศบนตัวสะท้อน.....	34
3.5	การแผ่กำลังของสายอากาศบนตัวสะท้อน.....	37
3.6	เฟสสะท้อน.....	39
3.7	พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	41
3.8	ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ.....	44
3.9	สรุป.....	46
4	การวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศ.....	47
4.1	กล่าวนำ.....	47
4.2	การออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้าง.....	47
4.2.1	การออกแบบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์.....	48
4.2.1.1	การพิจารณาความกว้างของไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ (Wd).....	50
4.2.1.2	การพิจารณาความยาวของไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ (Ld).....	51
4.2.1.3	การพิจารณาความกว้างของช่องว่างการป้อนไดโพล แผ่นวงจรมิมพ์ (gd).....	52
4.2.2	การออกแบบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบระนาบ โดยใช้การป้อนแบบชั้น.....	53
4.2.2.1	การพิจารณาขนาดของความกว้างช่องว่างการป้อน ($gd1$).....	54
4.2.2.2	การพิจารณาขนาดของความกว้างช่องว่างการป้อน ($gd2$).....	55
4.2.2.3	การพิจารณาการเพิ่มความกว้างแถบด้วยการเพิ่มร่อง.....	56
4.3	ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก.....	65

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4	สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก	
	ร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์.....	71
4.4.1	การพิจารณาระยะห่างระหว่างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์	
	แบบร่องบากกับตัวสะท้อน PEC.....	72
4.4.2	การพิจารณาขนาดของตัวสะท้อน PEC.....	74
4.4.3	การพิจารณาอัตราขยาย.....	76
4.5	การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG).....	84
4.5.1	ผลการจำลองโดยการปรับค่าความกว้างของแพทช์ (W).....	86
4.5.2	ผลการจำลองโดยการปรับค่าช่องว่างระหว่างแพทช์ (g).....	87
4.5.3	ผลการจำลองโดยการปรับค่ารัศมีเส้นลวด (r).....	88
4.6	สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	89
4.7	การปรับแต่งรูปแบบของตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์.....	105
4.7.1	ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ โดยเพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา.....	106
4.7.2	ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ โดยเพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง.....	113
4.7.3	ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ โดยเพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน.....	119
4.8	การศึกษาชั้นวางซ้อนหรือพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	127
4.8.1	การจำลองแบบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	128
4.8.2	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ a_1	129
4.8.3	ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ a_2	130
4.8.4	การเลือกขนาดของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	131
4.9	สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG	
	เพิ่มปีกโลหะครบสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	132
4.10	สรุป.....	141
5	ผลการทดลองและการวัดสายอากาศ.....	143
5.1	กล่าวนำ.....	143
5.2	การสร้างสายอากาศต้นแบบไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก.....	143
5.2.1	ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	145

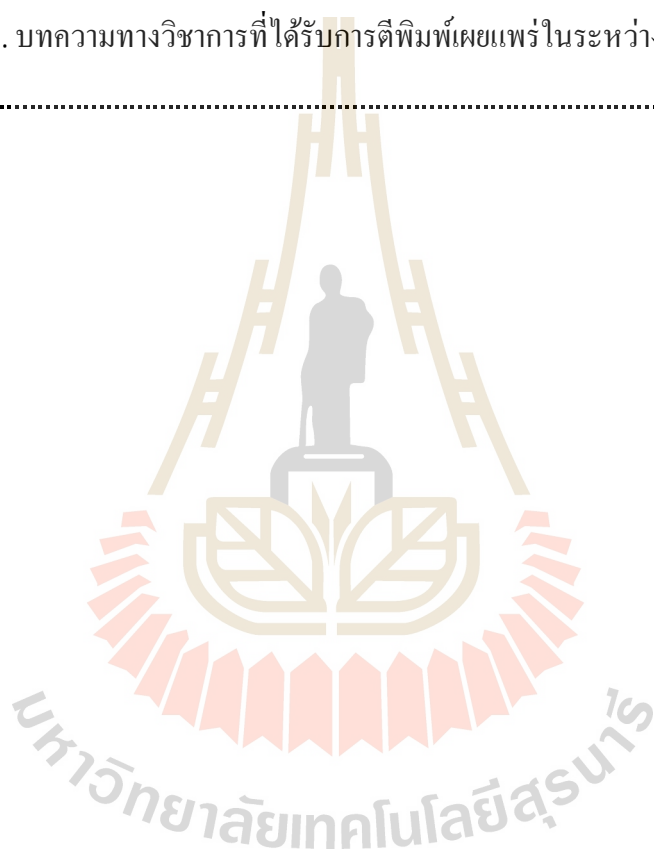
สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.2.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลีนนิ่ง.....	146
5.2.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์.....	147
5.2.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	148
5.2.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง	151
5.3 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	155
5.3.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	157
5.3.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลีนนิ่ง.....	158
5.3.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์.....	159
5.3.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	159
5.3.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง	161
5.4 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้าน.....	170
5.4.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	171
5.4.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลีนนิ่ง.....	172
5.4.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์.....	173
5.4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	174
5.4.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง	176
5.5 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะกรณีใส่องค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	181
5.5.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน.....	183
5.5.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลีนนิ่ง.....	185
5.5.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์.....	185
5.5.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย.....	186
5.5.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง	188
5.6 สรุป.....	193
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	194
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	194

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	197
รายการอ้างอิง.....	198
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา.....	205
ประวัติผู้เขียน.....	231



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	12
3.1 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลบนโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบ PEC และ EBG.....	33
4.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก.....	66
4.2 ค่าระยะห่าง (R) ของตัวสะท้อนที่ใช้ในการคำนวณและการวัด.....	72
4.3 ขนาดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง.....	84
4.4 พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	85
4.5 ขนาดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	89
4.6 แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองระหว่างการใช้ตัวสะท้อน PEC และ EBG.....	105
5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ.....	144
5.2 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG.....	155
5.3 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้านใส่องค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	181
6.1 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอ.....	196

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
3.1	สายอากาศไดโพลทรงกระบอก.....22
3.2	โครงสร้างสายอากาศไดโพลทรงกระบอกและรัศมีเทียบเท่า.....27
3.3	โครงสร้างสายอากาศไดโพลทรงกระบอกและไดโพลระนาบ..... 29
3.4	โครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ.....30
3.5	โครงสร้างของ EBG แบบ 2 มิติ.....30
3.6	โครงสร้าง ค่าความจุและรูปแบบค่าเหนี่ยวนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....31
3.7	สายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์บนตัวสะท้อน.....35
3.8	พฤติกรรมของคลื่น.....36
3.9	คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนตัวสะท้อน.....37
3.10	การแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อน.....38
3.11	โครงสร้างการทำงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....39
3.12	เฟสของการสะท้อนคลื่นของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....41
3.13	การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา d42
3.14	ลักษณะรูปร่างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านแบบต่าง ๆ.....43
3.15	รูปร่างและการตอบสนองของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....44
3.16	แหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเหเข้าใกล้ศูนย์และ แบบจำลองเมื่อใช้กับสายอากาศไมโครสตริป.....45
4.1	สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์การป้อนแบบพื้นฐาน.....50
4.2	ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ขนาดความกว้าง (Wd) ต่าง ๆ.....51
4.3	ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความยาว (Ld) ต่าง ๆ.....52
4.4	ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความกว้าง gd ต่าง ๆ.....53
4.5	สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์การป้อนแบบขั้น.....54
4.6	ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความกว้าง ($gd1$) ต่าง ๆ.....55

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความกว้าง (gd2) ต่าง ๆ.....	56
4.8 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 1.....	57
4.9 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 2.....	58
4.10 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 3.....	59
4.11 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 4.....	60
4.12 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 5.....	61
4.13 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 6.....	62
4.14 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 7.....	63
4.15 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 8.....	64
4.16 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ.....	67
4.17 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก.....	67
4.18 สมิตซ์ชาร์ตแสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก.....	68
4.19 การแจกแจงรูปของกระแสที่เกิดขึ้นบนผิวของ โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ ที่ความถี่ เรโซแนนซ์ (ก) 541 MHz และ (ข) 800 MHz.....	69
4.20 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยวในรูปแบบ 3 มิติ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก.....	70
4.21 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยว ในรูปแบบ 2 มิติ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก.....	71
4.22 โครงสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน ตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์.....	73
4.23 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อระยะ R แตกต่างกัน.....	74
4.24 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอัตราขยายเมื่อขนาดของตัวสะท้อน แตกต่างกัน.....	76

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 ผลการจำลองค่าอัตราขยาย เมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ตัวป้อน กับอีลิเมนต์ตัวสะท้อน PEC ที่ระยะห่างค่าต่าง ๆ.....	77
4.26 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อระยะ R แตกต่างกัน.....	78
4.27 ผลการจำลองการแจกแจงรูปของกระแสสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่ ทำงานร่วมกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์.....	79
4.28 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ที่ความถี่ 470 MHz.....	80
4.29 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ที่ความถี่ 668 MHz.....	81
4.30 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ที่ความถี่ 866 MHz.....	82
4.31 เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ แบบร่องบากที่ไม่มีตัวสะท้อนและมีตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์.....	83
4.32 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	86
4.33 เฟสสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อปรับขนาดความกว้างแพทช์.....	87
4.34 เฟสสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อปรับขนาดช่องว่างระหว่างแพทช์.....	87
4.35 เฟสสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อปรับค่ารัศมีเส้นลวด.....	88
4.36 เฟสสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 3x3 อีลิเมนต์.....	89
4.37 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัว สะท้อน EBG ขนาด 2x2 อีลิเมนต์.....	90
4.38 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG เมื่อมีการเปลี่ยนค่า R ที่ค่าต่าง ๆ.....	91
4.39 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัว สะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์.....	92
4.40 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เมื่อเปลี่ยนค่า R ที่มีค่าแตกต่างกัน.....	93

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.41 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน แบบ EBG ขนาด 4x4 อีลิเมนต์.....	95
4.42 ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศร่วมกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อน EBG ที่ขนาดต่าง ๆ.....	95
4.43 โครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน แบบ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์.....	96
4.44 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์.....	97
4.45 สมิทชาร์ตแสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์.....	98
4.46 ผลการจำลองการแจกแจงรูปของกระแสสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ ที่ทำงานร่วมกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	98
4.47 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 470 MHz.....	99
4.48 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 668 MHz.....	100
4.49 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 866 MHz.....	101
4.50 ผลการจำลองเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์.....	102
4.51 ผลการจำลองเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ ร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 470 MHz.....	103
4.52 ผลการจำลองเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ ร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 668 MHz.....	104
4.53 ผลการจำลองเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ ร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 866 MHz.....	104

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.54 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีความสูงปีกโลหะต่าง ๆ.....	106
4.55 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะด้านซ้าย-ขวา.....	107
4.56 แสดงผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา.....	108
4.57 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา ที่ความถี่ 470 MHz.....	110
4.58 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา ที่ความถี่ 668 MHz.....	111
4.59 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา ที่ความถี่ 866 MHz.....	112
4.60 แบบจำลอง โครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกด้านบน-ล่าง.....	113
4.61 แสดงผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง.....	115
4.62 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง ที่ความถี่ 470 MHz.....	116
4.63 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง ที่ความถี่ 668 MHz.....	117
4.64 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง ที่ความถี่ 866 MHz.....	118
4.65 สายอากาศต้นแบบที่มีการติดตั้งปีกโลหะครบทั้งสี่ด้านของตัวสะท้อน EBG.....	120
4.66 แสดงผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากพร้อมอีลีเมนต์ ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะครบทั้งสี่ด้าน.....	122

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.67 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน ที่ความถี่ 470 MHz...	123
4.68 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน ที่ความถี่ 668 MHz...	124
4.69 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน ที่ความถี่ 866 MHz...	125
4.70 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและอัตราขยายของ สายอากาศต้นแบบ 3 ชนิด.....	127
4.71 โครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านหนึ่งหน่วยและวงจรมุม.....	128
4.72 แบบจำลองแบบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	129
4.73 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่า S_{11} และ S_{21} พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เมื่อปรับขนาดของ a_1	130
4.74 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่า S_{11} และ S_{21} พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เมื่อปรับขนาดของ a_2	131
4.75 แบบจำลองพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ขนาด 4x4 อีลิเมนต์.....	131
4.76 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มี การติดตั้งปีกโลหะครบทั้งสี่ด้าน พร้อมองค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	133
4.77 แสดงผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เพิ่มปีกโลหะครบทั้งสี่ด้านพร้อมองค์ประกอบ FSS.....	135
4.78 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก พร้อมตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน พร้อมด้วย FSS ที่ความถี่ 470 MHz.....	136
4.79 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก พร้อมตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน พร้อมด้วย FSS ที่ความถี่ 668 MHz.....	137
4.80 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก พร้อมตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน พร้อมด้วย FSS ที่ความถี่ 866 MHz.....	138
4.81 ผลการจำลองค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ.....	139
4.82 เปรียบเทียบผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปของสายอากาศ 4 ชนิด.....	141
5.1 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก.....	144

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.2 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผล การวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ต้นแบบ.....	146
5.3 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก.....	147
5.4 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ...	148
5.5 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก.....	150
5.6 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก.....	150
5.7 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก.....	152
5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก.....	153
5.9 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่ความถี่ 470 MHz.....	153
5.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่ความถี่ 668 MHz.....	154
5.11 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่ความถี่ 866 MHz.....	154
5.12 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	156
5.13 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลการวัด ทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	157
5.14 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	158
5.15 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ.....	159
5.16 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	160

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.17 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ในช่วงความถี่ ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz.....	161
5.18 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	163
5.19 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	164
5.20 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ความถี่ 470 MHz.....	164
5.21 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ความถี่ 668 MHz.....	165
5.22 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ความถี่ 866 MHz.....	165
5.23 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในรูปแบบโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	167
5.24 วิธีการวัดทดสอบโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ ร่วมกับตัวสะท้อน EBG.....	168
5.25 ผลการวัดทดสอบการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ.....	169
5.26 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน.....	171
5.27 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลการวัด ทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้าน.....	172
5.28 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบ โลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน.....	173

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.29 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านต้นแบบ.....	174
5.30 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ	175
5.31 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ในช่วงความถี่ ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz.....	176
5.32 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน.....	178
5.33 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน	179
5.34 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ ด้านที่ความถี่ 470 MHz.....	179
5.35 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ ด้านที่ความถี่ 668 MHz.....	180
5.36 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ ด้านที่ความถี่ 866 MHz.....	180
5.37 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบยกสูงทั้ง สี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบ.....	183
5.38 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลการวัด ทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	184

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.39 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบ โลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	185
5.40 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบ.....	186
5.41 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบ.....	187
5.42 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อน EBG กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	188
5.43 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	190
5.44 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน.....	191
5.45 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ ด้าน กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 470 MHz.....	191
5.46 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ ด้าน กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 688 MHz.....	192
5.47 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ ด้าน กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 866 MHz.....	192

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันคณะกรรมการกิจการกระจายเสียงกิจการโทรทัศน์และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กสทช.) ได้อนุญาตให้เปิดบริการการส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน ที่มีการให้บริการเป็นการทั่วไป (free-to-air) โดยใช้ระบบ second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) บนย่านความถี่สูงยิ่ง (ultra high frequency: UHF) เพื่อให้ประชาชนได้รับบริการสัญญาณโทรทัศน์ที่ได้มาตรฐาน มีคุณภาพ ความชัดเจนสูงทั้งทางภาพและเสียง มีความหลากหลายของช่องบริการ และครอบคลุมพื้นที่ โดยอาศัยเทคโนโลยีที่ทันสมัยและใช้คลื่นความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ ประเด็นที่สำคัญคือ การให้บริการที่ครอบคลุมพื้นที่แก่ประชาชนที่อยู่ห่างไกล จะต้องมีการติดตั้งสถานีส่งสัญญาณโทรทัศน์เพิ่มมากขึ้น ซึ่งเป็นการใช้งบประมาณที่สูงมาก ดังนั้น เพื่อเป็นการลดงบประมาณในการติดตั้งสถานีส่งสัญญาณโทรทัศน์ แต่ประชาชนที่อยู่ห่างไกลจากสถานีส่งยังคงสามารถได้รับบริการสัญญาณโทรทัศน์ที่ได้มาตรฐานมีคุณภาพ และมีความหลากหลายเช่นเดิม จึงจำเป็นต้องมีสายอากาศประสิทธิภาพสูงสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่ส่งมาจากสถานีส่งที่มีระยะทางห่างไกล ซึ่งใช้งานย่านความถี่สูงยิ่งมีความกว้างแถบ (bandwidth) กว้าง และมีอัตราขยายสูง (high gain)

สายอากาศที่นิยมใช้ในการรับสัญญาณโทรทัศน์ในปัจจุบัน ได้แก่สายอากาศแบบองค์ประกอบพาราติติก (parasitic element antenna) คือสายอากาศแบบยาگی-อูดะ (Yagi-Uda antenna) เนื่องจากเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติเด่น คือมีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้า (directive gain) ที่สูง และมีสภาพเจาะจงทิศทางที่ดี แต่จะมีข้อด้อยอยู่ที่ความกว้างแถบของการรับสัญญาณแคบเกินไป ไม่สามารถที่จะออกแบบและสร้างให้มีอัตราขยายราบเรียบเท่ากันหรือใกล้เคียงกันตลอดทั้งแถบความถี่ปฏิบัติการ มีแบบรูปการแผ่กำลัง (radiation pattern) เปลี่ยนแปลงตามความถี่ และมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากหากต้องการอัตราขยายที่สูง เนื่องจากเทคนิคการใช้ความถี่ของการให้บริการสัญญาณโทรทัศน์ในแต่ละพื้นที่จะแตกต่างกันไปตามการออกแบบโครงข่าย ดังนั้นหากนำสายอากาศที่ไม่สามารถตอบสนองได้ครอบคลุมตลอดทั้งแถบความถี่ปฏิบัติการไปใช้งานก็จะส่งผลให้ไม่สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ดังกล่าวได้ทุกพื้นที่ โดยทั่วไปแล้วสายอากาศที่มีประสิทธิภาพที่ดีจะต้องมีความกว้างแถบสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน (ซึ่งมีช่วงความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz - 862 MHz หรือความกว้างแถบประมาณ 58.86%) จึงจะ

สามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ได้ทุกพื้นที่ตลอดเวลา ดังนั้น ในการวิจัยจะต้องออกแบบสายอากาศที่สามารถใช้งานในช่วงความถี่ดังกล่าว เพื่อใช้สำหรับเป็นองค์ประกอบส่วนป้อน (feed element) ซึ่งปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับการพัฒนาปรับปรุงให้สามารถใช้งานในช่วงความถี่นี้ได้แก่ สายอากาศแผ่นวงจรพิมพ์ (printed antenna) เนื่องจากสามารถออกแบบให้ใช้งานแถบความถี่กว้างได้ง่าย โดยใช้เทคนิคต่าง ๆ ร่วมด้วย เพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศตามที่ต้องการ ทั้งนี้ โครงสร้างมีน้ำหนักเบา แข็งแรง และราคาถูก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาเทคนิคการออกแบบสายอากาศแผ่นวงจรพิมพ์เพื่อใช้สำหรับเป็นองค์ประกอบตัวป้อน

ในงานวิจัยนี้ใช้แนวคิดการออกแบบและพัฒนาในงานวิจัยนี้ใช้หลักการพื้นฐานของสายอากาศยาคิ-อูตะ จึงได้มีการปรับปรุงรูปแบบของสายอากาศแผ่นวงจรพิมพ์ในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อให้สามารถรองรับการใช้งานในช่วงแถบความถี่กว้างได้ และมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน เพื่อใช้สำหรับเป็นองค์ประกอบตัวป้อน ศึกษาหารูปแบบองค์ประกอบตัวสะท้อนที่เหมาะสมที่สุดได้แก่ ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic band gap: EBG) สำหรับบังคับทิศทางการแผ่กระจายกำลัง และเทคนิคสุดท้าย ใช้เทคนิคองค์ประกอบไดเรกเตอร์ที่เหมาะสมได้แก่ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (frequency selective surface: FSS) เพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าสูงสุด ทั้งยังมีความกว้างแถบที่เพียงพอสำหรับการใช้รับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อวิจัยพัฒนาและออกแบบสายอากาศสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดินในย่านความถี่สูงยิ่ง ที่มีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูง และใช้สายอากาศเพียงด้านเดียว สามารถรับสัญญาณได้ครบทุกช่องด้วยอัตราขยายที่ใกล้เคียงกัน

1.2.2 เพื่อออกแบบและจำลองผลสายอากาศอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าสูงโดยใช้สายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และองค์ประกอบไดเรกเตอร์ได้แก่ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.2.3 เพื่อให้ได้สายอากาศต้นแบบที่สามารถใช้งานได้ตามวัตถุประสงค์ โดยออกแบบให้เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน นำเข้าสู่การผลิตในภาคอุตสาหกรรมได้โดยง่าย ผู้ใช้งานสามารถประกอบใช้งานได้โดยง่าย มีน้ำหนักเบา เหมาะสำหรับการใช้งานในพื้นที่ที่ห่างไกลจากสถานีส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

1.3.1 โครงสร้างของสายอากาศโดยใช้เทคนิคไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก จะช่วยเพิ่มความกว้างแถบ โดยเลือกใช้ตัวสะท้อนที่เหมาะสมซึ่งได้แก่การใช้เทคนิคโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อบังคับทิศทางของลำคลื่นหลักและองค์ประกอบไดเรกเตอร์ เพื่อทำให้เกิดอัตรายายในทิศทางด้านหน้า สำหรับการรับสัญญาณของสายอากาศสูงสุด

1.3.2 โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้วิเคราะห์หาคุณลักษณะพื้นฐานของสายอากาศ ที่ดำเนินการออกแบบและพัฒนา

1.3.3 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้จากการวิเคราะห์กับผลการวัดจากสายอากาศต้นแบบมีความสอดคล้องและให้ค่าที่ใกล้เคียงกัน

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ออกแบบสายอากาศโดยใช้เทคนิคแผ่นวงจรพิมพ์ไดโพลแบบร่องบาก จะช่วยเพิ่มความกว้างแถบ โดยเลือกใช้ตัวสะท้อนที่เหมาะสมร่วมกับการใช้เทคนิคโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อบังคับทิศทางของลำคลื่นหลักและร่วมกับองค์ประกอบไดเรกเตอร์ เพื่อทำให้เกิดอัตรายายในทิศทางด้านหน้า ในการรับสัญญาณของสายอากาศสูงสุด โดยจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

1.4.2 สร้างสายอากาศต้นแบบ สำหรับประยุกต์ใช้งานรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน ช่วงความถี่ 470 MHz – 862 MHz

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

1.5.1 ใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการวิเคราะห์สายอากาศที่ดำเนินการพัฒนาและออกแบบ

1.5.2 ดำเนินการศึกษาเทคนิคการเพิ่มความกว้างแถบและการเพิ่มอัตรายายในทิศทางด้านหน้าของสายอากาศร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และองค์ประกอบไดเรกเตอร์ โดยนำเสนอแนวทางการพัฒนาเพื่อเปรียบเทียบผลจากโปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio

1.5.3 ได้ข้อสรุปอันเป็นประโยชน์เกี่ยวกับลักษณะและรูปแบบของสายอากาศสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน ที่มีความกว้างแถบเพียงพอที่จะครอบคลุมย่านความถี่ 470 MHz - 862 MHz และมีอัตรายายในทิศทางด้านหน้าที่สูงเทียบเท่าสายอากาศยagi-อูคะ ที่ใช้งานในระบบโทรทัศน์แอนะล็อก

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 ได้สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมหัพพแบบร่องบาก ร่วมกับการเลือกตัวสะท้อนที่เหมาะสม คือใช้เทคนิคโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และรูปแบบองค์ประกอบไดเรกเตอร์ ซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้ในการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน โดยมีโครงสร้างง่าย น้ำหนักเบา มีความกว้างแถบความถี่กว้าง และอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าสูง

1.6.2 ได้ข้อสรุปอันเป็นประโยชน์เกี่ยวกับลักษณะรูปร่างของสายอากาศ ที่ทำให้ความกว้างแถบความถี่กว้าง และอัตราขยายในทิศทางด้านหน้ามากขึ้น

1.6.3 ได้สายอากาศต้นแบบ เพื่อพัฒนาไปใช้งานจริง

1.7 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอ การวิเคราะห์สายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน มีเนื้อหาทั้งหมด 6 บท และ 1 ภาคผนวก

บทที่ 1 ได้กล่าวถึงความสำคัญของปัญหาในเรื่องการสื่อสารไร้สาย ว่าการสื่อสารไร้สายนั้นมีความสำคัญต่อชีวิตประจำวันและการดำเนินธุรกิจของประชาชนเป็นอย่างมาก อุปกรณ์สื่อสารระบบไร้สายนั้นมีส่วนประกอบหลายส่วนแต่ในวิทยานิพนธ์นี้ จะกล่าวถึงเฉพาะส่วนของสายอากาศเท่านั้น การเลือกสายอากาศนอกจากพิจารณาชนิดของสายอากาศที่เหมาะสมกับความถี่การนำไปใช้งานแล้วควรพิจารณาวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี รูปร่างที่สร้างได้ง่าย แข็งแรง ประหยัดและมีการติดตั้งได้ง่าย เพื่อให้สายอากาศทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศแต่ละชนิดที่ใช้ในงานการสื่อสารแบบไร้สายและปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการปรับปรุงรูปแบบสายอากาศไมโครสตริปในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อให้สามารถรองรับการใช้งานในช่วงแถบความถี่กว้างได้ และมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน เพื่อใช้สำหรับเป็นตัวป้อน ศึกษาหารูปแบบองค์ประกอบตัวสะท้อนที่เหมาะสมที่สุดสำหรับบังคับทิศทางการแผ่กระจายกำลัง และงานวิจัยสำหรับเทคนิคการใช้องค์ประกอบไดเรกเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยายในทิศทางด้านหน้า

บทที่ 3 ได้กล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศไดโพลทรงกระบอก (cylindrical dipole) ทฤษฎีสายอากาศแถบความถี่กว้าง สายอากาศบนตัวสะท้อน การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เฟสสะท้อน และพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

บทที่ 4 ได้นำเสนอการวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างที่มีอัตราขยายสูง สำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล ย่านความถี่สูงยิ่ง โดยมีแถบความถี่ใช้งานระหว่าง 470 MHz – 862 MHz โดยเริ่มต้นด้วยการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศจากแนวคิดเชิงทฤษฎี และออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ซึ่งได้มีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้แก่ แบบรูปการแผ่กำลัง อัตราขยาย และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า เป็นต้น เพื่อนำมาสร้างเป็นสายอากาศที่นำมาใช้งานย่านความถี่การสื่อสารแบบไร้สายและประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลย่านความถี่ UHF ที่นำเสนอไว้ข้างต้น

บทที่ 5 บทนี้ได้สร้างสายอากาศต้นแบบตามค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ถูกออกแบบไว้เพื่อยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองวัดคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศโดยใช้เครื่องมือวัดในห้องปฏิบัติการ

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลจากการจำลองและจากผลการทดลองวัดสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้ของวิทยานิพนธ์นี้ และขอแนะนำในการศึกษาวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าพร้อมกับองค์ประกอบไดเรกเตอร์คือ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เพื่อใช้สำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดินในอนาคตต่อไป

ภาคผนวก ก. บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่า ความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารของมนุษย์นั้น มีมาตั้งแต่อดีต จนถึงยุคของการสื่อสารแบบไร้สายซึ่งเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน สำหรับปัจจัยในการเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารแบบไร้สายนั้นมีหลายส่วนที่เข้ามาเกี่ยวข้อง เช่น ส่วนของการรับสัญญาณ สามารถเพิ่มประสิทธิภาพได้โดยการทำไดเวอร์ซิตี (diversity) หรือการเข้ารหัส (coding) เป็นต้น ในงานวิจัยนี้จะกล่าวถึง การเพิ่มประสิทธิภาพให้แก่อุปกรณ์สำคัญของระบบการสื่อสารแบบไร้สาย คือสายอากาศ ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนข้อมูลในรูปของสัญญาณไฟฟ้า ให้อยู่ในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศ และในทางกลับกันจะทำหน้าที่ในการเปลี่ยนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นข้อมูลสัญญาณไฟฟ้า โดยทั่วไปการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึงระบบที่จะต้องการนำสายอากาศนั้นไปใช้งานเป็นสิ่งสำคัญ เนื่องจากระบบที่ต่างกันจะมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันด้วย โดยเฉพาะสายอากาศที่ใช้สำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน (ซึ่งมีช่วงความถี่ 470 MHz - 862 MHz หรือความกว้างแถบความถี่ เท่ากับ 58.86%) จะต้องมีอัตราขยายสูง มีความกว้างแถบที่กว้างเพียงพอ และแบบรูปการแผ่กำลังที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่มากสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการหรือเชื่อมต่อกับผู้ใช้บริการได้อย่างมีประสิทธิภาพตลอดเวลา ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศที่มีหลักการพื้นฐานมาจากสายอากาศยาเก-อูเด โดยมีองค์ประกอบหลัก 3 ส่วน คือ 1) ตัวป้อน (feeder/driven) 2) ตัวสะท้อน (reflector) และ 3) ไดรเรกเตอร์ (director) ดังนั้น งานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาและออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้าง เพื่อใช้เป็นองค์ประกอบตัวป้อน โดยมีการศึกษาหารูปแบบใช้องค์ประกอบตัวสะท้อนที่เหมาะสม เพื่อบังคับทิศทางของลำคลื่นหลักเพื่อเพิ่มอัตราขยายสำหรับการรับสัญญาณของสายอากาศสูงสุด และสุดท้ายทำการศึกษาและออกแบบองค์ประกอบไดเรกเตอร์เพื่อเพิ่มอัตราขยายและค่าสภาพจะจทิศทาง ซึ่งงานวิจัยนี้มีข้อดีของสายอากาศก็คือ มีความกว้างแถบความถี่ที่กว้าง และมีอัตราขยายสูง ทั้งยังมีความแข็งแรง มีโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน ดังนั้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องดำเนินการสำรวจและศึกษาปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ทั้งนี้เพื่อให้ทราบถึงแนวทางการวิจัยที่เกี่ยวข้อง ระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ผลการดำเนินการวิจัย ตลอดจนข้อคิดเห็นและข้อเสนอแนะต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปสู่วัตถุประสงค์หลักที่ได้ตั้งไว้ โดยฐานข้อมูลที่ใช้ในการสืบค้น

งานวิจัยนั้นเป็นฐานข้อมูลที่มีชื่อเสียงและได้รับการยอมรับกันอย่างกว้างขวาง เช่น ฐานข้อมูล IEEE และฐานข้อมูล IEICE นอกจากนี้ยังได้ทำการสืบค้นงานวิจัยจากแหล่งอื่น ๆ เช่น จากห้องสมุดของมหาวิทยาลัยต่าง ๆ ทั้งในและต่างประเทศ ผลการสืบค้นที่ได้จะใช้เป็นแนวทางในการดำเนินการวิจัยต่อไป

เนื้อหาในบทนี้กล่าวถึง ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับลักษณะของสายอากาศแบบต่าง ๆ รวมถึงสายอากาศไดโพลเส้นตรง สายอากาศที่มีตัวสะท้อน ได้แก่ สายอากาศแบบยากิ-อูตะ ที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการรับสัญญาณโทรทัศน์ ซึ่งจากโครงสร้างของสายอากาศแบบยากิ-อูตะ จะมีข้อดีในเรื่องของอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูงแต่จะมีข้อเสีย คือ ความกว้างแถบจะแคบ และความกว้างของลำคลื่นจะแคบ ข้อดีและข้อเสียที่เกิดขึ้นเพื่อที่จะนำมาปรับปรุงให้สอดคล้องกับความต้องการดังกล่าว นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระเบียบวิธีที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ เพื่อให้ทราบถึงแนวทางในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ระเบียบวิธีที่เคยถูกนำมาใช้ ข้อดีและข้อเสียของแต่ละวิธี เพื่อนำไปสู่การเลือกวิธีที่จะใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ ต่อไป

2.2 ปรีทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการพัฒนาการสื่อสารแบบไร้สายและระบบการรับสัญญาณโทรทัศน์ ย่านความถี่ UHF สำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ในปัจจุบันสายอากาศที่นิยมใช้สำหรับการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันได้ถูกออกแบบให้สามารถรองรับการใช้งานในย่านความถี่ UHF ตามต้องการ โดยเฉพาะสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดินที่มีความกว้างแถบความถี่ เท่ากับ 470 MHz – 862 MHz ซึ่งในปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก คือ สายอากาศยากิ-อูตะ ซึ่งมีข้อดี คือ มีอัตราขยายที่สูง โดยสามารถเพิ่มอัตราขยายและสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศได้ด้วยการเพิ่มจำนวนอีลิเมนต์ของไดเรกเตอร์ ซึ่งจากการวิเคราะห์สายอากาศดังกล่าว ได้มีการนำเสนอใช้จำนวนอีลิเมนต์มากที่สุด 11 อีลิเมนต์ และอัตราขยายสูงสุด เท่ากับ 12 dB มีความกว้างแถบความถี่ เท่ากับ 18.6% (Ya-li, Yan Guang *et al.*, 2010) ต่อมาได้มีการออกแบบเพื่อลดจำนวนอีลิเมนต์ ให้เหลือเป็น 6 อีลิเมนต์ มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด เท่ากับ 13.79 dB และจะมีขนาดความยาวทั้งหมด เท่ากับ 1.67 เท่าของความยาวคลื่น (Mohammad Asif Zaman, and Md. Abdul Matin, 2012) ดังนั้นจากการศึกษาคุณสมบัติของสายอากาศแบบยากิ-อูตะ ที่ผ่านมามีข้อจำกัดความกว้างแถบความถี่ที่แคบ ซึ่งไม่สามารถตอบสนองความกว้างแถบความถี่ของการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดินได้

2.3 สายอากาศสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล

ดังนั้น สายอากาศที่ใช้งานในการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดินนั้น เริ่มมีการศึกษาเพื่อใช้ในการติดต่อสื่อสารในรูปแบบต่าง ๆ โดยได้มีการออกแบบในการส่งสัญญาณภาพในรูปแบบที่เป็นดิจิทัล (Patric Antoione *et al.*, 2005) ต่อมาได้มีการศึกษารูปแบบของการทำงานย่านแถบความถี่สูงยิ่งอย่างกว้างขวางและมีการพัฒนาโทรทัศน์ระบบดิจิทัลซึ่งได้มีการกำหนดเป็นมาตรฐาน (Yiyan Wu *et al.*, 2006) เป็นการพัฒนาโทรทัศน์รูปแบบระบบดิจิทัลอย่างกว้างขวาง โดยได้มีการวิเคราะห์การรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล (Alain Martinez *et al.*, 2009) ดังนั้น เมื่อมีการพัฒนาระบบการรับส่งสัญญาณโทรทัศน์จากเดิมในระบบแอนะล็อกเปลี่ยนมาเป็นระบบดิจิทัล จึงจำเป็นต้องมีการออกแบบและพัฒนาระบบสายอากาศเพื่อรองรับการเปลี่ยนแปลงต่อไป โดยสายอากาศที่ได้ออกแบบเพื่อใช้งานในการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดินนั้น จะต้องมีความกว้างแถบความถี่ที่เพียงพอ จึงได้ทำการศึกษางานวิจัยต่าง ๆ ที่มีผู้นำเสนอไว้ ได้แก่ สายอากาศที่มีรูปแบบแพทช์ลักษณะก้นหอย (spiral patch antenna) (F. Kuroki *et al.*, 2006) เป็นการออกแบบสายอากาศเพื่อใช้งานภายในอาคาร มีรูปแบบที่ซับซ้อน และมีอัตราขยายต่ำ ต่อมาได้มีการออกแบบและสร้างสายอากาศเพื่อใช้สำหรับการส่งสัญญาณโทรทัศน์โดยตรง (direct coupling) (Jari Holopainen *et al.*, 2006) มีอัตราขยายต่ำ และความกว้างแถบความถี่แคบ ได้มีการนำเสนอสายอากาศที่มีลักษณะเป็นโมโนโพลแบบพับ (folded monopole) (Seunggil *et al.*, 2007) ซึ่งใช้สำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลร่วมกับแถบทอปมีแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (omnidirectional pattern) หรือ แบบคล้ายโมโนโพล (monopole-like) มีข้อเสีย คือมีอัตราขยายต่ำ ได้มีการนำเสนอสายอากาศที่มีการออกแบบและสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ (printed circuit board: PCB) โดยใช้เทคนิคการป้อนสัญญาณแบบช่องว่างเป็นขั้น (step-shaped feed gap) (Yun-Wen Chi *et al.*, 2007) ใช้เทคนิคการป้อนที่จุดกึ่งกลางเหมือนหลักการของสายอากาศไดโพล โดยแบ่งส่วนของแขนออกเป็นสองข้างที่ไม่สมมาตรกัน สามารถเกิดความถี่โซแนนซ์สองช่วงแถบความถี่ เป็นสายอากาศแถบความถี่กว้างแต่มีข้อเสียคืออัตราขยายต่ำ มีการออกแบบเพื่อให้สายอากาศมีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าสูงขึ้น (J. Geng *et al.*, 2007) ต่อมาได้ออกแบบสายอากาศให้อัตราขยายในทิศทางด้านหน้าได้สูงขึ้น แต่มีข้อเสีย คือ มีขนาดที่ใหญ่เกินไป เป็นสายอากาศแถบความถี่กว้างสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล (Kota Furuya *et al.*, 2008)

2.4 การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศ

จากแนวคิดและการออกแบบในงานวิจัยนี้ใช้หลักการพื้นฐานของสายอากาศยาคิ-อูตะ จึงได้มีการศึกษาค้นคว้าในส่วนจากรูปแบบองค์ประกอบตัวสะท้อนที่เหมาะสม ได้แก่ รูปแบบของตัว

สะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ (perfect electric conductor: PEC) จะเป็นรูปแบบของตัวสะท้อนแบบที่สามารถกำหนดทิศทางด้านหน้าได้ แต่จากคุณสมบัติของตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์เมื่อมีคลื่นตกกระทบที่พื้นผิวจะเกิดการเลี้ยวเบนของคลื่นจะเกิดคลื่นผิวทำให้อัตราขยายไม่สูงมาก ดังนั้นจึงได้มีการศึกษารูปแบบของตัวสะท้อนที่สามารถกำจัดคลื่นผิว พูหลัง และพูข้างมีขนาดลดลง จึงได้ทำการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic band gap: EBG) มาใช้เป็นตัวสะท้อน โดยมีผู้ที่เคยเสนอไว้ดังนี้ คุณสมบัติของเฟสของสายอากาศที่มีต่อตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Fan Yang, and Yahya Rahmat-Samii, 2003) ได้ศึกษาเกี่ยวกับเฟสที่สะท้อนมาจากตัวสะท้อน ต่อมาได้ทำการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยใช้ร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (S. Wang *et al.*, 2005) การใช้สายอากาศแถวลำดับเอฟกลับด้าน โดยร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อเพิ่มอัตราขยาย (H. Nakano *et al.*, 2006) ได้มีการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศโดยใช้เทคนิคช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Y. Vardaxoglou, and F. Capolino, 2006) การเพิ่มอัตราขยายและการเพิ่มแถบความถี่ (Yading Li, and Karu P. Esselle, 2007) การเพิ่มอัตราขยายโดยเรโซเนเตอร์ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Yuehe Ge *et al.*, 2007) มีการศึกษาคุณสมบัติของเฟสที่สะท้อนจากพื้นผิวช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (S. Mahdi Moghadasi *et al.*, 2007) การใช้สายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะงทศทาง (Leila Yousefi *et al.*, 2007) การใช้สายอากาศขนาดหนึ่งส่วนสี่บนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (frequency selective surface: FSS) (Zenguo Liu, 2008) การตรวจสอบเรโซเนเตอร์ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาดเล็กเพื่อหาค่าสภาพเจาะงทศทางสูงสุด (Yading Li, 2009) การวิเคราะห์ขนาดที่เล็กที่สุดของพื้นผิวอิมพีแดนซ์ (Nevin Altunyurt *et al.*, 2009) การสร้างสายอากาศไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับระนาบกรวดช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Seung-Han Kim *et al.*, 2010) แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศยาคิบนระนาบกรวดช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Huan-Huan Xie *et al.*, 2010) การวิเคราะห์รูปแบบของการโพลาไรซ์แนวนอนสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (H. Nakano *et al.*, 2010) การออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศบนโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (M. Rezaei Abkenar, and P. Rezaei, 2011) การลดโหลบหลังของสายอากาศโดยใช้ร่วมกับโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (H. Sarbandi Farahani *et al.*, 2011) การใช้สายอากาศไดโพลแผ่นโค้งบนระนาบตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (N. Fhafhiem *et al.*, 2011) วิธีการหาจุดพอดีของเฟสที่สะท้อนบนตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Ian T. McMichael *et al.*, 2012) การใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเพิ่มอัตราขยาย (Moustapha. Salah Toubet *et al.*, 2012)

2.5 การเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางโดยใช้พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

สำหรับองค์ประกอบไดเรกเตอร์นั้น ได้ทำการศึกษารูปแบบของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) และสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (transmission coefficient) กำลังงานในทิศทางด้านหน้าสูงสุด (ศราวุธและประยูทธ, 2011) โดยทำให้เกิดการเรโซแนนซ์ช่วงความถี่ปฏิบัติการและเพื่อให้เฟสเสริมกันกับทิศทางการแผ่กระจายกำลังของคลื่น ซึ่งมีผู้วิจัยได้นำเสนอไว้ได้แก่ การเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศโดยใช้หลักการเรโซเนเตอร์ร่วมกับพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ซึ่งจะทำให้สายอากาศแพทช์มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเพิ่มขึ้น 6 dBi (A. Pirhadi *et al.*, 2006) ต่อมาได้นำเสนอสายอากาศอัตรายายสูงร่วมกับเรโซเนเตอร์พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ซึ่งได้มีการพิจารณาระยะห่างของการจัดวาง (L. Moustafa, and B. Jecko, 2008) การเพิ่มอัตรายายของสายอากาศที่สร้างบนแผ่นวงจรมิติพีโดยใช้พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Zhi-Hang Wu, and Wen-Xun Zhang, 2010) รูปแบบการเพิ่มอัตรายายและเพิ่มความกว้างแถบความถี่โดยใช้องค์ประกอบวงแหวนสี่เหลี่ยมของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Hsing-Yi Chen, and Yu Tao, 2010) มีการใช้สายอากาศแถวลำดับเชิงประกอบของแผ่นวงจรมิติพีร่วมกับพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Zhi-Hang Wu, and Wen-Xun Zhang, 2010) มีรูปแบบการเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบแพทช์ที่มีแถบความถี่คู่ร่วมกับการคั่นด้วยพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Yongxing Che *et al.*, 2010) มีการออกแบบสายอากาศเพื่อเพิ่มอัตรายายโดยใช้สายอากาศไมโครสตริปร่วมกับโครงสร้างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (P. Kamphikul *et al.*, 2012) การเพิ่มอัตรายายสายอากาศไดโพลวางบนแผ่นระนาบตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบสองชั้น (N. Fhathiem *et al.*, 2012) การเพิ่มความกว้างแถบและอัตรายายของสายอากาศแพทช์ใช้งานแถบความถี่คู่โดยใช้ร่วมกับพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (K. Pengthaisong *et al.*, 2013) และการเพิ่มอัตรายายของสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้ร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากองพื้นรูปโค้ง (curved woodpile EBG) (Rangsan Wongsan *et al.*, 2014) การออกแบบโครงสร้างเพื่อเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศไมโครสตริป (Girish Kumar, and Kuldip C. Gupta, 1985) เทคนิคการป้อนของสายอากาศไมโครสตริปผ่านไมโครสตริปไลน์ (D.M. Pozar, 1985) สายอากาศไมโครสตริปแถบความถี่กว้างในรูปแบบแพทช์สี่เหลี่ยมร่วมกับการเจาะรูรูปตัวยู (T. Huynh, and K.-F. Lee, 1995) เทคนิคการเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศแพทช์รูปร่างตัววีสำหรับการสื่อสารไร้สาย (Fan Yang *et al.*, 2001)

2.6 การเพิ่มความกว้างแถบความถี่

สำหรับการออกแบบและพัฒนาสายอากาศที่ใช้สำหรับเป็นองค์ประกอบตัวป้อนที่มีลักษณะของสายอากาศแถบความถี่กว้างนั้น ได้ทำการศึกษาเทคนิคการบากร่อง (notching

technique) ดังมีผู้วิจัยเพื่อเพิ่มความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศไว้ดังนี้ สายอากาศโมโนโพล ความกว้างแถบสูงยิ่งขนาดเล็กบนแผ่นวงจรพิมพ์โดยใช้ร่องบากคู่ (L. Luo, Z. Cui *et al.*, 2008) สายอากาศสำหรับการสื่อสารท้องถิ่น ไร้สายช่วงแถบความถี่สูงยิ่งโดยใช้ร่องบากเดี่ยวหรือคู่ (Kenny Seungwoo Ryu, and Ahmed A. Kishk, 2009) สายอากาศสำหรับการสื่อสารเครือข่ายท้องถิ่น ไร้สายความถี่สูงยิ่งโดยใช้ร่องบากเดี่ยวหรือคู่ (Y.F. Weng *et al.*, 2009) สายอากาศโครงสร้างรูปตัวยูความถี่สูงยิ่งโดยใช้ร่องบากเดี่ยวและคู่ (Aitor Arriola, Ezzeldin A. Soliman *et al.*, 2009) สายอากาศความถี่สูงยิ่งป้อนแบบระนาบร่วมโดยใช้สามร่องบาก (D.-O. Kim, and C.-Y. Kim, 2010) สายอากาศความถี่สูงยิ่งที่มีขนาดเล็กใช้คุณลักษณะของร่องบาก (Y.F. Weng *et al.*, 2010) สายอากาศความถี่สูงยิ่งแบบระนาบโดยใช้คุณลักษณะของร่องบากเดี่ยว (Paitoon Rakluea, and Jintana Nakasuwan, 2010) การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศโมโนโพลแบบระนาบโดยใช้ร่องบากสำหรับความถี่สูงยิ่ง (Eva Antonino-Daviu *et al.*, 2010) การปรับปรุงสายอากาศความถี่สูงยิ่งโดยใช้เทคนิคร่องบาก (M. Naser-Moghadasi *et al.*, 2010) การปรับแต่งสายอากาศที่ป้อนแบบระนาบร่วมโดยใช้ร่องบาก (Parth C. Kalaria, and M.V. Kartikeyan, 2011) สายอากาศความถี่สูงยิ่งขนาดเล็กโดยใช้ร่องบากหลายเส้น (Y.F. Weng *et al.*, 2012) สายอากาศโมโนโพลรูปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัสใช้งานความถี่สูงยิ่งโดยใช้ร่องบากแบบคู่ (M. Mehranpour *et al.*, 2012) และสายอากาศ โมโนโพลขนาดเล็กโดยใช้ร่องบากแบบคู่ (Nasser Ojaroudi *et al.*, 2013)

ดังนั้นในงานวิจัยนี้ ได้มีการออกแบบและพัฒนาโดยการปรับปรุงรูปแบบของสายอากาศบนแผ่นวงจรพิมพ์ในรูปแบบต่าง ๆ เพื่อให้สามารถรองรับการใช้งานในช่วงแถบความถี่กว้างได้ และมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน มีขนาดกะทัดรัด เพื่อใช้สำหรับเป็นองค์ประกอบตัวป้อน พิจารณา รูปแบบองค์ประกอบตัวสะท้อนที่เหมาะสมที่สุดสำหรับบังคับทิศทางการแผ่กระจายกำลังงาน และเทคนิคสุดท้าย ใช้เทคนิคองค์ประกอบไดเรกเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยายกำลังในทิศทางด้านหน้าสูงสุด ทั้งยังมีความถี่ที่เพียงพอสำหรับการใช้รับสัญญาณ โทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น

ในการออกแบบและพัฒนาเพื่อแก้ปัญหาในการวิเคราะห์สายอากาศ นับว่าเป็นสิ่งสำคัญในการศึกษาสมรรถนะและผลกระทบต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นแก่สายอากาศ อาทิเช่น อัตราขยาย ความถี่แถบความถี่ ความถี่ของลำคลื่นกำลัง แบบรูปการแผ่กำลัง สภาพเจาะจงทิศทาง อิมพีแดนซ์ด้านเข้า และคุณสมบัติอื่น ๆ จึงมีงานวิจัยมากมายที่ได้นำเสนอการประยุกต์กรรมวิธี สมมติฐาน และทฤษฎีต่าง ๆ เพื่อให้การทำงานมีความแม่นยำหรือมีความรวดเร็วมากยิ่งขึ้น สามารถแสดงให้เห็นความเป็นมาของวิธีนี้โดยเรียงลำดับดังตารางที่ 2.1 ได้ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
D.M. Pozar	Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline	1985
Girish Kumar, และ Kuldip C. Gupta	Directly Coupled Multiple Resonator Wide-band Microstrip Antenna	1985
T. Huynh, และ K.- F. Lee	Single-layer Single-patch Wide-band Microstrip Antenna	1995
Fan Yang, Xue- Xia Zhang, Xiaoning Ye, และ Yahya Rahya Rahmat-Samii	Wide Band E-Shaped Patch Antennas for Wireless Communications	2001
Fan Yang, and Yahya Rahmat- Samii	Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications	2003
Patric Antoione, Philippe Bauser, Hugues Beaulaton, Martin Buchholz, Declan Carey, Thierry Cassagnes, T.K. Chan, Stephane Colomines, Fionn Hurley, David T. Jobling, Niall Kearney, Aidan C. Murphy, James Rock, DidierSalle, และ Cao-Thong	A Direct-Conversion Receiver for DVB-H	2005

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
S. Wang, A.P. Feresidis, G. Goussetis, และ J.C. Vardaxoglou	Low Profile Highly Directive Antennas using EBG Superstrates and Metamaterial Ground Planes	2005
Yiyan Wu, Shuji Hirakawa, Ulrich H. Reimers, และ Jerry Whitaker	Overview of Digital Television Development Worldwide	2006
F. Kuroki, H. Ohta, M. Yamagucki, และ E. Suematsu	Wall-Hanging Type of Self-Complementary Spiral Patch Antenna for Indoor Reception of Digital Terrestrial Broadcasting	2006
Jari Holopainen, Juha Villanen, Clemens, และ Pertti Vainikainen	Mobile Terminal Antennas Implemented by Using Direct Coupling	2006
H. Nakano, Y. Asano, G. Tsutsumi, และ J. Yamauchi	A Low-Profile Inverted F Element Array Backed by an EBG Reflector	2006
Y. Vardaxoglou, และ F. Capolino	Review of Highly-Directive Flat-Plate Antenna Technology with Metasurfaces and Metamaterials	2006
Seunggil, Kwangwoo Ryu, Youngki Lee และ Jaehoon Choi	Internal Broadband Folded Monopole Antenna for DTV Laptop Application	2007

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
Yun-Wen Chi, Kin-Lu Wong และ Saou-Wen Su	Wideband Printed Dipole for DTV Signal Reception	2007
J. Geng, R. Jin, W. Wang, W. He, M. Ding, Q. Wu, X. Rui, G. Yang, และ Z. Fang	A New Quasi-omnidirectional Vertical Polarisation Antenna with Low profile and High Gain for DTV on Vehicle	2007
Yading Li, และ Karu P. Esselle	A Height-Reduced, Slot-Array-Fed EBG Resonator Antenna with High Gain and Large Bandwidth	2007
Yuehe Ge, Karu P. Esselle, และ Trevor S. Bird	A High-Gain Low-Profile EBG Resonator Antenna	2007
S. Mahdi Moghadas, A.R. Attari, และ M.M. Mirsalehi	Waveguide Model for Reflection Phase Characterization of Periodic EBG Surfaces	2007
Leila Yousefi, Baharak Mohajer- Iravani, และ Omar M. Ramahi	Low Profile Wide Band Antennas using Electromagnetic Bandgap Structures with Magneto-Dielectric Materials	2007
Kota Furuya, Yusuke Taira, และ Hisao Iwasaki	Wide Band Wearable Antenna for DTV Reception	2008
Zenguo Liu	Quasi-Periodic Structure Application in Fabry-Perot Resonator Printed Antenna	2008

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
L. Moustafa, และ B. Jecko	Broadband high gain compact resonator antennas using combined FSS	2008
L. Luo, Z. Cui, J.- P. Xiong, X.-M. Zhang, และ Y.-C. Jiao	Compact Printed Ultra-Wideband Monopole Antenna with Dual Band-notch Characteristic	2008
Alain Martinez, Diana Zabala, Ivan Pena, Pablo Angueira, Manuel M. Velez, Amaia Arrinda, David de la Vega, และ Juan Luis Ordiales	Analysis of the DVB-T Signal Variation for Indoor Portable Reception	2009
Yading Li	Investigation of Minimum Cavity Height of Small EBG-Resonator Antennas For Maximum Directivity	2009
Nevin Altunyurt, Madhavan Swaminathan, Raj Pulugurtha, และ Vijay Nair	Analysis on the Miniaturization of Reactive Impedance Surfaces with Magneto-dielectrics	2009
Y.F. Weng, S.W. Cheung, และ T.I. Yuk	UWB Antenna with Single or Dual Band-Notched Characteristic for WLAN Band using Meandered Ground Stubs	2009
Aitor Arriola, Ezzeldin A. Soliman, Steven Brebil, และ Walter De Raedt	Single and Dual Band-Notched UWB Antennas with U-Shaped Structures	2009

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
Kenny Seungwoo Ryu, และ Ahmed A. Kishk	UWB Antenna With Single or Dual Band-Notches for Lower WLAN Band and Upper WLAN Band	2009
Seung-Han Kim, Tai Thanh Nguyen, Dong-Ju Kim, และ Jae-Hyung Jang	Printed Dipole Antenna with a 1-D EBG Ground Plane	2010
Ya-li. Yan Guang. Fu Shu-xi. Gong Xi. Chen Dong-chao. Li	Design of a wide-band Yagi-Uda Antenna Using Differential Evolution Algorithm	2010
Huan-Huan Xie, Yong-Chang Jiao, Shu-Man Ning, และ Yue Song	A Pattern-Reconfigurable Yagi Aantenna Based on EBG Ground Plane	2010
H. Nakano, R. Satake, และ J. Yamauchi	Realization of a Horizontally Polarized, Low-profile, Omnidirectional Antenna With an EBG Reflector	2010
Zhi-Hang Wu, และ Wen-Xun Zhang	A Circularly Polarized Printed Compound Air-fed Array Antenna	2010
Hsing-Yi Chen, และ Yu Tao	Antenna Gain and Bandwidth Enhancement Using Frequency Selective Surface with Double Rectangular Ring Elements	2010
Zhi-Hang Wu, และ Wen-Xun Zhang	Broadband Printed Compound Air-Fed Array Antennas	2010

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
Yongxing Che, Xinyu Hou, และ Peng Zhang	Design of Multiple FSS Screens with Dissimilar Periodicities for Directivity Enhancement of A Dual-band Patch Antenna	2010
D.-O. Kim, และ C.-Y. Kim	CPW-fed ultra-wideband antenna with triple-band notch function	2010
Y.F. Weng, S.W. Cheung, และ T.I. Yuk	Band-Notched Characteristic using Meandered Ground Stubs for Compact UWB Antennas	2010
Paitoon Raklua, และ Jintana Nakasuwan	Planar UWB Antenna with Single Band-Notched Characteristic	2010
Eva Antonino- Daviu, Marta Mabedo-Fabres, Miguel Ferrando- Bataller, และ Vicent Miquel Rodrigo Penarrocha	Modal Analysis and Design of Band-Notched UWB Planar Monopole Antennas	2010
M. Naser- Moghadasi, R.A. Sadeghzadeh, L. Asadpor, S. Soltani, และ B.S. Virdee	Improved band-notch technique for ultra-wideband antenna	2010
N. Fhafhiem, P. Krachodnok, และ R. Wongsan	The 2x2 Curved Strip Dipole Antenna Array on EBG Reflector Plane	2011

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
ศราวุธ และ ประยุทธ	อภิวัดสำหรับการประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ	2011
Parth C. Kalaria, และ M.V. Kartikeyan	Modified CPW Fed Band-Notched Ultra-Wideband Antenna	2011
M. Rezaei Abkenar, และ P. Rezaei	Design of a Novel EBG Structure and Its Application for Improving Performance of a Low Profile Antenna	2011
H. Sarbandi Farahani, F. Fereidoony, M. Veysi, E. Soufiani, และ A. Khaleghi	A Low-Profile, Wideband Circularly Polarized Curl Antenna Backed by a Polarization Dependent Reflector	2011
Mohammad Asif Zaman, และ Md. Abdul Matin	Constrained Optimization of a Yagi-Uda Antenna Using Differential Evolution Algorithm	2012
Ian T. McMichael, Mark Mirotznik, และ Amir I. Zaghloul	A Method for Determining Optimal EBG Reflection Phase for Low Profile Antennas	2012
Moustapha. Salah Toubet, Mohamad. Hajj, และ Bernard. Jecko	2D Matrix of Joint Ultra Low-Profile (ULP) EBG Antennas for High Gain Applications	2012
P. Kamphikul, P. Krachodnok, และ R. Wongsan	Gain Improvement of MSA Array for Base Station using Covered EBG	2012

ตารางที่ 2.1 ลำดับการอ้างอิงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
N. Fhafhiem, P. Krachodnok, และ R. Wongsan	The Circularly Polarized Resonator Antenna using Double Polarizing Metallic EBG	2012
Y.F. Weng, S.W. Cheung, และ T.I. Yuk	Design of multiple band-notch using meander lines for compact ultra-wide band antennas	2012
M. Mehranpour, J. Nourinia, Ch. Ghobadi, และ M. Ojaroudi	Dual Band-Notched Square Monopole Antenna for Ultrawideband Applications	2012
K. Pengthaisong, P. Krachodnok, และ R. Wongsan	Design of a Dual-band Antenna using a Patch and Frequency Selective Surface for WLAN and WiMAX	2013
Nasser Ojaroudi, Mohammad Ojaroudi, and Noradin Ghadimi	Dual band-notched small monopole antenna with novel W-shaped conductor backed-plane and novel T-shaped slot for UWB applications	2013
Rangsan Wongsan, Piyaporn Krachodnok, และ Paowphattra Kamphikul	A Sector Antenna for Mobile Base Station using MSA Array with Curved Woodpile EBG	2014

นอกจากนี้ยังมีหนังสือที่เกี่ยวข้องกับการสร้างสายอากาศไมโครสตริปในรูปแบบต่าง ๆ และหลักการของสายอากาศยาคิ-อูเด เขียนโดย (Constantine A. Balanis, 2005) หนังสือชื่อ “Antenna Theory Analysis and Design” โดยมีเนื้อหาเกี่ยวกับการวิเคราะห์สายอากาศ วิธีต่าง ๆ ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศ รวมทั้งการออกแบบระบบสายอากาศ เป็นต้น

2.7 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาในบทนี้ จะเห็นว่า จะเลือกใช้สายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์โดยหาเทคนิคการเพิ่มความกว้างแถบความถี่ปฏิบัติการเพื่อเป็นตัวป้อน เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน แต่ยังมีข้อเสีย คือ มีอัตราขยายต่ำ จึงได้มีการเพิ่มอัตราขยายด้วยการใช้งานร่วมกับตัวสะท้อนรูปแบบต่าง ๆ ได้แก่ ตัวสะท้อนแบบตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ และตัวสะท้อนแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยจะได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการใช้งานร่วมกับตัวสะท้อนทั้งสองแบบ ซึ่งจากการศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้สามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ด้วยการระงับคลื่นผิวที่เกิดขึ้นบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้นอีกด้วย และสุดท้ายร่วมกับการออกแบบหอนอกประกอบไดเรกเตอร์ที่เหมาะสม เพื่อให้ได้สายอากาศที่สามารถใช้สำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดิน ที่มีอัตราขยายสูงและความกว้างแถบความถี่ที่ครอบคลุมทุกช่องความถี่

บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องที่ใช้เป็นแนวทางและพื้นฐานในการวิเคราะห์และออกแบบพัฒนาสายอากาศที่ใช้สำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ในระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน ที่มีการให้บริการเป็นการทั่วไป (free-to-air) โดยเนื้อหาประกอบด้วย หลักการของสายอากาศไดโพลทรงกระบอกที่มีความสัมพันธ์กับไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่นำมาใช้สำหรับการออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้าง รวมไปถึงการพิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแถบความถี่กว้าง ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทฤษฎีของสายอากาศบนตัวสะท้อน และลักษณะการแผ่กำลังของสายอากาศบนตัวสะท้อน เฟสสะท้อนของคลื่น คลื่นระดับพื้นผิว และทฤษฎีพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ในสุดท้ายของบทนี้จะเป็นส่วนของบทสรุป

3.2 สายอากาศทรงกระบอกและไดโพลสี่เหลี่ยมผืนผ้า

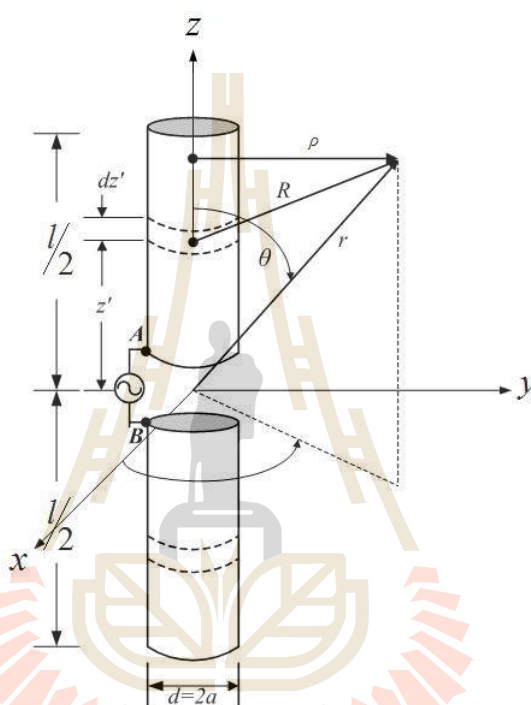
3.2.1 อิมพีแดนซ์ตัวเองของไดโพล (Self-Impedance)

สายอากาศไดโพลถือว่าเป็นสายอากาศแบบพื้นฐานที่สุด โดยทั่วไปหมายถึงสายอากาศไดโพลแบบครึ่งความยาวคลื่น (half-wave dipole antenna) โดยจะมีโครงสร้างไดโพลเป็นทรงกระบอก ประกอบด้วยเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาว L วางเป็นแนวเส้นตรง โดยมีจุดป้อนของสัญญาณตรงกึ่งกลางของไดโพล ดังแสดงในรูปที่ 3.1

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะการแผ่กำลังของไดโพลที่มีขนาดความยาวต่าง ๆ เพื่อลดความซับซ้อนทางคณิตศาสตร์ จะสมมติให้เส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวดมีขนาดบางมาก ๆ เข้าใกล้ศูนย์ (ideally zero) การประมาณค่านี้จะดี ถ้าเส้นลวดมีขนาดเล็กมาก ๆ เมื่อเทียบกับความยาวคลื่น การกระจายกระแสสำหรับไดโพลที่บางมาก ๆ (ในทางอุดมคติขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเป็นศูนย์) สามารถเขียนสมการการประมาณค่าการกระจายกระแสได้ดังสมการ (3.1)

$$I_e(x'=0, y'=0, z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_o \sin \left[k \left(\frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \hat{a}_z I_o \sin \left[k \left(\frac{l}{2} + z' \right) \right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

เมื่อ I_o คือ ค่าคงที่ และ k คือ ค่าคงที่เฟสในอากาศ



รูปที่ 3.1 สายอากาศไดโพลทรงกระบอก

สายอากาศไดโพลที่นิยมนำมาใช้อย่างกว้างขวาง คือ ไดโพลครึ่งความยาวคลื่น (half-wave length dipole) $l = \lambda/2$ เนื่องจากมีความต้านทานแผ่พลังงานมีค่า 73 โอห์ม ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายนำสัญญาณ ขนาด 50 โอห์ม หรือ 75 โอห์ม เมื่อนำมาต่อร่วมกันทำให้เกิดการแมตช์โดยเฉพาะที่ความถี่เรโซแนนซ์

องค์ประกอบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ได้จากสมการ (3.2) และ (3.3)

$$E_\theta \approx j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3.2)$$

$$H_\phi \approx \frac{E_\theta}{\eta} \approx j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right] \quad (3.3)$$

สมการสำหรับการหาค่าความหนาแน่นของกำลังงานเฉลี่ยและค่าความเข้มของการแผ่กระจายกำลังงานสามารถเขียนได้ตามลำดับ ดังนี้

$$W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \approx \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \sin^3 \theta \quad (3.4)$$

และ

$$U = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \approx \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi^2} \sin^3 \theta \quad (3.5)$$

กำลังงานรวมที่แผ่กระจายออกไปของไดโพลครึ่งความยาวคลื่น คือ

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} d\theta \quad (3.6)$$

เมื่อทำการอินทิเกรตสมการ (3.6) จะได้

$$P_{rad} = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{1 - \cos y}{y} \right) dy = \eta \frac{|I_0|^2}{8\pi} C_{in}(2\pi) \quad (3.7)$$

$$\text{โดยที่ } C_{in}(2\pi) = 0.5772 + \ln(2\pi) - C_i(2\pi) \approx 2.435 \quad (3.8)$$

สำหรับความต้านทานการแผ่พลังงาน ในตัวกลางอากาศ ($\eta \approx 120\pi$) ที่จุดต่ออินพุต เนื่องจากกระแสสูงสุดสำหรับไดโพลที่มีความยาว $l = \lambda/2$ จะเกิดที่จุดต่ออินพุต และความต้านทานการแผ่พลังงาน คือ

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{|I_o|^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{in}(2\pi) = 30(2.435) \approx 73 \Omega \quad (3.9)$$

ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้ารวมในกรณีที่ได้โพลมีความยาว $l = \lambda/2$ จะเท่ากับ $Z_{in} = 73 + j42.5 \Omega$ ในทอมสุดท้ายจะแสดงให้เห็นถึงค่ารีแอกแตนซ์ในรูปของค่าจินตภาพ ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของไดโพลและเป็นฟังก์ชันของความยาวของตัวสายอากาศ (กรณีที่ $l = \lambda/2$ ค่ารีแอกแตนซ์จะเท่ากับ $j42.5$) ซึ่งสามารถลดความยาวของไดโพลจนกระทั่งค่ารีแอกแตนซ์หมดไป อย่างไรก็ตามค่านี้ยังขึ้นอยู่กับรัศมีของเส้นลวดด้วยความยาวของไดโพลที่ทำให้เกิดการเรโซแนนซ์นั้น ตำแหน่งแรกจะอยู่ที่ประมาณ $l = 0.47\lambda$ ถึง 0.48λ แต่ถ้าเป็นเส้นลวดที่พอมมาก ความยาวดังกล่าวจะมีค่าเข้าใกล้ 0.48λ

ไดโพลทรงกระบอก มีคุณลักษณะการแผ่กำลังขึ้นกับความถี่ ดังรูปที่ 3.1 ไดโพลที่มีความหนาจะถูกนำมาพิจารณาเพื่อให้เกิดคุณลักษณะบรอดแบนด์ ขณะที่ไดโพลบางจะมีความกว้างแถบที่แคบกว่า โครงสร้างของไดโพลหนาจะพิจารณาให้เป็นกรณีพิเศษของสายอากาศกรวยคู่ เมื่อ $\alpha = 0^\circ$ จากการวิเคราะห์อย่างละเอียดของกระแส อิมพีแดนซ์ แบบรูปและคุณลักษณะอื่นของการแผ่กำลังโดยใช้วิธีของโมเมนต์

การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์สายอากาศไดโพลเพียงเล็กน้อยในช่วงความถี่ที่พิจารณาจะส่งผลต่อผลลัพธ์ที่เปลี่ยนแปลงอย่างมาก วิธีหนึ่งที่จะทำให้ความกว้างแถบเพิ่มขึ้นคือการลดอัตราส่วน l/d สำหรับสายอากาศไดโพลทำได้ขณะที่ยังคงความยาวเท่าเดิม โดยการเพิ่มขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวด ตัวอย่างเช่น สายอากาศที่มีอัตราส่วน $l/d \approx 5000$ มีความกว้างแถบที่ยอมรับได้ ประมาณ 3% ซึ่งมีสัดส่วนที่น้อยมาก ขณะที่สายอากาศที่มีความยาวเท่ากัน แต่มีอัตราส่วน $l/d \approx 260$ จะมีความกว้างแถบ ประมาณ 30% ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่า 10 เท่า

ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของไดโพลที่มีขนาดความยาว l และ เส้นผ่านศูนย์กลาง d สามารถแยกหาผลเฉพาะในส่วนที่เป็นค่าของความต้านทานซึ่งเป็นจำนวนจริงและส่วนที่เป็นค่ารีแอกแตนซ์ซึ่งเป็นจินตภาพ โดยทั้งสองส่วนนี้แสดงได้ดังสมการ (3.10) – (3.15)

$$R_{in} = R_r = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \right. \\ \left. + \frac{1}{2} \cos(kl) [C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \right\} \quad (3.10)$$

$$X_{in} = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ 2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(kl) - S_i(2kl)] \right. \\ \left. - \sin(kl) \left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \right\} \quad (3.11)$$

จากสมการ (3.10) และ (3.11) นั้น จะเป็นความต้านทานและรีแอกแตนซ์ที่ด้านเข้าหรือที่จุดป้อนสัญญาณ ซึ่งเป็นตำแหน่งที่มีการแอมพลิจูดกระแสสูงสุด โดยปกติจะอยู่ที่จุดกึ่งกลางของไดโพล อย่างไรก็ตามที่จุดกึ่งกลางของไดโพลจะมีการแอมพลิจูดกระแสสูงสุดได้นั้น ความยาว l ของไดโพลจะต้องเท่ากับ

$$l = (2k + 1) \frac{\lambda}{2}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.12)$$

และถ้าความยาวของสายอากาศแตกต่างจากที่กำหนดไว้ในสมการ (3.12) อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศก็จะมีค่าแตกต่างจากที่หาได้จากสมการ (3.10) และ (3.11) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างค่าของความต้านทานที่ตำแหน่งที่มีกระแสสูงสุดและความต้านทานที่จุดป้อนสัญญาณซึ่งอยู่ที่กึ่งกลางของไดโพล จะมีค่าไม่เท่ากันหากความยาวของไดโพลมีขนาดที่ต่างกั้น ซึ่งกรณีค่าของรีแอกแตนซ์ก็จะพิจารณาเช่นเดียวกัน นั่นคือ

$$R_{in} = \left(\frac{I_o}{I_{in}} \right)^2 R_r = \frac{R_r}{\sin^2(kl/2)} \quad (3.13)$$

และ

$$X_{in} = \left(\frac{I_o}{I_{in}} \right)^2 X_m = \frac{X_m}{\sin^2(kl/2)} \quad (3.14)$$

ในกรณีที่เป็นไดโพลเล็ก ค่าของรีแอกแตนซ์ที่ด้านเข้าจะประมาณค่าได้โดยใช้สมการ (3.15)

$$X_{in} = X_m = -120 \frac{[\ln(l/2a) - 1]}{\tan(kl/2)} \quad (3.15)$$

เมื่อรัศมีของเส้นลวดมีขนาดเพิ่มขึ้น สมการอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ก็จะแม่นยำมากขึ้น โดยทั่วไปอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงตามความยาวน้อยกว่า เมื่อฟังก์ชันของ l/d ลดลง ดังนั้น เมื่อต้องการให้สายอากาศมีความกว้างแถบเพิ่มมากขึ้น ทำโดยการเพิ่มขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นลวด ส่วนจำนวนจินตภาพอิมพีแดนซ์ของไดโพลเชิงเส้น สามารถกำจัดได้โดยการกำหนดให้ความยาวรวม l ของเส้นลวดน้อยกว่าจำนวนเต็มเท่าของครึ่งความยาวคลื่นเล็กน้อย (เช่น ความยาว l น้อยกว่าเล็กน้อย $n\lambda/2, n=1,3,\dots$) หรือมากกว่าจำนวนเต็มเท่าของความยาวคลื่นเล็กน้อย (เช่น ความยาว l มากกว่าเล็กน้อย $n\lambda, n=1,2,3,\dots$)

ในการหาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ ยังสามารถใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข โดยใช้เทคนิคการวิเคราะห์แบบเต็มคลื่น (full-wave analysis techniques) ได้แก่ ระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา (finite-difference time-domain) ระเบียบวิธีโมเมนต์ (method of moment: MoM) เทคนิคการอินทิเกรชันแบบจำกัด (finite integration technique: FIT) ซึ่งวิธีการที่ได้กล่าวมานี้ ให้ผลลัพธ์ที่มีความถูกต้อง นอกจากนั้นยังมีเทคนิคระเบียบวิธีเชิงวิเคราะห์ได้แก่ วิธีการเหนี่ยวนำคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (The induced EMF method) วิธีการสมการอินทิกรัลของเฮเลน (The hallen's integral equation: HIE) ซึ่งแต่ละเทคนิควิธี ก็จะมีข้อดีและข้อด้อยที่แตกต่างกัน สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เทคนิค การอินทิเกรตแบบจำกัด หรือ FIT ร่วมกับการประมาณขอบเขตที่สมบูรณ์ (perfect boundary approximation: PBA) ในซอฟต์แวร์ CST Microwave studio ในการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับหรือพารามิเตอร์ S_{11} ของสายอากาศ และคุณลักษณะการแผ่กำลังของสายอากาศ

3.2.2 สภาพเจาะจงทิศทางและพื้นที่ประสิทธิผลสูงสุด

นอกจากนี้หากต้องการทราบค่าของสภาพเจาะจงทิศทางของไดโพลนี้ สามารถใช้กระบวนการคำนวณดังสมการ (3.16)

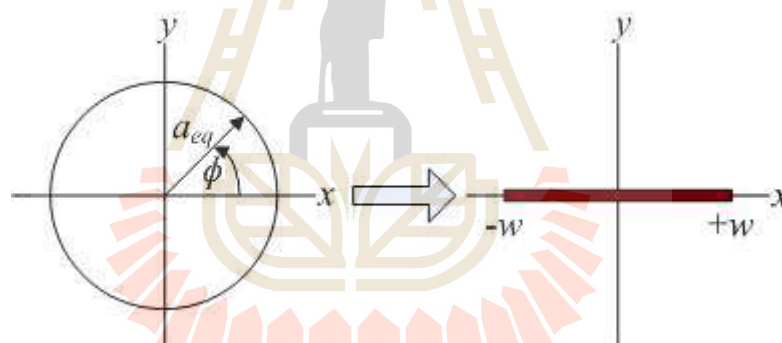
$$D_o = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{\text{rad}}} = 4\pi \frac{U_{|\theta=\pi/2}}{P_{\text{rad}}} = \frac{4}{C_{in}(2\pi)} = \frac{4}{2.435} \approx 1.643 \quad (3.16)$$

สุดท้าย สภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดที่สามารถนำมาคำนวณหาพื้นที่ประสิทธิผลสูงสุดได้ นั่นคือ

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_o = \frac{\lambda^2}{4\pi} (1.643) \approx 0.13\lambda^2 \quad (3.17)$$

สำหรับการวิเคราะห์ สายอากาศไดโพลโดยใช้แผ่นวงจรพิมพ์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นการเทียบเคียงจากการวิเคราะห์สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น โดยตัวแปรที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์คือ ขนาดความยาวและความกว้างของสายอากาศ ซึ่งจะได้วิเคราะห์ในขั้นตอนที่ต่อไป

เริ่มต้นจากการพิจารณาตัวแผ่กำลังไดโพลแบบระนาบ ซึ่งจะให้ผลตอบสนองความถี่กว้างได้ดีกว่าไดโพลแบบทรงกระบอกหรือไดโพลเส้นลวด ซึ่งสมการการกระจายกระแสและอิมพีแดนซ์ด้านเข้า สำหรับเส้นลวดจะสมมติให้มีพื้นที่หน้าตัดคงที่และขนาดรัศมี a_{eq} ดังนั้นรัศมีสมมูลหรือรัศมีเทียบเท่าสามารถประยุกต์ใช้กับภาพตัดขวางที่ไม่เป็นวงกลม ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งได้แสดงทั้งรัศมีจริงและรัศมีเทียบเท่า แนวคิดของรัศมีเทียบเท่านี้ สามารถใช้ในการประมาณคุณลักษณะของสายอากาศและคุณลักษณะการกระเจิงของเส้นลวดขนาดเล็กของภาพตัดขวางใด ๆ นั่นคือจะแทนภาพตัดขวางที่ไม่ใช่รูปวงกลม ด้วยภาพตัดขวางรูปวงกลม ซึ่งมีรัศมีเป็นรัศมีเทียบเท่าของภาพตัดขวางที่ไม่ใช่รูปวงกลม ดังนั้นจึงได้ทำการแปลงขนาดรัศมีจาก ไดโพลทรงกระบอกเป็นความกว้างของไดโพลแบบระนาบ โดยใช้สมการ (3.18) (Butler, C.M., 1982) ดังรูปที่ 3.2



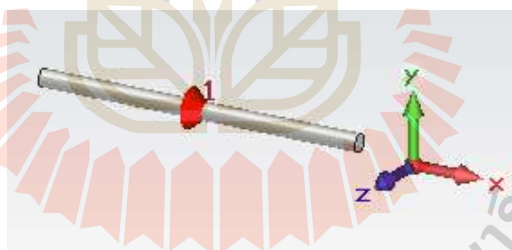
รูปที่ 3.2 โครงสร้างสายอากาศไดโพลทรงกระบอกและรัศมีเทียบเท่า

$$a_{eq} = \frac{2w}{4} = \frac{\text{Strip width}}{4} \quad (3.18)$$

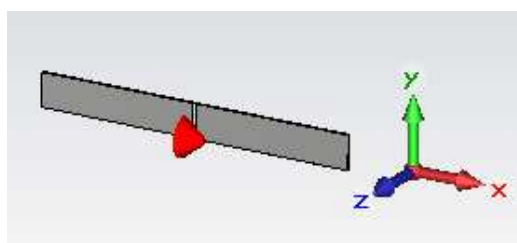
โดยที่ a_{eq} คือ รัศมีเทียบเท่า

เมื่อกำหนดให้ รัศมีเทียบเท่าทรงกระบอก $a_{eq} = 6.25 \text{ mm}$ จะได้ความกว้างไดโพลแบบระนาบคือ $w = 25 \text{ mm}$ และได้กำหนดให้ขนาดความยาวไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ($\lambda_c/2 = 230.5 \text{ mm}$) เมื่อ λ_c คือความยาวคลื่นที่ความถี่กลาง (650 MHz) สำหรับการใช้งานสายอากาศสำหรับโทรศัพท์ ซึ่งมีโพลาริเซชันแนวอน ดังนั้นตัวแผ่กำลังไดโพลที่นำมาใช้งาน จึง

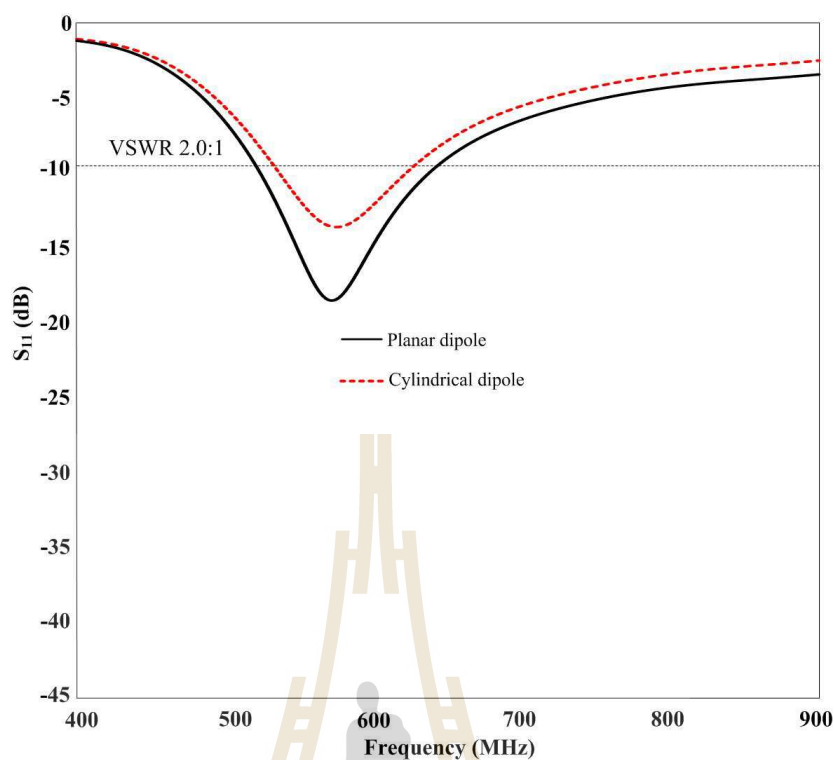
ต้องจัดวางไดโพลในลักษณะที่มีการแผ่กำลังของสนามไฟฟ้าในแนวอน สำหรับใช้ในการศึกษาพารามิเตอร์ S_{11} ซึ่งกำหนดให้ $S_{11} < -10$ dB ครอบคลุมย่านความถี่ปฏิบัติการมากที่สุด ดังนั้น เพื่อเป็นการยืนยันหลักการจากข้างต้น ได้ทำการสร้างแบบจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยมีขนาดที่ได้จากการคำนวณ จากรูปที่ 3.3 (ก) แสดงแบบจำลองสายอากาศไดโพลทรงกระบอก ที่มีความยาว (L) เท่ากับ 230.5 มิลลิเมตร (0.5λ) และรัศมีของเส้นลวด (a) เท่ากับ 6.25 มิลลิเมตร (0.0135λ) รูปที่ 3.3 (ข) แสดงแบบจำลองสายอากาศไดโพลระนาบ ที่มีความยาว (L) เท่ากับ 230.5 มิลลิเมตร (0.5λ) และความกว้าง (W) เท่ากับ 25 มิลลิเมตร (0.054λ) และรูปที่ 3.3 (ค) แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ระหว่างไดโพลทรงกระบอกที่มีแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 543.88 MHz – 611.27 MHz (11.667%) ในขณะที่ไดโพลระนาบมีแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 529.34 MHz – 626.53 MHz (16.816%) พบว่า ไดโพลระนาบให้ค่าความกว้างแถบมากกว่าไดโพลทรงกระบอกและมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ของทั้งสองชนิดที่มีค่าใกล้เคียงกัน คือ ความถี่ 575.88 MHz และ 572 MHz สำหรับไดโพลทรงกระบอกและไดโพลระนาบ ตามลำดับ ซึ่งมีแนวโน้มในการนำไดโพลระนาบไปออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้าง โดยจะทำการออกแบบและหาเทคนิคเพิ่มเติมเพื่อให้ได้สายอากาศที่มีโครงสร้างไดโพลระนาบตามวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์นี้ต่อไป



(ก) ไดโพลทรงกระบอก



(ข) ไดโพลระนาบ



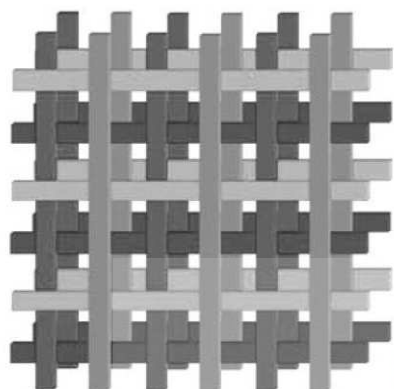
(ค) ผลการจำลองกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างไดโพลทรงกระบอกและไดโพลระนาบ

รูปที่ 3.3 โครงสร้างสายอากาศไดโพลทรงกระบอกและไดโพลระนาบ

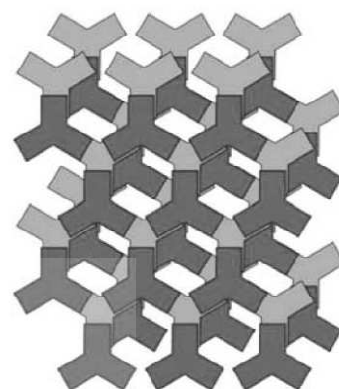
3.3 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic band gap: EBG) คือวัสดุที่สามารถขัดขวางหรือสนับสนุนการแผ่กระจายกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในแถบความถี่ที่เฉพาะเจาะจงสำหรับทุก ๆ มุมตกกระทบและทุก ๆ สถานะของการโพลาไรซ์ (polarization) โดยปกติแล้ว EBG จะประกอบด้วยวัสดุที่เป็นไดอิเล็กตริกและตัวนำที่เป็นโลหะ สามารถแบ่งประเภทของ EBG ตามลักษณะโครงสร้างของได้ 3 ประเภท ได้แก่ (1) EBG ที่มีโครงสร้างปริมาตรแบบ 3 มิติ (2) EBG ที่มีโครงสร้างเป็นระนาบบนผิวหน้าแบบ 2 มิติ และ (3) EBG ที่มีโครงสร้างแบบเส้นส่งผ่านพลังงานแบบ 1 มิติ ในรูปที่ 3.4 แสดงโครง EBG แบบ 3 มิติ ที่มีลักษณะเป็นแบบกองฟืน (woodpile) ประกอบด้วยแท่งสี่เหลี่ยมของไดอิเล็กตริก (E. Ozbay *et al.*, 1994) และมีเป็นแถวลำดับแบบม้านั่ง 3 ขา (tripod array) ซึ่งประกอบด้วยโลหะหลายชั้นซ้อนกันอยู่ (A.S. Barlevy, and Y. Rahmat-Samii, 2001) แสดงดังรูปที่ 3.4 (ก) และ (ข) ตามลำดับ สำหรับ EBG ระนาบบนผิวหน้าแบบ 2 มิติ

จะมีลักษณะเป็นผิวหน้าคล้ายดอกเห็ด (mushroom-like) (D. Sievenpiper *et al.*, 1999) และผิวหน้าแบบระนาบเดียว (uni-planar) (F.-R. Yang *et al.*, 1999) แสดงดังรูปที่ 3.5 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก) ลักษณะแบบกองฟืน
(ภาพจาก Ozbay *et al.*, 1994)



(ข) ลักษณะแถวลำดับแบบม้านั่ง 3 ขา
(ภาพจาก Barlevy and Rahmat-Samii, 2001)

รูปที่ 3.4 โครงสร้างของ EBG แบบ 3 มิติ

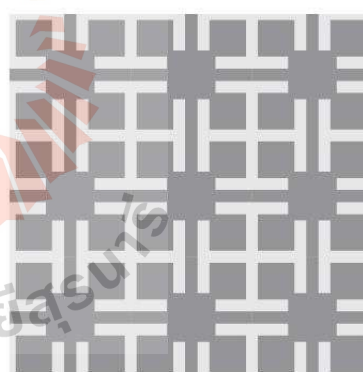


Top view



Cross view

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



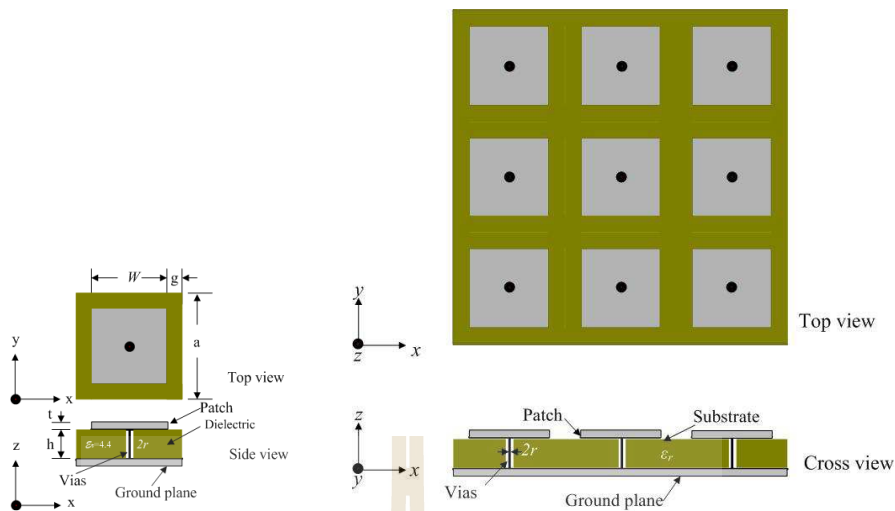
Top view



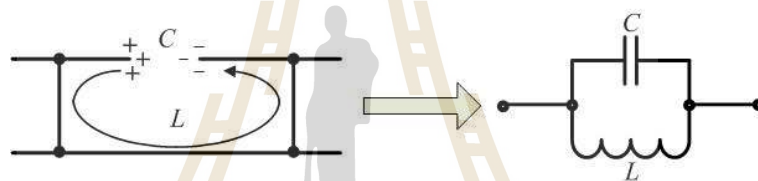
Cross view

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

รูปที่ 3.5 โครงสร้างของ EBG แบบ 2 มิติ



(ก) เซลล์หนึ่งหน่วยและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 3x3 อีลิเมนต์



(ข) วงจรสมมูล LC

รูปที่ 3.6 โครงสร้าง ค่าความจุและรูปแบบค่าเหนี่ยวนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

โครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอย่างง่าย คือ โครงสร้างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 2 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 (ก) (Yang, F., Rahmat-Samii, Y., 2009) โดยโครงสร้างสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ส่วน ประกอบด้วย ส่วนบน คือ แผ่นตัวนำ ส่วนที่สอง คือ วัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างระนาบกราวด์และแผ่นตัวนำ ส่วนที่สาม คือ ระนาบกราวด์ สำหรับแผ่นตัวนำจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยม และมีเส้นลวดขนาดเล็กผ่านช่อง (vias) ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมต่อแนวตั้งระหว่างแผ่นโลหะด้านบนกับระนาบกราวด์ ซึ่งมีรูปทรงเรขาคณิตคล้ายดอกเห็ด (mushroom-like EBG) จากนั้นถูกนำมาประกอบเป็นแถวลำดับ ซึ่งหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า คือ จากเส้นลวดหนึ่งไปยังอีกเส้นลวดหนึ่งซึ่งมีความยาวน้อยกว่าหนึ่งความยาวคลื่น สามารถเปรียบลักษณะการทำงานของหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.6 (ข)

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดคล้ายดอกเห็ด เป็นดังนี้

W	คือ	ความกว้างของแผ่นตัวนำ (patch width)
g	คือ	ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width)
h	คือ	ความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate thickness)
ϵ_r	คือ	ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก (dielectric constant)
r	คือ	รัศมีของเส้นลวด (vias)
$(W + g)$	คือ	หนึ่งหน่วยความกว้าง (width of unit cell)

สามารถอธิบายรูปแบบสื่อกลางของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ด้วยวงจรสมมูลของวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นเป็นผลจากช่องว่างแผ่นตัวนำด้านบน และค่าเหนี่ยวนำเกิดจากกระแสที่ไหลไปตามตัวนำที่อยู่ใกล้กันเป็นวงจร LC ต่อแบบขนาน ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ขนานหาได้จาก

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3.19)$$

และค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.20)$$

ค่าของตัวเก็บประจุสามารถพิสูจน์โดยใช้การส่งลงรูป (conformal mapping) เป็นเทคนิคการคำนวณการกระจายสนามไฟฟ้าสถิต 2 มิติ วิธีการเริ่มต้นด้วยคู่ของแผ่นโลหะกึ่งไม่จำกัดที่ถูกแยกโดยช่องว่าง และตัดปลายยอดด้วยแผ่นโลหะที่มีขนาดจำกัด ค่าความจุที่ขอบสำหรับช่องว่างแถบหาได้จาก

$$C = \frac{W\epsilon_0(1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W + g}{g}\right) \quad (3.21)$$

ค่าความเหนี่ยวนำหาได้จากวงกระแสตั้งรูปที่ 3.6 (ข) ประกอบด้วยเส้นลวดผ่านช่อง (vias) และแผ่นโลหะ สำหรับกระแสโซลินอยด์ เป็นสนามแม่เหล็กสามารถคำนวณด้วยกฎของแอมแปร์ ซึ่งวงจรสมมูลตัวเหนี่ยวนำคำนวณจากพลังงานสนามแม่เหล็กสะสมและกระตุ้นด้วยกระแส จากนั้นเราสามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำง่าย ๆ ได้จาก

$$L = \mu h \quad (3.22)$$

จากแนวคิดดังกล่าวในทางทฤษฎีพบว่าสามารถนำโครงสร้างของ EBG มาใช้เป็นตัวสนับสนุนให้สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมีอัตรายาวเพิ่มขึ้นจากเดิมโดยยังคงรักษาความกว้างแถบความถี่ให้ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 MHz – 862 MHz ได้เหมือนเดิม โดยใช้คุณสมบัติของ EBG ที่สามารถกำจัดคลื่นผิว (surface wave) ได้ มาทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่นให้พุ่งออกไปในทิศทางด้านหน้าซึ่งจะส่งผลให้พู่ด้านข้าง (side lobes) และพู่หลัง (back lobe) ของสายอากาศลดลงและไปเพิ่มอัตรายาวด้านหน้าให้กับสายอากาศให้สูงยิ่งขึ้นแทน ในการประยุกต์ใช้ EBG มาทำเป็นแผ่นสะท้อน (EBG reflector) จะทำให้สายอากาศมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน และมีประสิทธิภาพ จากตารางที่ 3.1 ได้แสดงการเปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลบนโครงสร้างของระนาบกราวด์ ที่เป็นตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ (perfect electric conductor: PEC) และ EBG พบว่า ในกรณีที่ 1 เมื่อกระแสไฟฟ้ามีทิศพุ่งขึ้นในแนวตั้งของระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ กระแสจินตภาพ (J) จะมีทิศพุ่งขึ้นในแนวตั้งเช่นเดียวกัน ส่งผลให้สายอากาศมีการแผ่กำลังที่มีประสิทธิภาพดีแต่สายอากาศจะมีขนาดใหญ่ ดังนั้นเพื่อให้สายอากาศมีโครงสร้างที่ง่ายและไม่ซับซ้อน จึงได้กำหนดตำแหน่งของสายอากาศให้อยู่ในแนวนอนเหมือนกับระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์แต่กลับพบว่าสายอากาศมีการแผ่กำลังที่มีประสิทธิภาพต่ำลงเนื่องจากกระแสไฟฟ้าและกระแสจินตภาพมีทิศทางตรงข้ามกัน ดังเช่นกรณีที่ 2 ที่เป็นเช่นนี้เพราะว่ากระแสที่ไหลผ่านระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์จะมีการกลับเฟส ดังนั้นจึงแก้ปัญหาด้วยการนำ EBG ระนาบกราวด์มาใช้ทดแทนระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ เนื่องจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน EBG จะไม่มีการกลับเฟสทำให้กระแสไฟฟ้าและกระแสจินตภาพมีทิศทางเดียวกัน ส่งผลให้สายอากาศมีการแผ่กำลังที่มีประสิทธิภาพดีและนอกจากนี้ยังมีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อน ดังกรณีที่ 3

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบกระแสไฟฟ้าที่ไหลบนโครงสร้างของตัวสะท้อนแบบ PEC และ EBG

ทิศทางกระแสไฟฟ้าของกระแส	ประสิทธิภาพ	โครงสร้างง่าย ไม่ซับซ้อน
	✓	✗
	✗	✓
	✓	✓

จากคุณสมบัติและประสิทธิภาพของ EBG จึงได้มีงานวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศเส้นลวด (wire antenna) ออกตีพิมพ์เผยแพร่มากมาย โดยออกแบบประยุกต์ให้สายอากาศเส้นลวดมีโครงสร้างบนระนาบกราวด์ที่เป็น EBG (Z. Li and Y. Rahmat-Samii, 2000; F. Yang and Y. Rahmat-Samii, 2001; F. Yang and Y. Rahmat-Samii, 2003; S. Clavijo *et al.*, 2003; and H. Nakano *et al.*, 2005) ตัวอย่างของสายอากาศเส้นลวด ได้แก่ สายอากาศไดโพล (dipole antenna) สายอากาศโมโนโพล (monopole antenna) และสายอากาศรูปก้นหอย (spiral antenna) นอกจากนี้ EBG ยังสามารถปรับสมรรถนะของสายอากาศให้มีความเหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งาน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศให้สูงขึ้นอีกด้วย ได้แก่ การออกแบบให้เป็นสายอากาศหลายแถบความถี่และสายอากาศแถบความถี่กว้าง อาทิเช่น สายอากาศเคิร์ล (curl antenna) เป็นสายอากาศอย่างง่ายที่มีแบบรูปโพลาริซแบบวงกลม (H. Nakano *et al.*, 1993, J.S. Colburn and Y. Rahmat-Samii, 1996) แต่อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของสายอากาศเคิร์ลไม่ดิ่งก่ ถ้าวางอยู่บนระนาบกราวด์ PEC เนื่องจากกระแสไฟฟ้าและกระแสจินตภาพมีทิศทางตรงข้ามกัน เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวจึงได้มีการใช้ระนาบกราวด์ EBG แทนระนาบกราวด์ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (F. Yang and Y. Rahmat-Samii, 2001) กระแสที่ไหลผ่าน EBG ซึ่งไม่มีการกลับเฟส จึงทำให้กระแสไฟฟ้าและกระแสจินตภาพมีทิศทางเดียวกันดังที่กล่าวไปแล้ว จึงส่งผลให้สายอากาศมีประสิทธิภาพการแผ่กำลังที่สูงขึ้น

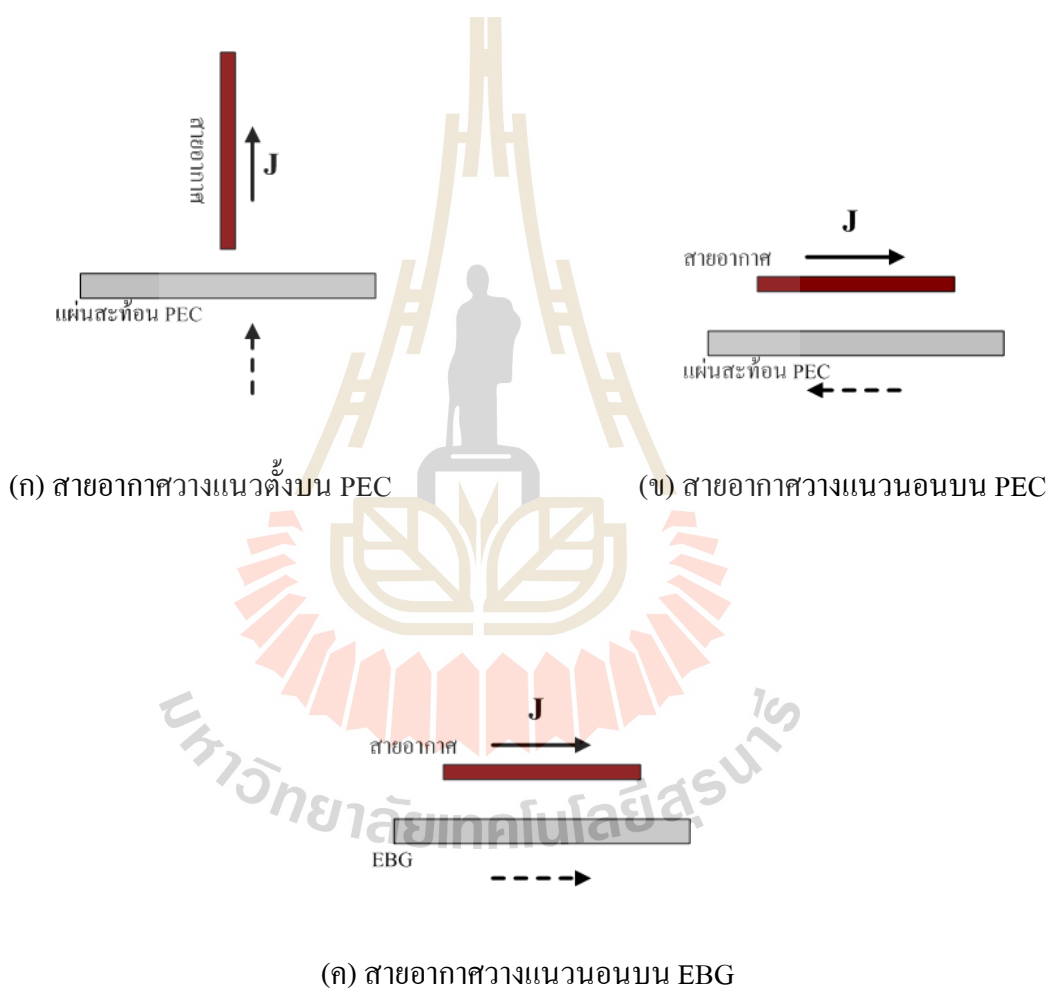
จากระบบป้อนและเทคนิคการประยุกต์ใช้ EBG สำหรับพัฒนาและปรับปรุงสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ได้มีการกล่าวถึงเฉพาะการนำเทคนิค EBG มาพัฒนาและประยุกต์เป็นส่วนเสริม โครงสร้างของสายอากาศหรือเทคนิคการป้อนแบบหลายช่องทางที่ยังคงต้องประยุกต์ร่วมกับเทคนิคอื่น ๆ ด้วยเท่านั้น ซึ่งยังมีวิธีการหรือเทคนิคที่จะใช้ EBG ในการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของสายอากาศให้ดียิ่งขึ้นนั่นก็คือ การใช้ EBG ร่วมกับเทคนิคอย่างอื่นที่เหมาะสม เช่น การเพิ่มปีกโลหะเข้าไปทั้งสี่ด้านของตัวสะท้อน เป็นต้น ซึ่งสามารถทำให้อัตราขยายด้านหน้าของสายอากาศเพิ่มสูงขึ้นได้ อีกทั้งยังสามารถลดพูล้างและพุงข้างให้เหลือน้อยลงได้ จึงเป็นที่มาสำหรับวิทยานิพนธ์นี้

3.4 สายอากาศบนตัวสะท้อน

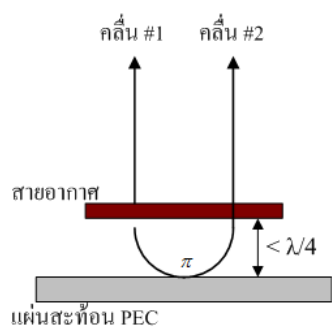
แนวคิดในการเพิ่มอัตราขยายให้กับสายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์แถบความถี่กว้างนั้นสามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อน และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับตัวสะท้อน คือ สายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์แถบความถี่กว้างร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ และสายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์แถบความถี่กว้างร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อวางสายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์แถบความถี่กว้างในลักษณะตั้งฉากกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 (ก) พบว่าทิศทางกระแสของสายอากาศ และกระแสของตัว

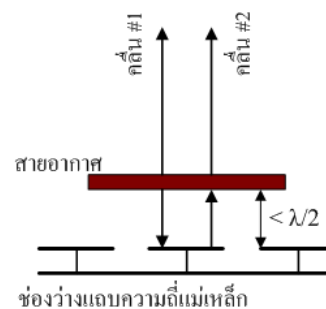
สะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ไปในทิศทางเดียวกัน ส่งผลให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดี แต่มีรูปแบบพื้นฐานสูง และในทางกลับกันถ้าวางสายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์แถบความถี่กว้างในแนวระนาบเดียวกันกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 (ข) แม้จะสามารถแก้ไขปัญหारेื่องโครงสร้างได้ แต่ประสิทธิภาพของสายอากาศก็จะต่ำลง เนื่องจากทิศทางของกระแสสวนทางกัน แนวทางที่จะสามารถแก้ไขปัญหาล่านี้ได้ คือ วางสายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์แถบความถี่กว้างในระนาบเดียวกับตัวสะท้อนที่เรียกว่า ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 3.7 (ค)



รูปที่ 3.7 สายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์บนตัวสะท้อน



(ก) สายอากาศบนตัวสะท้อน PEC



(ข) สายอากาศบนตัวสะท้อน EBG

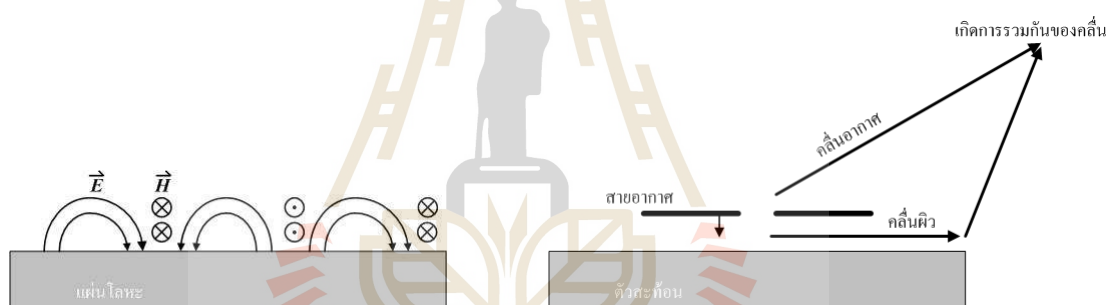
รูปที่ 3.8 พฤติกรรมของคลื่น

เมื่อพิจารณาการสะท้อนกลับของคลื่นสำหรับวางสายอากาศในระนาบเดียวกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ทางทฤษฎีคลื่น #1 จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ แต่คลื่น #2 จะมีทิศทางตรงกันข้าม และเมื่อคลื่น #2 ไปตกกระทบกับตัวสะท้อน PEC จากคุณสมบัตินี้ใช้ในการออกแบบเพื่อลดขนาดของสายอากาศและเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ โดยในรูปที่ 3.8 (ก) เมื่อวางสายอากาศตัวป้อนขนานตัวสะท้อน PEC จะทำให้ภาพเสมือนของแหล่งกำเนิดในตัวสะท้อน PEC มีทิศทางของกระแสตรงกันข้ามกับแหล่งกำเนิดจริงส่งผลให้ประสิทธิภาพการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศต่ำ ซึ่งจะทำให้การกลับเฟส 180 องศา ส่งผลให้ต้องวางสายอากาศห่างจากแผ่นตัวนำเป็นระยะ $\lambda/4$ และในทำนองเดียวกัน ขณะที่เมื่อวางสายอากาศตัวป้อนขนานกับตัวสะท้อน EBG ดังรูปที่ 3.8 (ข) ทิศทางกระแสของภาพเสมือนแหล่งกำเนิดมีทิศทางเดียวกันกับแหล่งกำเนิดจริง ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศสูงและ EBG ยังช่วยในการกำจัดคลื่นผิว จึงทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของสายอากาศมีค่าเพิ่มมากขึ้น เมื่อคลื่นไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งไม่กลับเฟส ส่งผลให้ต้องวางสายอากาศห่างจากแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นระยะ $\lambda/2$ หรือใกล้เคียงที่สุด จึงจะทำให้คลื่น #2 มีเฟสตรงกันกับคลื่น #1 พอดีดังนั้นจึงส่งผลดีต่อการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศตัวนั้น ๆ นอกจากนี้ยังสามารถออกแบบให้สามารถลดระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นสะท้อนได้โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้สายอากาศมีสัญญาณต่ำได้ เมื่อคลื่นไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นการกระตุ้นให้แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงาน โดยคลื่น #1 ที่แพร่กระจายมาด้านหลัง จากนั้นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการกักเก็บพลังงาน เมื่อพลังงานมีมากขึ้น พลังงานจะหาทางออก โดยออกมาทางช่องว่างของแผ่น

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แล้วไปเสริมกับคลื่น #2 จึงจะทำให้คลื่น #2 มีเฟสตรงกันกับ #1 พอดี

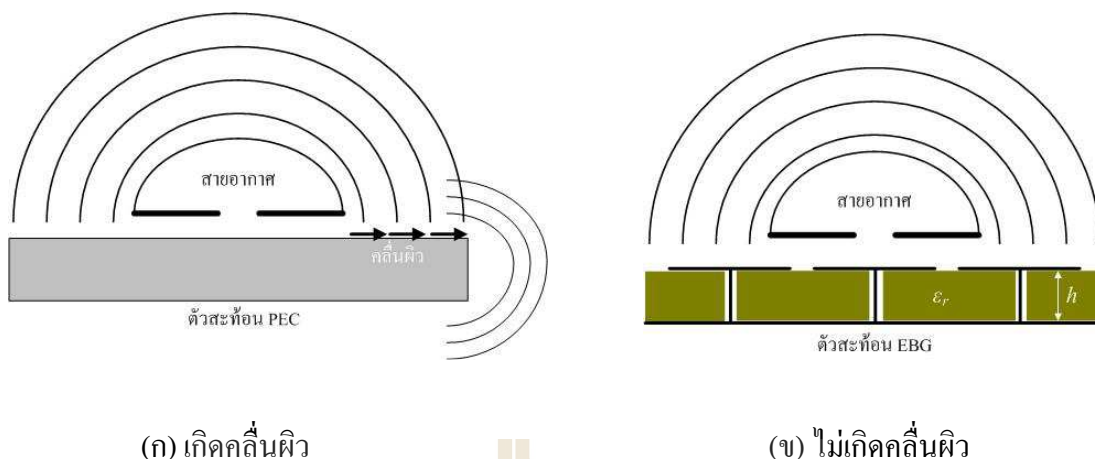
3.5 การแผ่กำลังของสายอากาศบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.9 (ก) แสดงสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนพื้นผิวแผ่นโลหะในโหมด TM ซึ่งสนามแม่เหล็กมีทิศทางวนรอบตัวนำ ส่วนสนามไฟฟ้าจะวิ่งจากขั้วบวกไปยังขั้วลบที่บริเวณผิวของแผ่นโลหะ ถ้าวางสายอากาศด้านบนแผ่นโลหะตัวนำ โดยสายอากาศที่สามารถยกตัวอย่างได้ดีที่สุด คือ สายอากาศไดโพล ซึ่งคลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศไดโพลบนตัวสะท้อน แบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ คลื่นที่แพร่กระจายสู่อากาศและคลื่นผิว โดยคลื่นทั้งสองชนิดนี้จะไปรวมกัน ณ จุด ๆ หนึ่งดังรูปที่ 3.9 (ข) ในที่นี้ถ้าคลื่นทั้ง 2 ชนิด มีเฟสตรงกันจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้



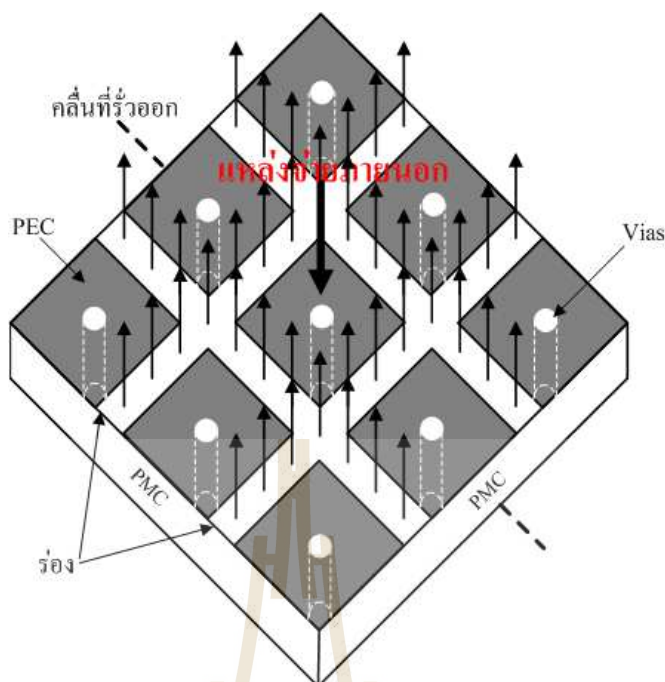
(ก) คลื่นผิวที่แพร่กระจายในโหมด TM (ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.9 คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนตัวสะท้อน



รูปที่ 3.10 การแพร่กระจายคลื่นผิวดำที่บริเวณขอบตัวสะท้อน

รูปที่ 3.10 (ก) และ (ข) แสดงการแพร่กระจายคลื่นผิวดำที่บริเวณขอบตัวสะท้อนของสายอากาศไดโพล เมื่อนำสายอากาศมาวางในระนาบแนวนอนกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์และตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ตามลำดับ โดยที่ไม่ได้มีขนาดของระนาบกราวด์เป็นอนันต์ ในกรณีแรกสายอากาศถูกวางใกล้กับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้ามาก ๆ จะส่งผลให้เกิดคลื่นผิวดำที่บริเวณขอบไปจนถึงบริเวณด้านหลังของตัวสะท้อน เป็นสาเหตุของการเกิดพูหลัง (back lobe) ในกรณีที่สอง เมื่อนำสายอากาศไดโพลบนตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะไม่เกิดคลื่นผิวดำเนื่องจากที่ความถี่ปฏิบัติการเดียวกันของสายอากาศ และตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายภายนอก ซึ่งมากระตุ้นการทำงานของตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้เกิดสนามในทิศทางพุ่งเข้า และพุ่งออกกลายเป็นคลื่นนิ่ง และมีพลังงานถูกเหนี่ยวนำออกจากร่องของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลดี คือ คลื่นนั้นไปเสริมกับคลื่นจากสายอากาศทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานเพิ่มมากขึ้น ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างการทำงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

3.6 เฟสสะท้อน (Reflection Phase)

อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวกำหนดโดยเงื่อนไขขอบเขตที่พื้นผิวสำหรับคลื่นนิ่งประกอบด้วยคลื่นตกกระทบ และคลื่นสะท้อน สำหรับพื้นผิวในระนาบ xz อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว ดูจากคลื่นที่กระทบพื้นผิวจากทิศทาง x และมีค่าตามสมการ

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} \quad (3.23)$$

สามารถกำหนดเฟสของการสะท้อนจากอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว พิจารณาคลื่นนิ่งประกอบด้วยคลื่นวิ่งไปข้างหน้ากระทบบนพื้นผิว และคลื่นวิ่งกลับจากการสะท้อนกลับ สนามของคลื่นนิ่งหาได้จาก

$$E_x = E_f e^{-jkx} + E_b e^{jkx} \quad (3.24)$$

$$H_y = H_f e^{-jkx} + H_b e^{jkx} \quad (3.25)$$

เงื่อนไขขอบเขตที่ $x = 0$ กำหนดโดยอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว

$$\frac{E_{total}(x=0)}{H_{total}(x=0)} = Z_s \quad (3.26)$$

สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กของคลื่นวิ่งแต่ละคลื่นสัมพันธ์โดยอิมพีแดนซ์ของสุญญากาศ

$$\left| \frac{E_f(x)}{H_f(x)} \right| = \left| \frac{E_b(x)}{H_b(x)} \right| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \eta \quad (3.27)$$

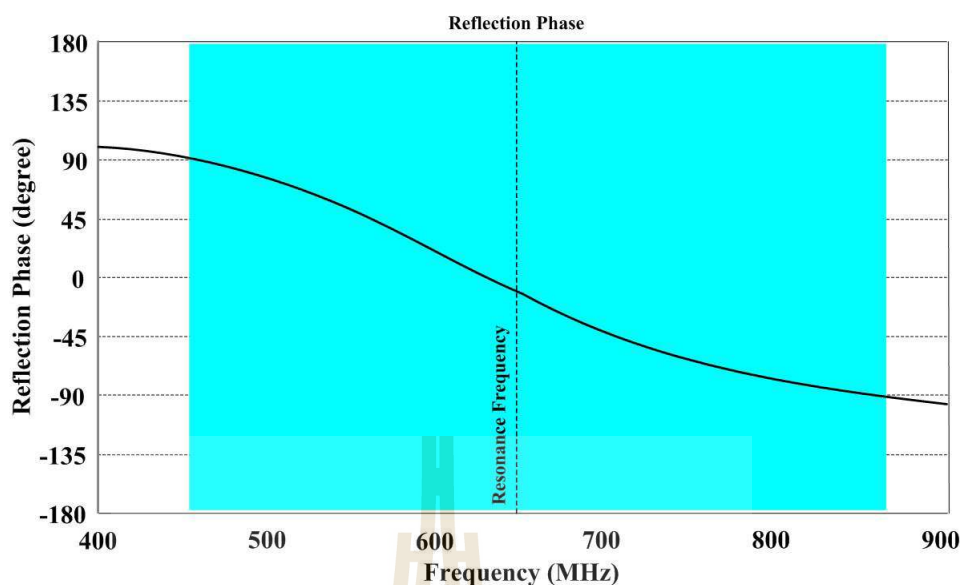
เฟสของการสะท้อนเป็นความต่างเฟสระหว่างคลื่นวิ่งกลับ และคลื่นที่วิ่งไปข้างหน้า

$$\phi = I_m \left\{ I_n \left(\frac{E_b}{E_f} \right) \right\} \quad (3.28)$$

ผลรวมของสมการ (3.26) และ (3.27) จะได้เฟสของการสะท้อนของพื้นผิวกับอิมพีแดนซ์

$$\phi = I_m \left\{ I_n \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right\} \quad (3.29)$$

สำหรับค่าที่ได้นำมาพล็อตเฟสสะท้อนกลับ ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 เฟสของการสะท้อนคลื่นของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

3.7 พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (Frequency Selective Surface: FSS)

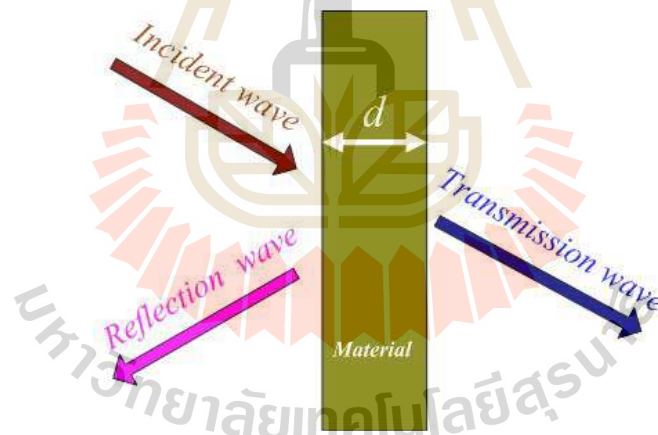
ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาได้มีการวิจัยเกี่ยวกับอภิวัดสุหรือวัสดุเมธา (metamaterials) ซึ่งได้รับความสนใจจาก นักวิทยาศาสตร์ วิศวกร และนักวิจัยเป็นอย่างมาก เนื่องจากอภิวัดสุมีคุณสมบัติคือ วัสดุที่มีคุณสมบัติพิเศษที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยได้ถูกนิยามไว้เป็นวัสดุเชิงวิศวกรรมที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาติ โดยคุณสมบัติที่ไม่ปรากฏตามธรรมชาตินั้น คุณสมบัติของวัสดุเหล่านั้นปกติจะเกิดจากโครงสร้างมากกว่าการจัดเรียง (composition) จากการผนวกกันของวัสดุขนาดเล็ก (ตามปกติวัสดุที่ถูกจัดเรียงที่ทำการผนวกรวมกันนั้นจะมีขนาดเล็กความยาวคลื่นมาก) ที่มีคุณสมบัติไม่เหมือนกันเพื่อทำให้เกิดคุณสมบัติประสิทธิผลในระดับมาโคร (macroscopic) โดยคุณสมบัติของอภิวัดสุจะถูกนำมาใช้ในการชดเชยข้อจำกัดของวัสดุตามธรรมชาติ นักวิทยาศาสตร์ และนักวิจัยจึงให้ความสนใจนำคุณสมบัติดังกล่าวมาทำการออกแบบวิจัยพัฒนา สิ่งประดิษฐ์และนวัตกรรมใหม่ ๆ (สราวุธและประยุท, 2011) เป็นที่ทราบกันดีว่า ตัวกลางที่มีผลต่อคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เกิดจากการผนวกตัวของการเหนี่ยวนำของโมเมนต์ทางไฟฟ้าและแม่เหล็ก (electric and magnetic moments) โดยผลกระทบในระดับมาโครจะอยู่ในรูปของค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (effective permittivity: ϵ_{eff}) และค่าความซึมซาบแม่เหล็กประสิทธิผล (effective permeability: μ_{eff}) ของตัวกลางขนาดใหญ่ (bulk medium) ดังนั้น อภิวัดสุจึงสามารถประกอบขึ้นจากการฝังตัวของวัสดุหลายชนิดประกอบเข้าด้วยกัน ไปยังตัวกลางหรือผิวของตัวกลางที่กำหนดจากการออกแบบโดยสามารถเลือกค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้อย่างอิสระ ได้แก่ คุณสมบัติต่าง ๆ ของตัวกลาง

รูปร่าง ขนาด ตำแหน่งการจัดวางตลอดจนความหนาแน่นเพื่อให้มีผลการตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าที่แตกต่างจากวัสดุตามธรรมชาติทั่วไป

ในส่วนของการใช้พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (frequency selective surface: FSS) จะใช้คุณสมบัติของสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านในการอธิบาย โดยสมมติว่า วัสดุมีความหนา d แสดงดังรูปที่ 3.13 และ $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ สามารถหาสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านได้ดังนี้ (ศราวุธ และประยูทธ, 2011)

$$\text{reflection coefficient} = S_{11} = \frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0} \frac{1 - e^{-j2kd}}{1 - \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.30)$$

$$\text{transmission coefficient} = S_{21} = \frac{4\eta\eta_0}{(\eta + \eta_0)^2} \frac{e^{-j2kd}}{1 + \left(\frac{\eta - \eta_0}{\eta + \eta_0}\right)^2 e^{-j2kd}} \quad (3.31)$$



รูปที่ 3.13 การกระเจิงของคลื่นระนาบจากวัสดุที่มีความหนา d

จะพิจารณาได้ว่า ถ้าให้ $\epsilon \rightarrow 0$ และ $\mu \geq 1$ จะทำให้ $\eta \rightarrow \infty$ เมื่อนำค่าไปแทนในสมการ (3.30) และ (3.31) ตามลำดับ จะพบว่า $S_{11} = +1$ และ $S_{21} = 0$ หมายความว่าเมื่อคลื่นระนาบกระทบวัสดุนี้จะเกิดการสะท้อนกลับหมด และมีเฟสที่สะท้อนกลับเป็นศูนย์หรือ in-phase ($S_{11} = 1 \angle 0^\circ$) ส่วน $S_{21} = 0$ คือ คลื่นจะไม่สามารถส่งผ่านไปได้ คุณสมบัติดังกล่าวนี้ คือ ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์นั่นเอง ในทางตรงกันข้าม ถ้ากรณีของ $\mu \rightarrow 0$ เมื่อแทนค่าในสมการ (3.30) และ (3.31) ดังกล่าว จะพบว่า $S_{11} = -1$ หรือ $1 \angle 180^\circ$ และ $S_{21} = 0$ ซึ่งจะได้ผลเหมือนตัวนำไฟฟ้า

สมบรูณ์ แต่เนื่องจากไม่ใช่ตัวนำไฟฟ้าสมบรูณ์ ดังนั้น จึงเรียกว่าตัวนำไฟฟ้าประดิษฐ์ (artificial electric conductor: AEC)

พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านถือว่าเป็นหนึ่งในอภิวัตถุที่มีการรวมตัวกันของพื้นผิวดำนำเพื่อส่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าในคลื่นความถี่ต่าง ๆ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านประกอบด้วยวัสดุสองชั้น ชั้นแรกเป็นไดอิเล็กตริกและชั้นที่สอง คือ ตัวนำ โดยทำหน้าที่เป็นสื่อของกระแสไฟฟ้า ซึ่งเรียงตัวเป็นแถวลำดับติดกับไดอิเล็กตริก ตัวนำสามารถปรับปรุงการวางพื้นผิวเลือกความถี่ในรูปแบบต่าง ๆ อาจมีการปรับปรุงรูปร่างเป็นแบบวงกลม สี่เหลี่ยมผืนผ้า สี่เหลี่ยมจัตุรัส และเครื่องหมายบวก ในการสร้างรูปทรงที่ต้องการหรือปรับปรุงรูปทรงให้สอดคล้องกันกับทางเรขาคณิตและปรับปรุงตามขนาดต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.14 เพื่อให้ได้ตามความถี่ที่ต้องการ

คุณสมบัติของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน มีดังนี้

1. สามารถออกแบบเป็นตัวกรองความถี่ใดๆ ได้
2. ใช้กับระบบความถี่แคบ (narrow band)
3. มีรูปร่างลักษณะเป็นแบบสองมิติ
4. สามารถออกแบบเป็นรูปร่างและขนาดต่าง ๆ ได้
5. สามารถเลือกและออกแบบองค์ประกอบต่าง ๆ ได้



(ก) square loop ring

(ข) rectangular slot



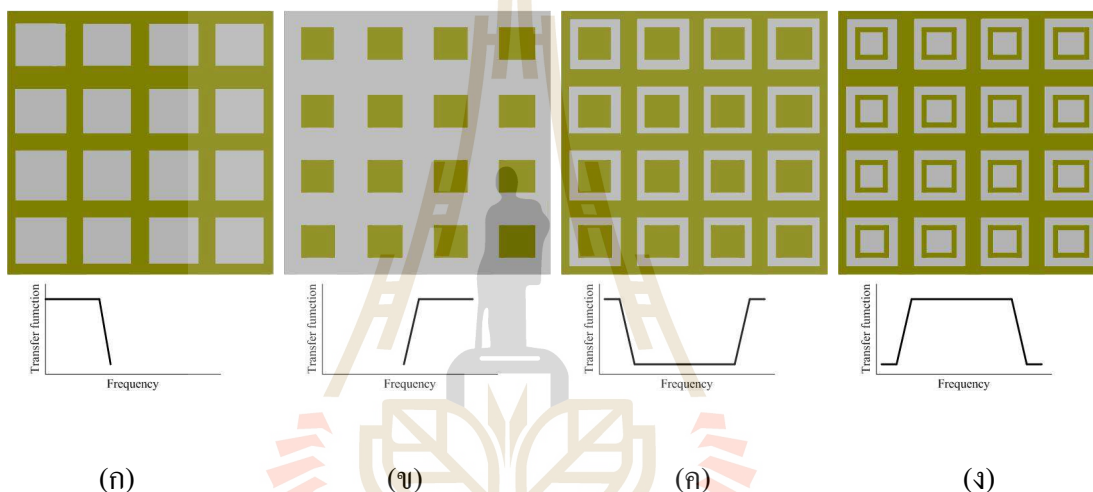
(ค) cross dipole



(ง) Jerusalem cross

รูปที่ 3.14 ลักษณะรูปร่างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านแบบต่าง ๆ

พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะมีลักษณะการทำงานคล้ายกับวงจรกรองความถี่ ซึ่งวงจรกรองความถี่สามารถแบ่งตามการกรองความถี่ออกเป็น 4 ประเภท คือ กรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) กรองความถี่สูงผ่าน (high pass filter) กรองความถี่ช่วงกลางผ่าน (band pass filter) และกรองความถี่ช่วงหยุดผ่าน (band stop filter) โดยรูปร่างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะเป็นไปตามรูปที่ 3.15 สำหรับการใช้พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะเสมือนกับวงจรกรองความถี่ คือ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านจะมีชั้นของทองแดงเป็นตัวนำวางบนไดอิเล็กตริกและทำการปรับรูปร่างและขนาดเพื่อให้เลือกใช้ตามความถี่ที่ต้องการอย่างเหมาะสม ซึ่งจะขึ้นอยู่กับรูปร่างของวัสดุไดอิเล็กตริกและความหนา ซึ่งจะได้ทำการศึกษาและออกแบบในขั้นตอนต่อไป



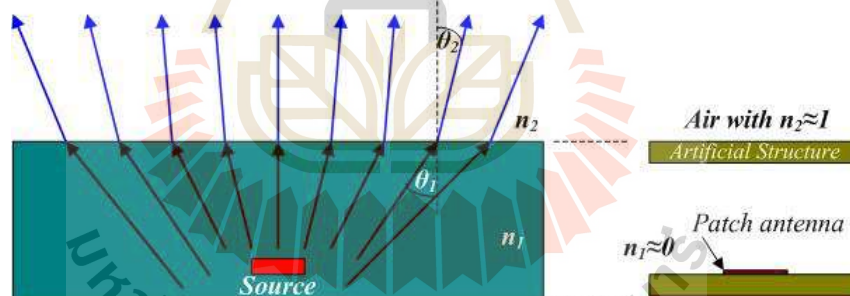
รูปที่ 3.15 รูปร่างและการตอบสนองของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (พื้นสีเทาคือส่วนที่เป็นโลหะ)

- (ก) ความถี่ต่ำผ่าน (low pass)
- (ข) ความถี่สูงผ่าน (high pass)
- (ค) ความถี่ช่วงหยุดผ่าน (band stop)
- (ง) ความถี่ช่วงกลางผ่าน (band pass)

3.8 ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (Superstrate)

ชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ ก็คือวัสดุฐานรองอย่างหนึ่งแต่ถูกนำมาวางไว้บนหรือครอบสายอากาศ ซึ่งการใช้วัสดุในการออกแบบชั้นวางซ้อนหรือฝาครอบ (radome) วางบนหรือครอบสายอากาศ (โดยปกติจะใช้สายอากาศไมโครสตริปหรือสายอากาศร่อง) โดยส่วนใหญ่เพื่อเพิ่มอัตราขยายและความกว้างแถบของสายอากาศ โดยการเพิ่มชั้นวางซ้อนที่มีคุณสมบัติคือ ค่าดัชนีหักเห (n) มีค่าเท่ากับศูนย์ (zero refractive index: ZRI) หรือใกล้เคียงศูนย์ (near zero refraction: NZR)

ตามกฎของสเนลล์ คือเมื่อคลื่นเดินทางผ่านตัวกลางที่มี $n = 0$ คลื่นจะตั้งฉากกับพื้นผิวสัมผัสหรือคลื่นจะขนานกันออกไป ดังตัวอย่างแสดงในรูปที่ 3.16 เมื่อแหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่า $n_1 \rightarrow 0$ ดังนั้น มุมของคลื่นที่ออกจากตัวกลางที่ 1 ไปยังตัวกลางที่ 2 จะมีค่ามุม θ_2 เข้าใกล้ศูนย์หรือตั้งฉากกับพื้นผิว เนื่องจาก $\theta_2 = \sin^{-1}(n_1/n_2 \sin \theta_1)$ ดังนั้น ชั้นวางซ้อนจึงเปรียบเสมือนอุปกรณ์บังคับทิศทางของคลื่นให้ขนานออกไป (directive confining device) ผลที่ได้คือ การทำให้สภาพเจาะจงทิศทาง ในทิศทางบรอดไซด์ (broadside) ของสายอากาศเพิ่มขึ้น (ศราวุฑและประยูทธ, 2011) การวางชั้นวางซ้อนไว้ด้านบนเปรียบเสมือนการมีแผ่นกระจกสะท้อนที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่สูงมากสองแผ่นขนานกันในระยะที่เหมาะสม (โดยปกติมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น) จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาหลายครั้งจนทำให้เกิดการเรโซแนนซ์เรียกเรโซเนเตอร์แบบนี้ว่า Fabry-Perot เรโซเนเตอร์ ผลที่เกิดขึ้นคือ ทำให้สายอากาศมีสภาพเจาะจงทิศทางที่สูงมากเพราะมีค่าตัวประกอบคุณภาพ (quality factor: Q) ที่สูง แต่อย่างไรก็ดีเนื่องจากมีค่า Q ที่สูง ดังนั้น ความกว้างแถบของสายอากาศจะแคบมากเช่นกัน โดยผู้วิจัยได้ออกแบบโครงสร้างเป็นลักษณะของผิวสะท้อนที่มีเพียงชั้นเดียว จึงทำให้สายอากาศมีลักษณะบางรวมทั้งมีความกว้างแถบและอัตราขยายมีค่ามากขึ้น



รูปที่ 3.16 แหล่งกำเนิดอยู่ในตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเหเข้าใกล้ศูนย์และแบบจำลองเมื่อใช้กับสายอากาศไมโครสตริป

จากการศึกษาหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ พบว่าสายอากาศที่จะได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบนั้น ประกอบด้วย 3 ส่วน ได้แก่ 1) ศึกษาและพิจารณาชนิดของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์เพื่อนำมาใช้สำหรับออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้าง 2) ศึกษาและพิจารณารูปแบบของตัวสะท้อนแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และ 3) ศึกษาและพิจารณาพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านเพื่อเพิ่มอัตราขยายและค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ซึ่งจะได้ออกแบบในขั้นตอนต่อไป

3.9 สรุป

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการประยุกต์ใช้ทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบและพัฒนาสายอากาศ ได้แก่ หลักการวิเคราะห์ความกว้างแถบของสายอากาศความยาวครึ่งคลื่น ศึกษาถึงข้อจำกัดในการเพิ่มความกว้างแถบ หลักการออกแบบสายอากาศไดโพลระนาบเพื่อพิจารณาเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศ ศึกษาทฤษฎีและหลักการเกี่ยวกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และศึกษาการนำหลักการพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (FSS) วางด้านหน้าเพื่อให้สายอากาศมีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูงและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการออกแบบสำหรับงานวิจัยนี้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศสำหรับการรับสัญญาณ โทรทัศน์ระบบดิจิตอลภาคพื้นดินให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ซึ่งจะได้กล่าวในบทที่ 4 ต่อไป



บทที่ 4

การวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศ

4.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงผลการวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศเพื่อใช้สำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล (digital television: DTV) ย่านความถี่สูงยิ่ง (ultra high frequency: UHF) โดยมีแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ระหว่าง 470 MHz – 862 MHz โดยเนื้อหาประกอบด้วย การออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแถบความถี่กว้างเพื่อใช้เป็นองค์ประกอบตัวป้อน การเพิ่มอัตราขยายด้วยการใช้องค์ประกอบตัวสะท้อน การปรับแต่งเพื่อลดระดับพูข้าง/พูล้าง ด้วยการเพิ่มปีกโลหะที่ตัวสะท้อน EBG และสุดท้ายได้นำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านเพื่อเพิ่มสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยาย โดยเริ่มต้นด้วยการจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศจากแนวคิดเชิงทฤษฎีและการออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อวิเคราะห์ผลและแนวทางการเป็นไปได้ของสายอากาศ หาผลเฉลยคุณลักษณะทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศที่มีโครงสร้างรูปแบบต่าง ๆ โดยเฉพาะคุณลักษณะสำคัญที่จำเป็นต่อการออกแบบ ได้แก่ แบบรูปการแผ่กำลัง (radiation pattern) อัตราขยาย (gain) และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า (input impedance) เป็นต้น เพื่อนำผลเฉลยที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมนี้ไปเปรียบเทียบกับคุณลักษณะที่เป็นผลจากการวัดทดสอบสายอากาศต้นแบบที่จะได้ทำการสร้างต่อไป

4.2 การออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้าง

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศที่จะนำไปใช้เป็นองค์ประกอบตัวป้อน ซึ่งวัตถุประสงค์หลักของการออกแบบคือจะต้องสามารถใช้งานได้ตลอดช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz – 862 MHz โดยอ้างอิงเบื้องต้นจากทฤษฎีที่กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์เกี่ยวกับความกว้างแถบของสายอากาศไดโพลทรงกระบอกขนาดครึ่งความยาวคลื่น นั้นจะมีข้อจำกัดในเรื่องความกว้างแถบที่ไม่สามารถรองรับความกว้างแถบตลอดช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการของการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่มีช่วงแถบความถี่อยู่ที่ 470 MHz – 862 MHz หรือความกว้างแถบเท่ากับ 58.86% ดังนั้น จึงได้ออกแบบสายอากาศในรูปแบบอื่นที่จะสามารถรองรับแถบความถี่ปฏิบัติการที่กว้างได้ นั่นคือ สายอากาศไดโพลแบบระนาบมีแนวโน้มที่จะสามารถออกแบบได้ จึงได้ตัดสินใจเลือกรูปแบบสายอากาศที่ใช้แผ่นวงจรมิมพ์

(printed circuit board: PCB) โดยจะทำการวิเคราะห์ผลการออกแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ซึ่งจะอธิบายขั้นตอนในการออกแบบและวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

4.2.1 การออกแบบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์

สายอากาศที่ใช้สำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลในย่านความถี่ UHF ต้องมีความกว้างแถบที่เพียงพอ (อยู่ระหว่างความถี่ 470 MHz – 862 MHz หรือที่ความกว้างแถบประมาณ 58.86%) และสามารถรับสัญญาณทุกช่องรายการภายในพื้นที่ให้บริการของสถานีส่งได้อย่างมีประสิทธิภาพตลอดเวลา โครงสร้างของสายอากาศตามวัตถุประสงค์จะต้องไม่ซับซ้อนจนเกินไป สามารถประกอบได้ง่าย และมีน้ำหนักเบา ดังนั้น ในการออกแบบสายอากาศที่มีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้เป็นไปตามจุดประสงค์ของการใช้งานสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลย่านความถี่ UHF ซึ่งเทคนิคต่าง ๆ ของการออกแบบได้ทำการศึกษาจากปริทัศน์วรรณกรรมต่าง ๆ ที่ผ่านมา โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เทคนิคการออกแบบและพัฒนาสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ เพื่อเพิ่มความกว้างแถบให้สูงขึ้น ซึ่งหลังจากการจำลองผลเฉลยจะได้ดำเนินการสร้างสายอากาศต้นแบบพร้อมทั้งทำการวัดพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ต่อไป

การออกแบบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ ได้กำหนดให้มีความถี่เรโซแนนซ์สำหรับการออกแบบขั้นต้นอยู่ที่ความถี่กลาง 650 MHz ซึ่งอยู่ตรงกลางของช่วงความถี่ระหว่าง 510 MHz ถึง 790 MHz ที่กำหนดไว้เป็นเบื้องต้น โดยการออกแบบสายอากาศแบบไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์นี้ สิ่งแรกที่ต้องการคำนวณหา ก็คือ ขนาดความยาว (L_d) และความกว้าง (W_d) ของสายอากาศ และเนื่องจากสายอากาศต้นแบบจะมีลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น (half-wave dipole antenna) และกำหนดความถี่เรโซแนนซ์สำหรับการออกแบบและวิเคราะห์ในงานวิจัยนี้อยู่ที่ความถี่ 650 MHz จึงสามารถคำนวณหาความยาว (L_d) จากสมการ (4.2)

โดยคุณสมบัติวัสดุฐานรองชนิดอีพอกซี รุ่น FR-4 ที่ใช้เป็นโครงสร้างของสายอากาศที่ออกแบบมีรายละเอียดดังนี้

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (dielectric constant: ϵ_r)	= 4.4
ความหนาวัสดุฐานรอง (substrate thickness: h)	= 1.6 mm
ความหนาของวัสดุตัวนำ (conductor thickness: t)	= 0.035 mm
ค่าการสูญเสียบนผิว (loss tangent: $\tan \delta$)	= 0.02

ขั้นตอนการคำนวณ ดังนี้

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (4.1)$$

โดยที่ c คือ ความเร็วของคลื่นในอากาศ (มีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/s)
 f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการออกแบบ
 ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

จะได้ความยาวคลื่นที่ความถี่ 650 MHz เท่ากับ

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{650 \times 10^6} = 0.461 \text{ m} = 461 \text{ mm}$$

ในเบื้องต้นความยาวของสายอากาศจึงเท่ากับ

$$L = \frac{\lambda}{2} \tag{4.2}$$

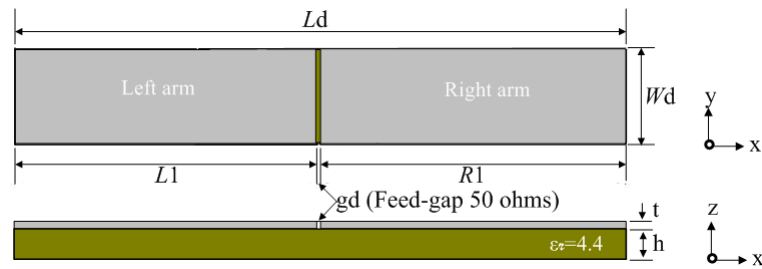
$$L = \frac{461 \text{ mm}}{2} = 230.5 \text{ mm}$$

โดยคำนวณหาความยาวคลื่นของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายนำสัญญาณได้จากสมการ (4.3)

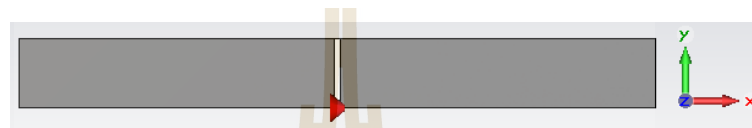
$$\lambda_g = \frac{c/f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{4.3}$$

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8 / 650 \times 10^6}{\sqrt{4.4}} = 220 \text{ mm}$$

สายอากาศแบบไดโพลแผ่นวงจรมีพื้นฐานแนวคิดเบื้องต้นจากโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแบบเส้นลวด ในขั้นต้นจึงพิจารณาได้เฉพาะขนาดความยาว (L_d) เท่ากับ 230.5 มิลลิเมตร กำหนดให้ค่าเริ่มต้นความกว้าง (W_d) เท่ากับ 25 มิลลิเมตร และระยะห่างระหว่างจุดป้อน (gd) เท่ากับ 1 มิลลิเมตร โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST จำลองผลเพื่อวิเคราะห์หาขนาดที่เหมาะสมที่สุด โดยพิจารณาขนาดความกว้างเริ่มต้นเป็นความสัมพันธ์ของสมการ (3.18) พารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 (ก) และแบบจำลองโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป แสดงดังรูปที่ 4.1 (ข)



(ก) แสดงพารามิเตอร์สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์

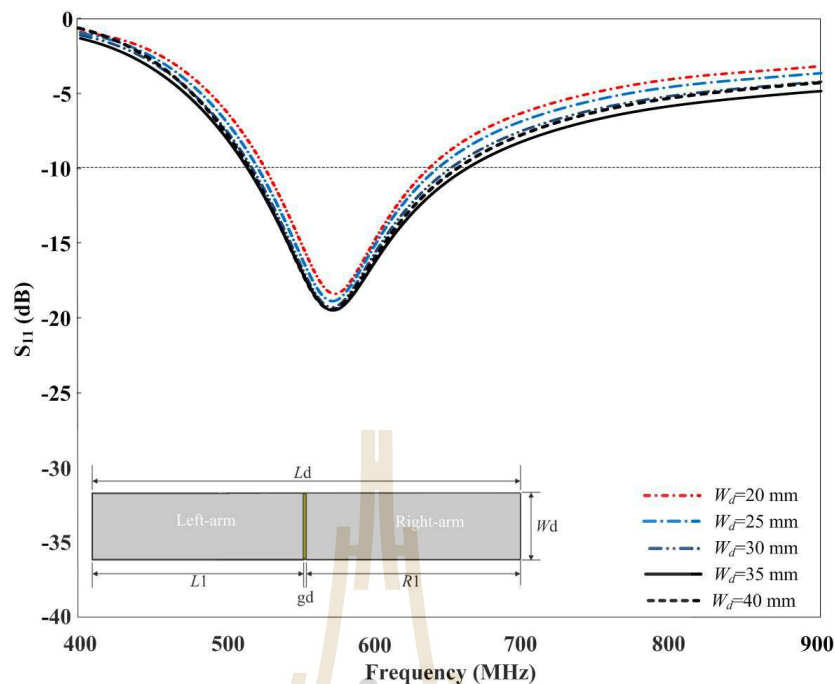


(ข) แบบจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์

รูปที่ 4.1 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์การป้อนแบบพื้นฐาน

4.2.1.1 การพิจารณาความกว้างของไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ (Wd)

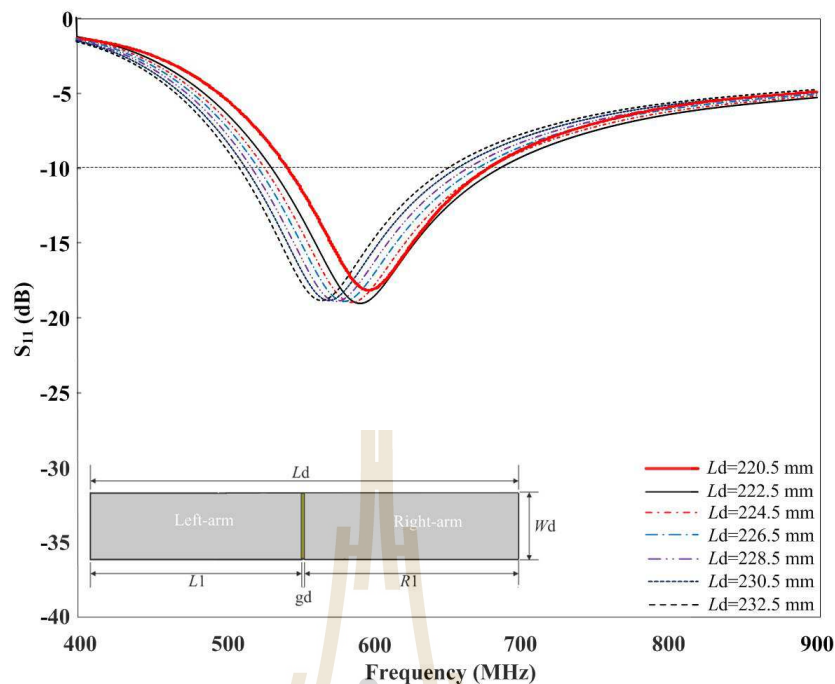
จากการเลือกรูปแบบของสายอากาศแบบไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบระนาบ จากการคำนวณได้ขนาดอ้างอิงที่มีความยาว (Ld) เท่ากับ 230.5 มิลลิเมตร (0.5λ) และความกว้าง (Wd) เท่ากับ 25 มิลลิเมตร (0.054λ) นั้น ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) แสดงได้ดังรูปที่ 3.3 (ค) ซึ่งยังไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ ดังนั้นจากขนาดของสายอากาศอ้างอิงจึงทำการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อพิจารณาพารามิเตอร์ที่มีอิทธิพลต่อประสิทธิภาพของสายอากาศ ในเบื้องต้นทำการปรับเปลี่ยนขนาดความกว้าง (Wd) โดยทำการพิจารณาความกว้างดังนี้ 15 มิลลิเมตร 20 มิลลิเมตร 25 มิลลิเมตร 30 มิลลิเมตร 35 มิลลิเมตร และ 40 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 4.2 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความกว้างมีค่าเท่ากับ 35 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้ความถี่กลาง 650 MHz และให้ความกว้างแถบความถี่ที่กว้างที่สุด เมื่อเทียบกับขนาดความกว้างต่าง ๆ ที่พิจารณา



รูปที่ 4.2 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความกว้าง (W_d) ต่าง ๆ

4.2.1.2 การพิจารณาความยาวของไดโพลแผ่นวงจรมิพ (Ld)

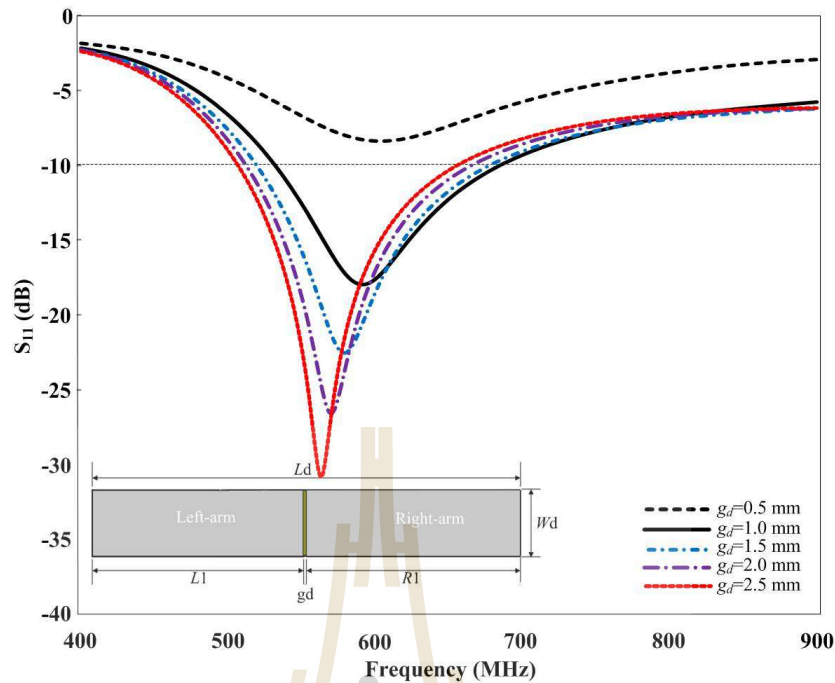
เมื่อได้ค่าความกว้างของไดโพลแผ่นวงจรมิพแบบระนาบเป็นที่เรียบร้อยแล้วจากการพิจารณาในหัวข้อที่ผ่านมาที่มีขนาดเท่ากับ 35 มิลลิเมตร ในหัวข้อนี้จะทำการพิจารณาเข้าไปในส่วน of ขนาดความยาว (L_d) ที่เหมาะสมมากขึ้น เนื่องจากในตอนแรกของการพิจารณาได้กำหนดขนาดความยาวจากการคำนวณไว้เท่ากับ 230.5 มิลลิเมตร จากการคำนวณเทียบกับสายอากาศไดโพลทรงกระบอกขนาดครึ่งคลื่น แต่เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองในหัวข้อที่ผ่านมาค่าความกว้างแถบของสายอากาศยังไม่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ ดังนั้นจึงได้ทำการทดลองเปลี่ยนค่าขนาดความยาวเป็นดังนี้ คือ 220.5 มิลลิเมตร 222.5 มิลลิเมตร 224.5 มิลลิเมตร 226.5 มิลลิเมตร 228.5 มิลลิเมตร 230.5 มิลลิเมตร และ 232.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังรูปที่ 4.3 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ขนาดความยาวเท่ากับ 222.5 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้ความถี่กลางในการออกแบบ คือ 650 MHz และให้ความกว้างแถบความถี่ที่กว้างที่สุดเมื่อเทียบกับขนาดความยาวต่าง ๆ ที่พิจารณา



รูปที่ 4.3 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความยาว (L_d) ต่าง ๆ

4.2.1.3 การพิจารณาความกว้างของช่องว่างการป้อนไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ (gd)

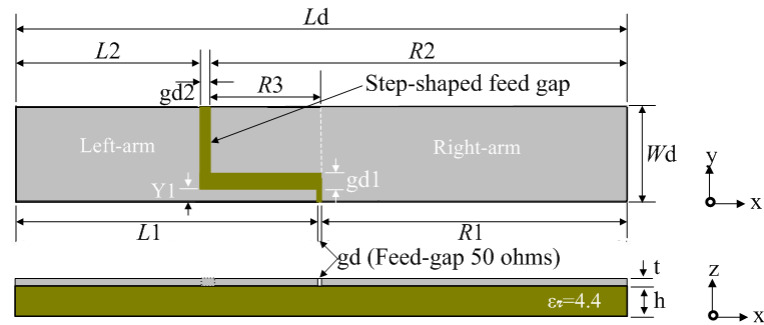
เมื่อได้ค่าความกว้างและความยาวของไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบระนาบเป็นที่เรียบร้อยแล้ว ในหัวข้อนี้จะทำการพิจารณาความกว้างของช่องว่างการป้อน (feed gap) โดยเลือกค่าที่ดีที่สุดของผลเฉลยแรกมากำหนดให้เป็นค่าคงที่ ดังนี้ ความกว้าง เท่ากับ 35 มิลลิเมตร และความยาว เท่ากับ 222.5 มิลลิเมตร แล้วปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหลือเพื่อให้ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ดีที่สุด โดยทำการปรับเปลี่ยนขนาดความกว้างของช่องว่างการป้อน (g_d) โดยความกว้างของช่องว่างการป้อนได้กำหนดค่าพิจารณาดังนี้ คือ 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร 1.5 มิลลิเมตร 2.0 มิลลิเมตร และ 2.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ขนาดความกว้างของช่องว่างการป้อนมีค่าเท่ากับ 1.0 มิลลิเมตร ซึ่งทำให้มีผลต่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ที่ความถี่กลางในการออกแบบคือ 650 MHz มากที่สุด และให้ความกว้างแถบความถี่ที่กว้างที่สุดเมื่อเทียบกับขนาดความกว้างของช่องว่างการป้อนที่ค่าต่าง ๆ ที่ได้พิจารณา



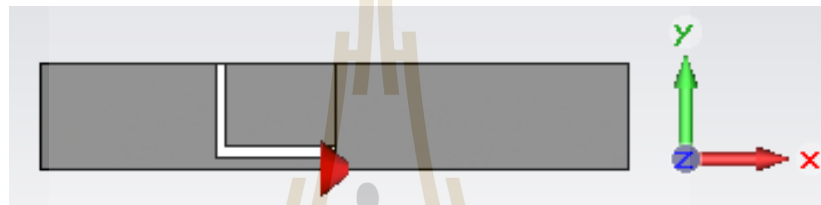
รูปที่ 4.4 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความกว้าง g_d ต่าง ๆ

4.2.2 การออกแบบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิพแบบระนาบโดยใช้การป้อนแบบขั้น

จากผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังรูปที่ 4.4 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับหรือ S_{11} จะมีความกว้างแถบความถี่อยู่ที่ 535.26 MHz – 678.15 MHz หรือความกว้างแถบ เท่ากับ 23.551% แต่ก็พบว่าหากดำเนินการเพียงเท่านี้ผลเฉลยของสายอากาศจะไม่สามารถบรรลุตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้ได้ ดังนั้น จึงจำเป็นต้องศึกษาวิธีการอื่น ๆ ที่สามารถนำมาพัฒนาหรือปรับแต่งสายอากาศตามสมมุติฐานขั้นต้น โดยการจัดวางแขนทั้งสองข้างของไดโพลแผ่นวงจรมิพแบบระนาบที่ไม่สมมาตรกัน ได้แก่ เทคนิคการป้อนแบบขั้น (step-shaped feed technique) (Chi, Y. W., and Wong K. L., 2007) ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ซึ่งจะได้ทำการพิจารณาปรับแต่งขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้สามารถทำงานได้ตรงตามข้อกำหนดที่ตั้งไว้ในวิทยานิพนธ์ต่อไป



(ก) แสดงพารามิเตอร์สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์การป้อนแบบขั้น

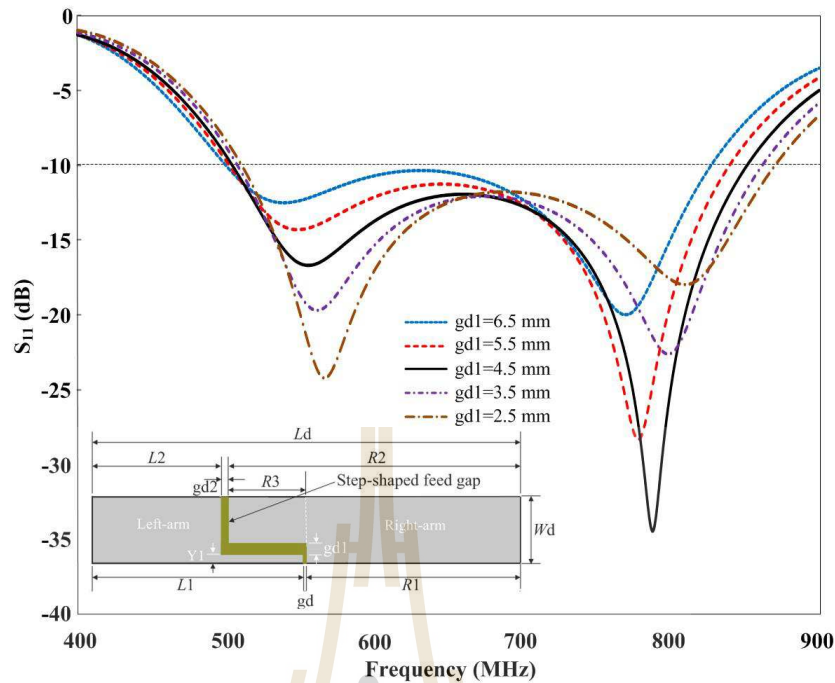


(ข) แบบจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์การป้อนแบบขั้น

รูปที่ 4.5 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์การป้อนแบบขั้น

4.2.2.1 การพิจารณาขนาดของความกว้างช่องว่างการป้อน (Feed Gap: $gd1$)

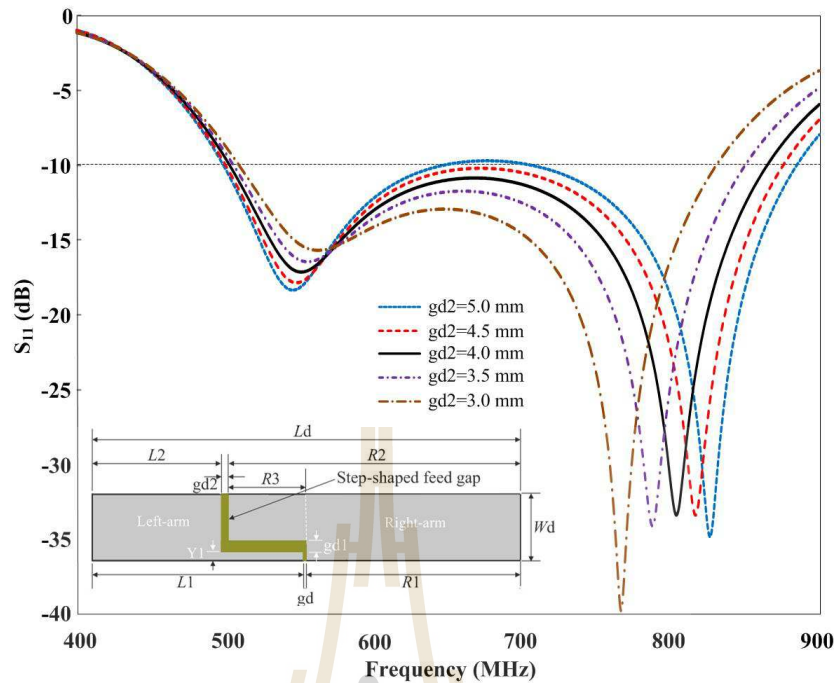
จากการจำลองในหัวข้อที่ผ่านมาได้ทำการทดลองปรับแต่งขนาดของช่องว่างการป้อน (gd) จนได้ค่าที่เหมาะสมเท่ากับ 1 มิลลิเมตร ดังแสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งเป็นการปรับค่าความกว้างแถบให้ได้ตามที่กำหนดไว้ และเพื่อความแม่นยำที่มากขึ้นรวมทั้งเพื่อพยายามพิสูจน์ทราบว่าการเปลี่ยนแปลงของช่องว่างการป้อน ($gd1$) ช่วงที่สอง (ระยะห่างช่องว่างในแนวนอน) มีอิทธิพลต่อความกว้างแถบและค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับหรือไม่ โดยขนาดความกว้างของระยะ $gd1$ นั้นจะทำการวิเคราะห์ขนาดความกว้างดังนี้ คือ 2.5 มิลลิเมตร 3.5 มิลลิเมตร 4.5 มิลลิเมตร 5.5 มิลลิเมตร และ 6.5 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 4.6 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ขนาดความกว้างช่องว่างการป้อน ($gd1$) เท่ากับ 4.5 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ตลอดช่วงความถี่ปฏิบัติการได้ดีจะให้ค่า ความกว้างแถบความถี่อยู่ที่ 520 MHz – 866.23 MHz



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความกว้าง ($gd1$) ต่าง ๆ

4.2.2.2 การพิจารณาขนาดของช่องว่างการป้อน (Feed Gap: $gd2$) (แพทช์ด้านซ้าย: L)

ขั้นตอนนี้เป็นการปรับเลื่อนแขนด้านซ้ายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ให้ออกจากจุดกึ่งกลางของช่องว่างการป้อนเพื่อให้ได้ตำแหน่งที่เหมาะสมที่สุดโดยทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของระยะห่างดังกล่าวดังนี้ คือ 3.0 มิลลิเมตร 3.5 มิลลิเมตร 4.0 มิลลิเมตร 4.5 มิลลิเมตร และ 5.0 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เมื่อทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 4.7 พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ระยะห่างช่องว่างการป้อน ($gd2$) เท่ากับ 4.0 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ตลอดช่วงความถี่ปฏิบัติการที่ต่ำในระดับที่น่าพอใจและให้ค่าความกว้างแถบอยู่ที่ เท่ากับ 510 MHz – 865.55 MHz หรือ 51.69% ดังนั้น จึงเลือกระยะห่างช่องว่างการป้อน เท่ากับ 4.0 มิลลิเมตร จากจุดกึ่งกลางของจุดป้อน เพื่อนำไปพิจารณาพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับจุดป้อนตัวสุดท้ายต่อไป

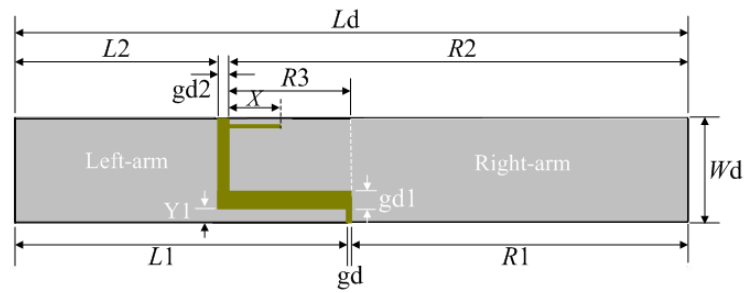


รูปที่ 4.7 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ที่ขนาดความกว้าง (gd_2) ต่าง ๆ

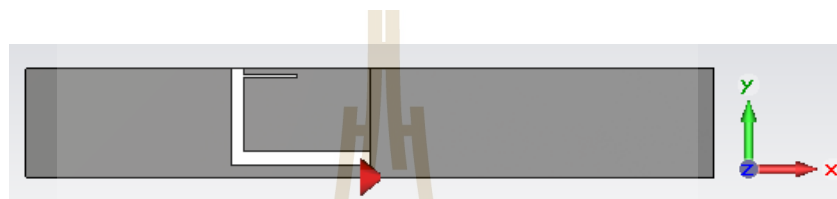
จากขั้นตอนการออกแบบและปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศในหัวข้อที่ผ่านมา พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ได้จะยังไม่ครอบคลุมแถบความถี่ปฏิบัติการด้านขอบด้านล่าง (470 MHz – 862 MHz) ดังนั้นจึงต้องทำการออกแบบให้สายอากาศสามารถตอบสนองกับความถี่เรโซแนนซ์ให้ครอบคลุมต่อไป

4.2.2.3 การพิจารณาการเพิ่มความกว้างแถบด้วยการเพิ่มร่อง

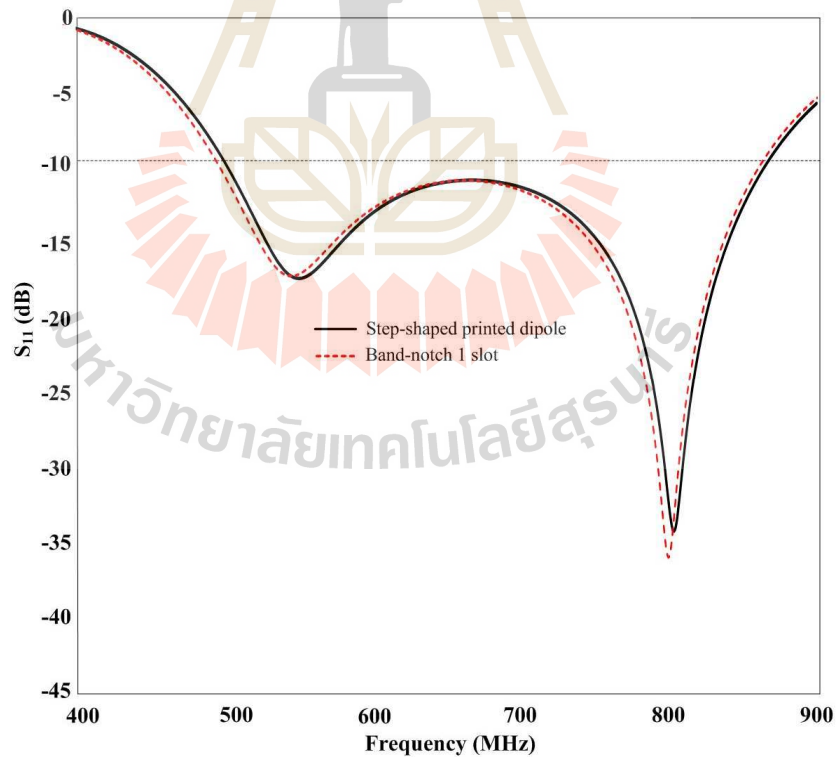
จากปริทัศน์วรรณกรรมพบว่าได้เคยมีนักวิจัยได้นำเทคนิคการบากร่อง (notching technique) เพื่อให้เกิดร่องบนโครงสร้างของสายอากาศเพื่อเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศให้กว้างขึ้น วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศโคโพลแผ่นวงจรมิมพ์ที่มีรูปแบบการป้อนแบบขั้นที่กล่าวไว้ข้างต้น โดยได้ทำการทดลองเจาะร่องเพิ่มบนโครงสร้างในส่วนของแขนขวา (right arm) ด้านยาว ที่ใกล้ตำแหน่งของจุดป้อนตั้งแต่จำนวน 1 ร่องจนถึง 8 ร่อง เพื่อให้เกิดเรโซแนนซ์ของแถบความถี่ด้านความถี่ต่ำที่อยู่ข้างเคียง ส่งผลให้เกิดการขยายความกว้างแถบความถี่ตอบสนองความถี่ย่าน UHF (470 MHz – 862MHz) เพื่อวิเคราะห์ผลจากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ที่เกิดจากการปรับเปลี่ยนจำนวนร่องบาก โดยจะพิจารณาผลการจำลองที่ให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่น้อยที่สุดและมีค่าความกว้างแถบที่ดีที่สุด ซึ่งจากรูปที่ 4.6 และ 4.7 นำมาเป็นจุดเริ่มต้นของการกำหนดขนาดของสายอากาศ จากนั้นจึงเริ่มทำการบากร่องตามเทคนิคทางทฤษฎีที่ได้ศึกษามา



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 1 ร่อง

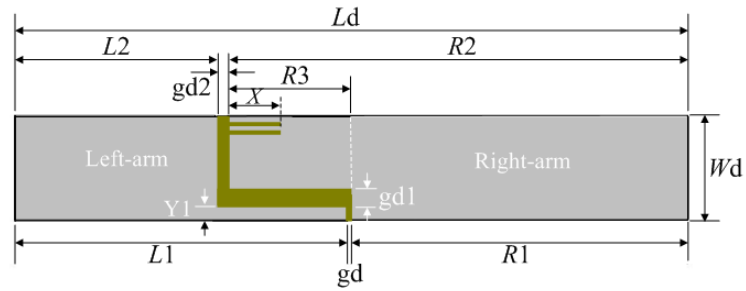


(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 1 ร่อง

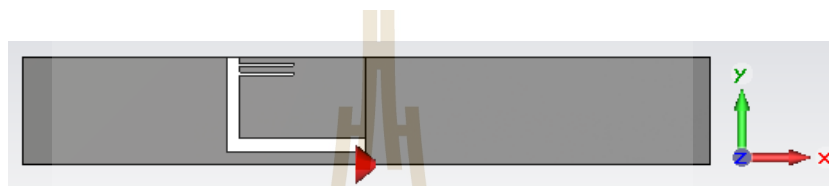


(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 1

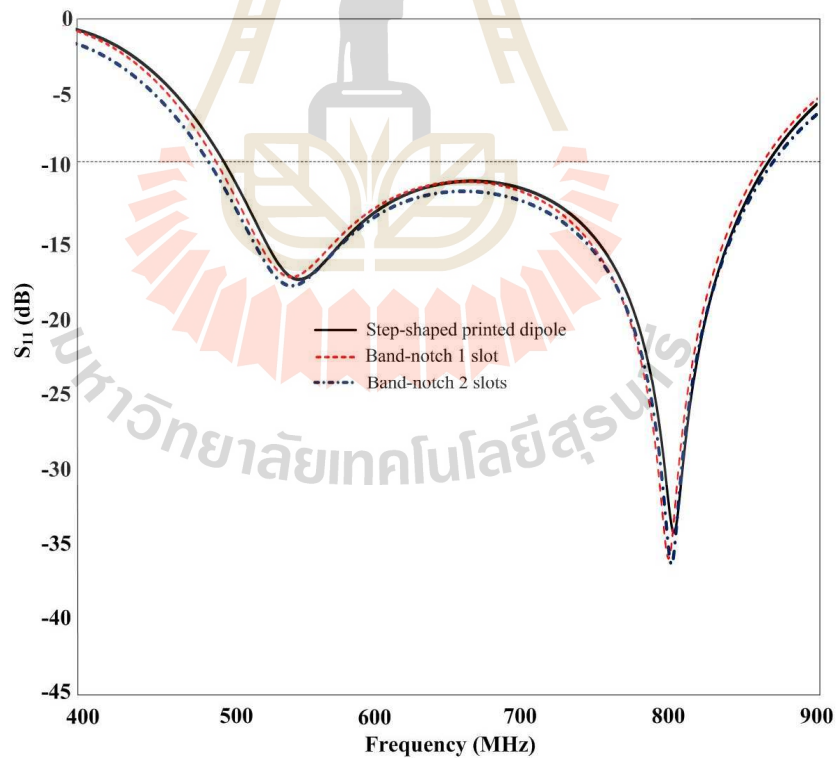
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 1



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 2 ร่อง

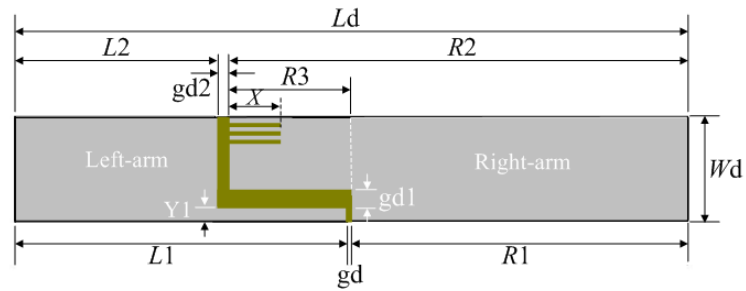


(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 2 ร่อง

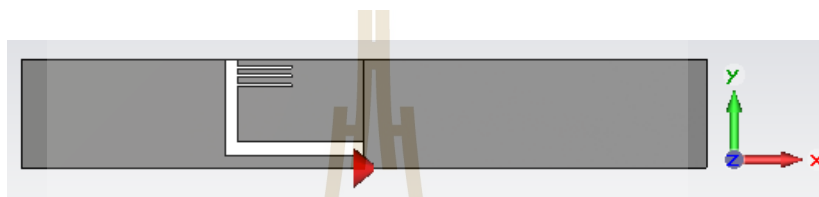


(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 2

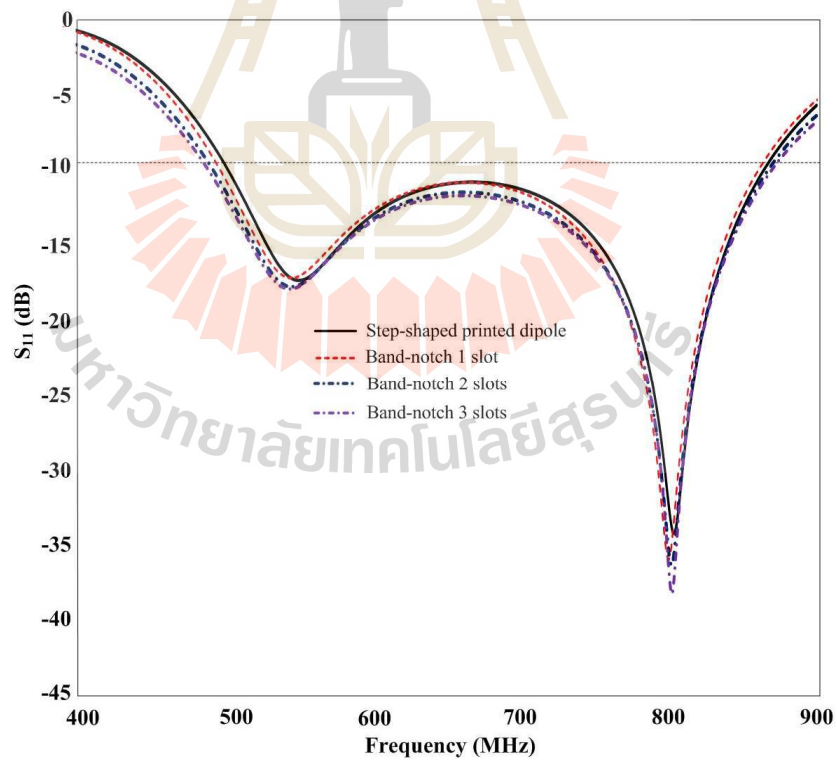
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 2



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 3 ร่อง

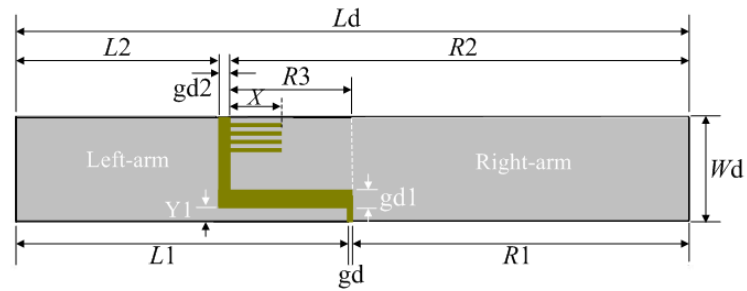


(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 3 ร่อง

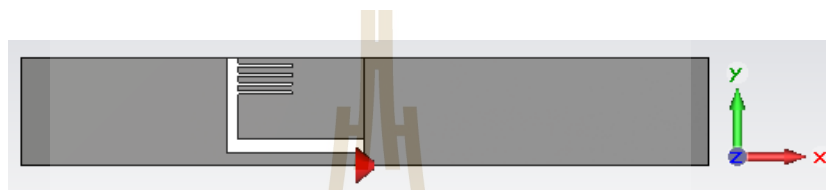


(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 3

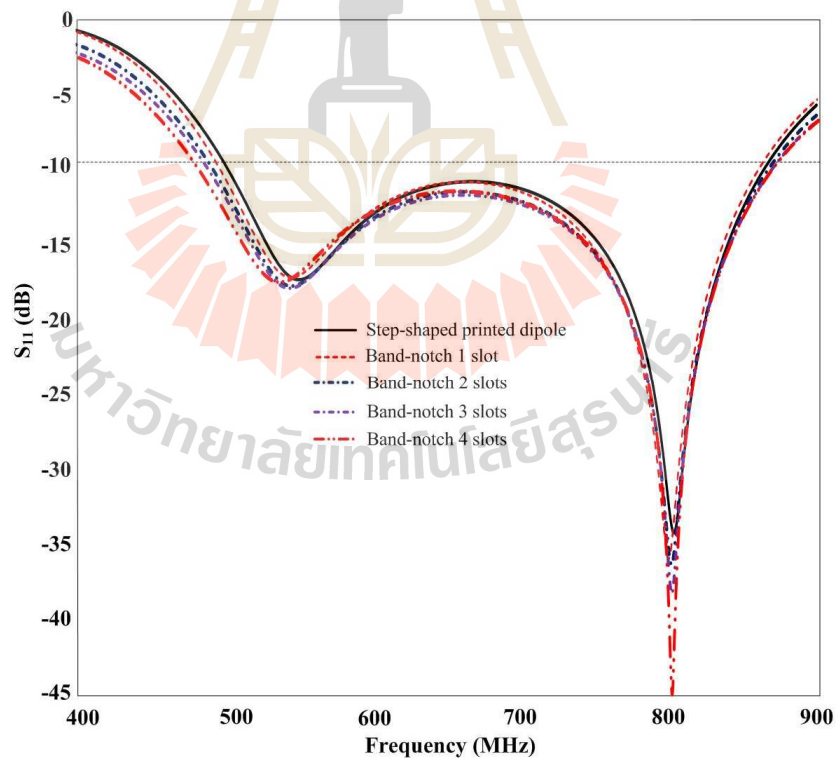
รูปที่ 4.10 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 3



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 4 ร่อง

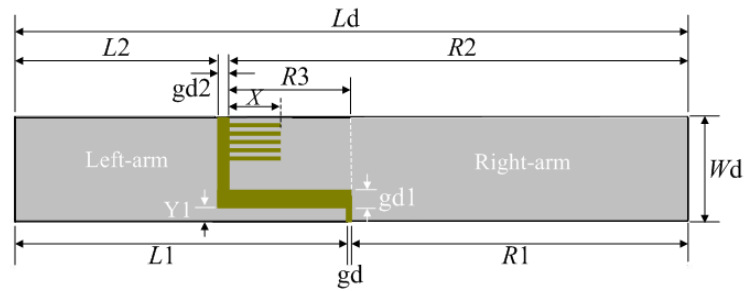


(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 4 ร่อง

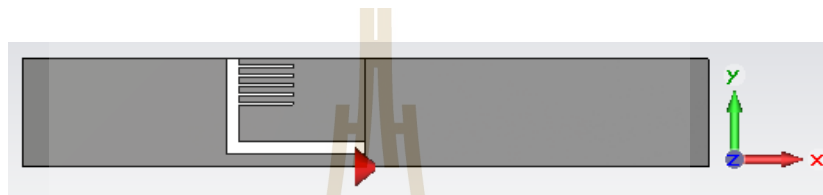


(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 4

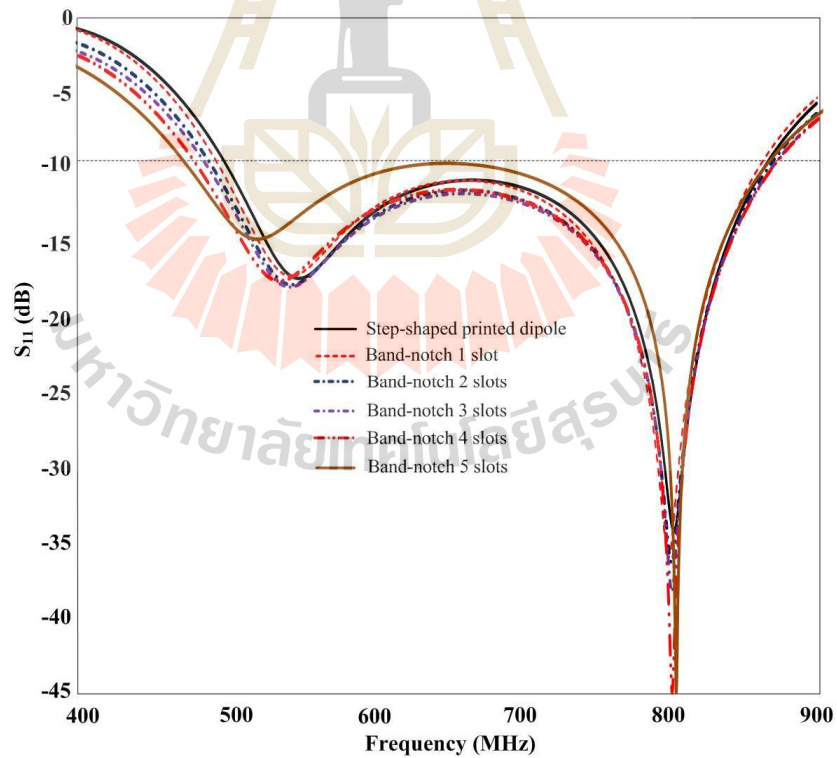
รูปที่ 4.11 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 4



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 5 ร่อง

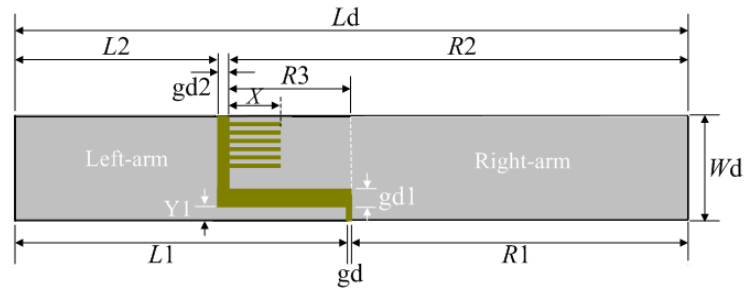


(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 5 ร่อง

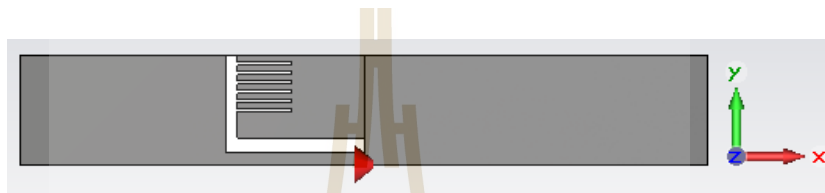


(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 5

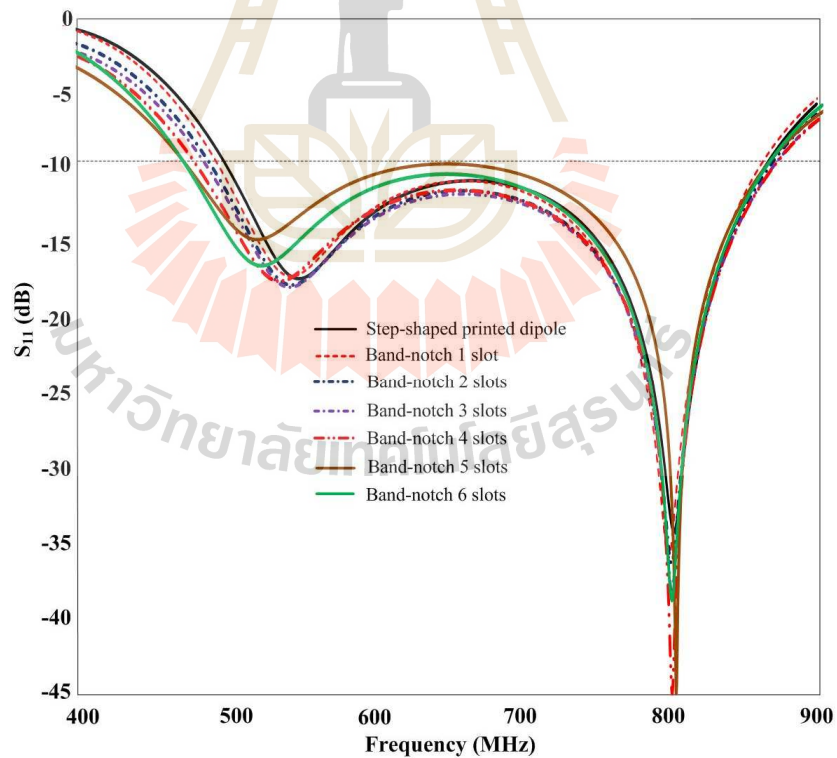
รูปที่ 4.12 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 5



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 6 ร่อง

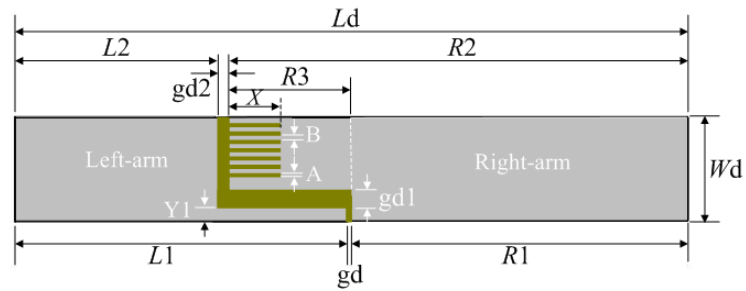


(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 6 ร่อง

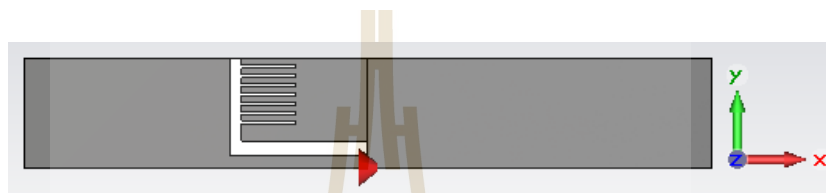


(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 6

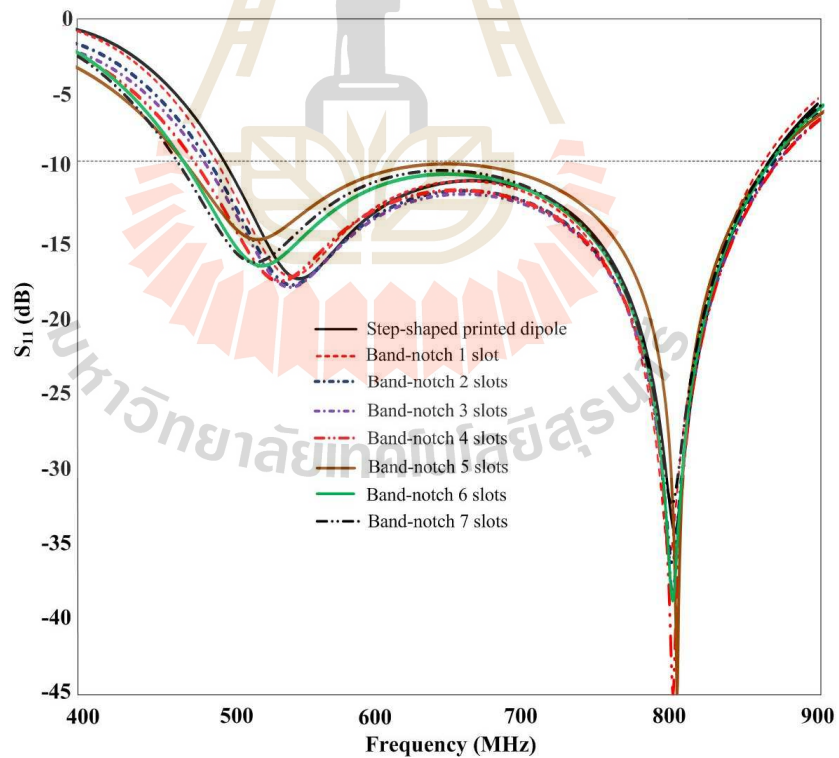
รูปที่ 4.13 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 6



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 7 ร่อง

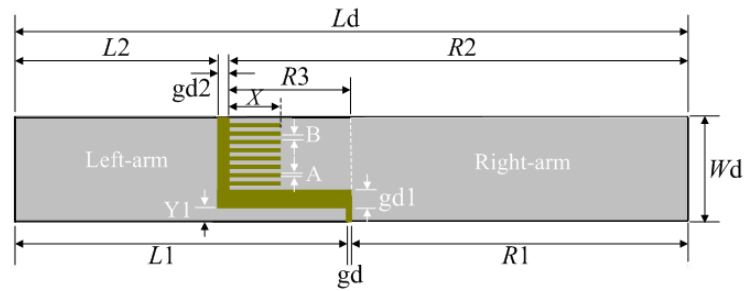


(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 7 ร่อง

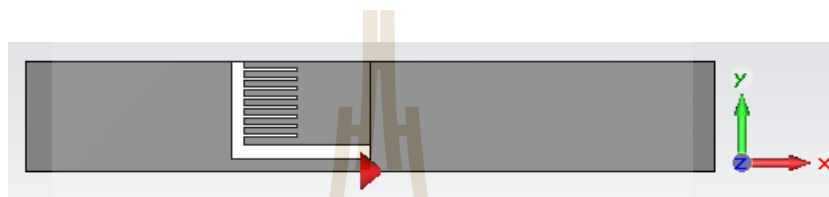


(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 7

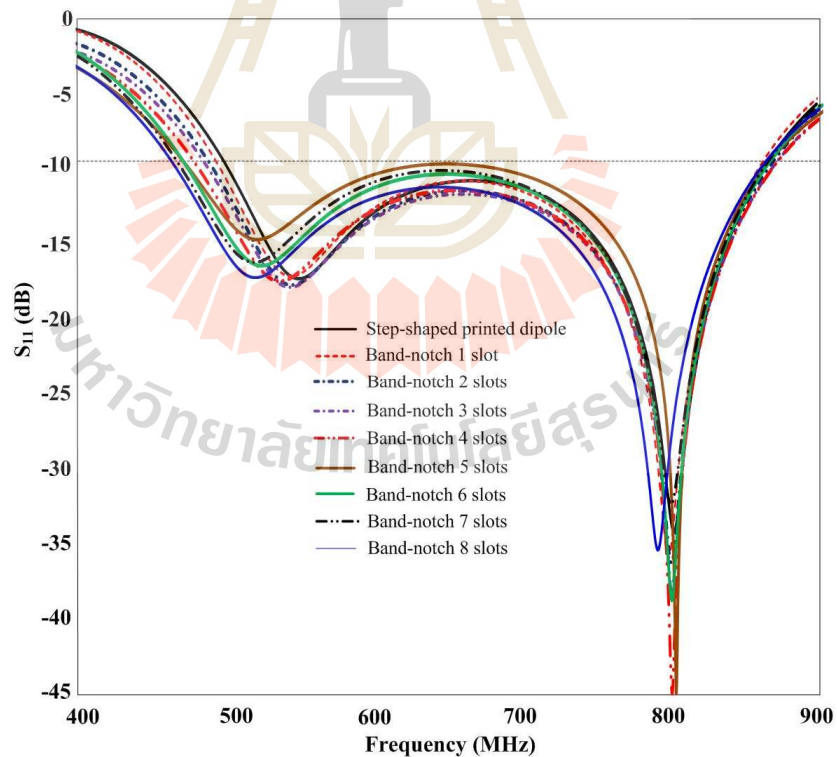
รูปที่ 4.14 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 7



(ก) โครงสร้างการบากร่อง จำนวน 8 ร่อง



(ข) แบบจำลองการบากร่อง จำนวน 8 ร่อง



(ค) ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อทำการบากร่องที่ 8

รูปที่ 4.15 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ เมื่อบากร่องที่ 8

ได้กำหนดความกว้างของแต่ละร่อง (A) เท่ากับ 1 มิลลิเมตร ระยะความห่างของร่อง (B) เท่ากับ 2 มิลลิเมตร และความลึกของร่อง (X) เท่ากับ 17.5 มิลลิเมตร ซึ่งได้จากการจำลองหาขนาดที่เหมาะสมด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ต่อจากนั้นได้ทำการเพิ่มจำนวนร่องบากที่แขนด้านยาว ที่จำนวนร่องบาก 1 ร่อง จนถึง 8 ร่อง จากผลเฉลยของการจำลองผลเมื่อมีการบากร่องเพื่อเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศ ดังแสดงอย่างเป็นลำดับตั้งแต่รูปที่ 4.7 - 4.15 นั้น เพื่อให้เห็นวิวัฒนาการของการพัฒนาสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ชัดเจนมากยิ่งขึ้น จะเห็นได้ว่าเมื่อเริ่มบากร่องที่หนึ่งความกว้างแถบจะเริ่มขยายกว้างขึ้นในช่วงต้นแถบตั้งแต่ความถี่ 501.16 MHz – 866.09 MHz (ที่ค่า S_{11} ไม่สูงกว่า -10 dB) จากนั้นเมื่อทำการเพิ่มจำนวนร่องบากขึ้นไปเป็นสองร่อง พบว่าค่า S_{11} ของช่วงความถี่ปลายแถบแทบจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงแต่จะมีอิทธิพลกับช่วงความถี่ต้นแถบจึงทำให้ความกว้างแถบในภาพรวมกว้างเพิ่มมากขึ้น จากนั้นได้ทดลองเพิ่มจำนวนร่องเป็น 3 - 7 ร่อง ดังแสดงในรูป 4.10 ถึง 4.14 ตามลำดับ พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของความถี่ช่วงต้นแถบมีแนวโน้มดีขึ้น โดยจะมีช่วงต้นแถบความถี่เข้าหาความถี่ 470 MHz ตามวัตถุประสงค์ที่ได้ตั้งไว้ แต่ช่วงปลายแถบความถี่ก็ยังคงมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยอยู่ที่ประมาณ 866.5 MHz จากนั้นได้เพิ่มร่องที่ 8 เข้าไปอีก ปรากฏว่าผลการตอบสนองของค่าการสูญเสียจากการสะท้อนกลับหรือ S_{11} สามารถลดลงต่ำกว่า -10 dB ได้ตลอดช่วงแถบความถี่ตั้งแต่ 470 MHz – 866.55 MHz และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุดอยู่ที่ประมาณ -35.52 dB ดังแสดงผลเฉลยในรูปที่ 4.15 (ค) ซึ่งเป็นแถบความถี่ที่อยู่ในขอบเขตที่ได้กำหนดไว้ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าการใช้ร่องบากจำนวนทั้งหมด 8 ร่อง ดังแสดงในรูปที่ 4.15 (ก) คือ โครงสร้างที่เหมาะสมในวิทยานิพนธ์นี้มากที่สุด

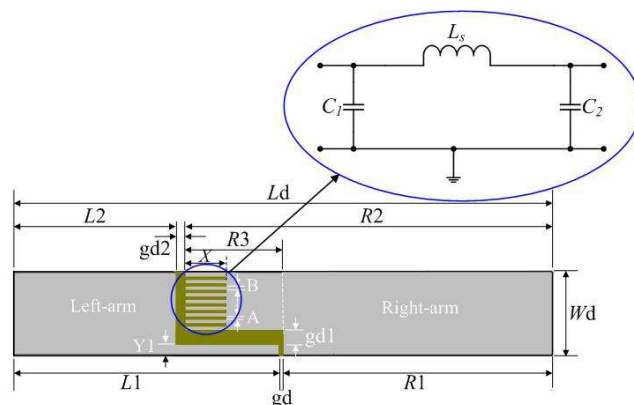
4.3 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

หลังจากที่ทำการจำลองผลการทำงานของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ตามแนวคิดและทำการปรับแต่งอีกเล็กน้อยตามทฤษฎี โดยปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ จนกระทั่งได้ประสิทธิภาพสูงสุดสำหรับใช้ทำหน้าที่เป็นอีลิเมนต์ตัวขับ (driven element) ของสายอากาศแถวลำดับปรสิติก (parasitic array) เพื่อใช้เป็นสายอากาศสำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลตามวัตถุประสงค์ โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก แสดงได้ดังตารางที่ 4.1

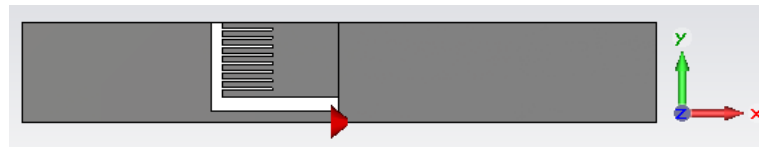
ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

พารามิเตอร์	ขนาด (มิลลิเมตร)
ความยาวของสายอากาศ (L_d)	223
ความกว้างของสายอากาศ (W_d)	35
ความยาวของแพทช์ด้านซ้าย (L_1)	110.5
ความยาวของแพทช์ด้านซ้าย (L_2)	66.5
ความยาวของแพทช์ด้านขวา (R_1)	111.5
ความยาวของแพทช์ด้านขวา (R_2)	152.5
ความกว้างของ Feed Gap (1) (gd)	1.0
ความกว้างของ Feed Gap (2) ($gd1$)	4.5
ความกว้างของ Feed Gap (3) ($gd2$)	4.0
ความกว้างของ Feed Gap (4) (R_3)	41.0
ความกว้างของร่องบาก (A)	1.0
ระยะห่างระหว่างร่อง (B)	2.0
ความลึกของร่อง (X)	17.5

เมื่อนำขนาดของพารามิเตอร์ดังกล่าว นำมากำหนดในโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบก็จะมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 4.16 ซึ่งเป็นรูปแบบและขนาดของสายอากาศที่ให้คุณลักษณะตรงตามที่กำหนดไว้ตามข้อกำหนด ซึ่งได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อนำมาวิเคราะห์หาคุณลักษณะสำคัญอื่น ๆ ของสายอากาศที่นำเสนอต่อไปนี้



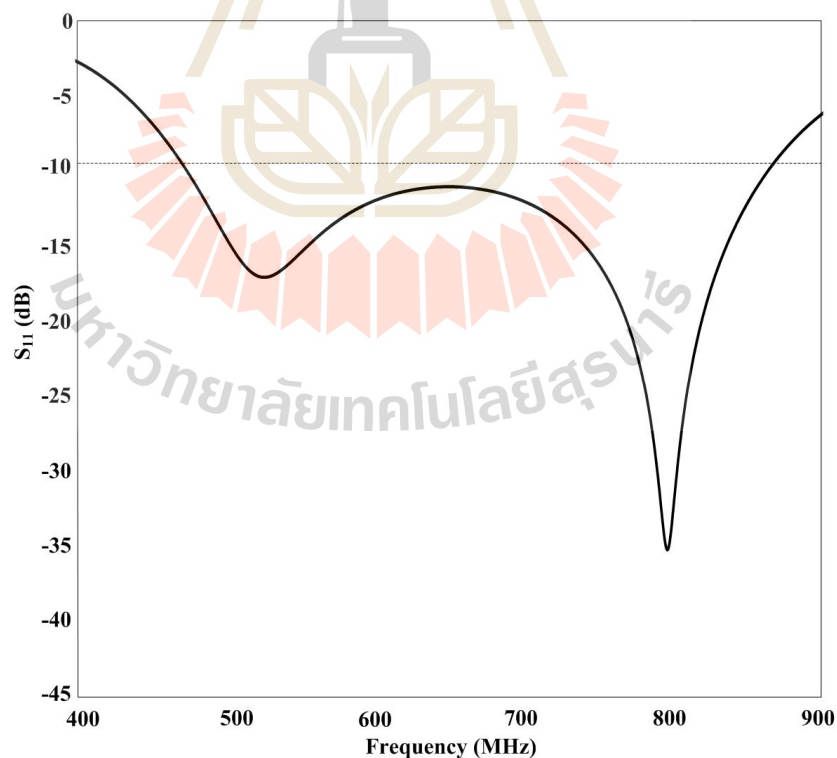
(ก) โครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากขั้นตอนสุดท้าย



(ข) แบบจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

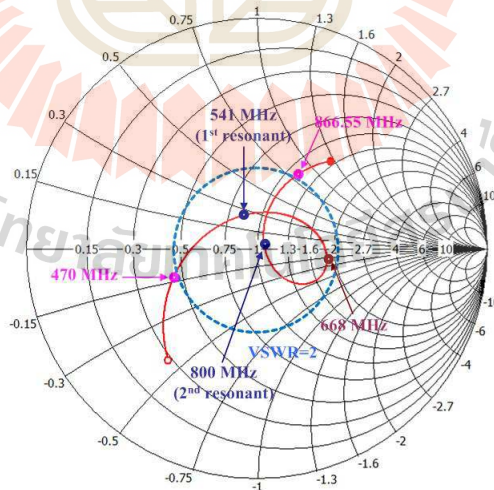
รูปที่ 4.16 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ

เมื่อนำโครงสร้างของสายอากาศ ในรูปที่ 4.16 (ก) มาทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังรูปที่ 4.16 (ข) เพื่อยืนยันผลเฉลยในส่วนของค่าความกว้างแถบความถี่ปฏิบัติการจากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 4.17 พบว่าสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากสามารถตอบสนองความถี่เรโซแนนซ์ตลอดความถี่แถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz – 866.55 MHz ตามที่กำหนด และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุดเท่ากับ -35.52 dB เมื่อเปรียบเทียบกับขอบเขตของการใช้งานที่กำหนดไว้คือ มีแถบความถี่อยู่ระหว่าง 470 MHz – 862 MHz จึงถือว่าได้ผลเฉลยเป็นไปตามสมมติฐาน



รูปที่ 4.17 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

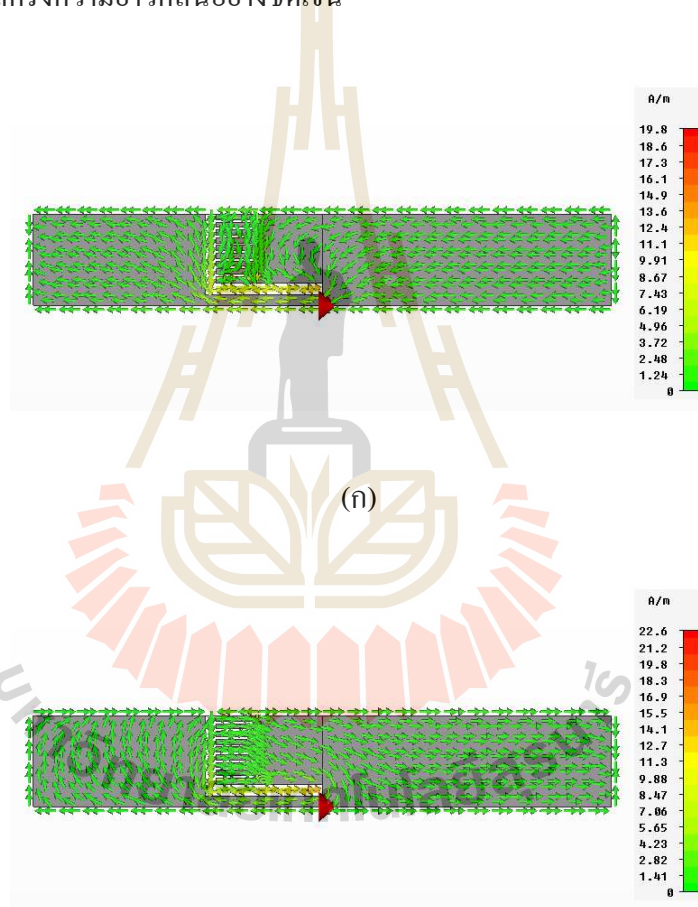
เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากโดยใช้วิธีจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังแสดงในรูปที่ 4.18 พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบเส้นกราฟสีแดงแสดงผลอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่นำเสนอ ซึ่งอยู่ภายในวงกลมและวงของเรโซแนนซ์ด้านเข้าใกล้จุดศูนย์กลางบนสมิทชาร์ต ทำให้อิมพีแดนซ์เกิดการแมตช์ครอบคลุมแถบความถี่ปฏิบัติการที่ต้องการ โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของส่วนจริงเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงระหว่าง 29 โอห์ม ถึง 92 โอห์ม และ -10 โอห์ม ถึง 34 โอห์ม สำหรับส่วนจินตภาพ ตลอดความถี่ย่าน 470 MHz – 866.55 MHz นอกจากนี้เรโซแนนซ์ที่ 1 (541 MHz) และเรโซแนนซ์ที่ 2 (800 MHz) เคลื่อนเข้าใกล้จุดศูนย์กลางสมิทชาร์ต ซึ่งแสดงถึงการแมตช์ที่ดีและทำให้เกิดความกว้างแถบกว้างเพิ่มขึ้นตลอดความถี่แถบในช่วงความถี่ 470 MHz – 866.55 MHz จะมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ซึ่งถือว่าสามารถเกิดการแมตช์ได้ตลอดความถี่แถบโดยไม่เกิดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (voltage standing wave ratio: VSWR) สูงกว่า 2.0:1.0 เมื่อใช้งานเป็นสายอากาศด้านรับ (receiving antenna) อย่างไรก็ตามในการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST นี้ได้กำหนดให้อิมพีแดนซ์ด้านเข้ามีค่า 50 โอห์มก่อน แต่ในการสร้างสายอากาศต้นแบบสำหรับใช้งานจริงจะต้องทำการแปลงค่าอิมพีแดนซ์ให้เปลี่ยนเป็น 75 โอห์ม เพื่อให้แมตช์กับค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของขั้ว RF Input ของเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลซึ่งกำหนดมาตรฐานโดย ITU (International Telecommunication Union) อีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 4.18 สมิทชาร์ตแสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการจำลองผลเฉลยเพื่อพิจารณาการแจกจ่ายกระแส (current distribution) ที่เกิดขึ้นบนโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากว่าเป็นไป

ตามทฤษฎีและหลักการเบื้องต้นของสายอากาศไดโพลพื้นฐานหรือไม่ เนื่องจากการแจกแจงรูปของกระแสดังกล่าวจะส่งผลต่อแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศต้นแบบที่เกิดขึ้นจากแนวคิดให้ผิดเพี้ยนไป ดังแสดงในรูปที่ 4.19 (ก) และ (ข) เป็นการแจกแจงรูปกระแสที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 1 (541 MHz) และความถี่เรโซแนนซ์ที่ 2 (800 MHz) ตามลำดับ พบว่า เกิดการแจกแจงรูปกระแสที่บริเวณจุดป้อนกำลังมีค่าสูงที่สุดและค่าของกระแสจะค่อย ๆ ลดลงตลอดความยาวของตัวไดโพลทั้งแขนด้านซ้ายและด้านขวามีค่าเป็นศูนย์ที่ปลายทั้งสองของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากนี้ แสดงว่าสายอากาศตามแนวคิดของวิทยานิพนธ์นี้มีหลักการทำงานพื้นฐานเช่นเดียวกับสายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่นอย่างชัดเจน

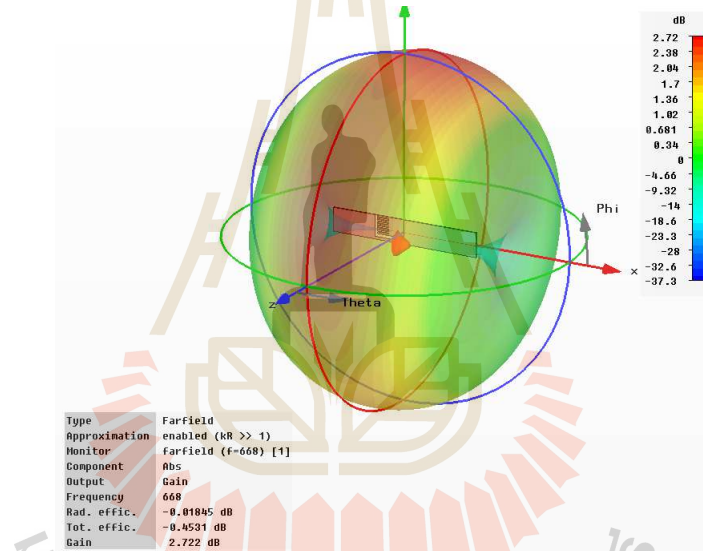


(ข)

รูปที่ 4.19 การแจกแจงรูปกระแสที่เกิดขึ้นบนผิวของโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ ที่ความถี่เรโซแนนซ์ (ก) 541 MHz และ (ข) 800 MHz

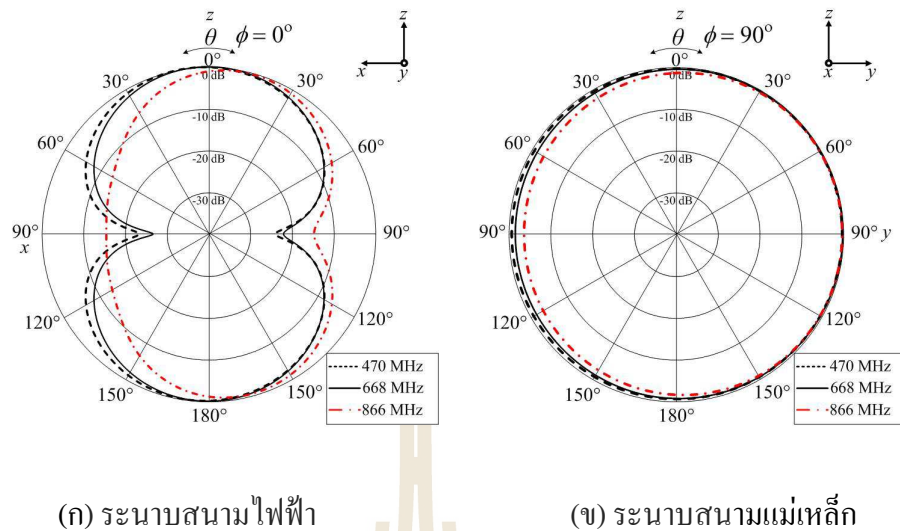
จากลักษณะการแจกแจงรูปกระแสของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากดังกล่าว ส่งผลให้เกิดการแผ่กำลังของคลื่นที่มีแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว

(omnidirectional pattern) อย่างแน่นอน ดังแสดงในรูปที่ 4.20 และสิ่งที่สามารถพิจารณาได้จากกราฟแฉงรูปกระแสบนโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบนี้ อีกประการหนึ่งก็คือ พบว่าทิศทางการไหลของกระแสจะอยู่ในแนวเดียวกับความยาวของไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ดังนั้นทิศทางของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าก็จะอยู่ในแนวเดียวกับแกนของไดโพลนี้ ส่งผลให้มีการโพลาไรซ์แบบเส้นตรง (linear polarization) เกิดขึ้นตามแนวของไดโพลดังกล่าวเช่นเดียวกัน ดังนั้นการนำไปใช้งานเป็นสายอากาศด้านรับเพื่อรับสัญญาณ โทรศัพท์ระบบดิจิทัลที่ถูกกำหนดให้สถานีส่งต้องส่งสัญญาณที่มีการโพลาไรซ์ในแนวนอนแบบเส้นตรง (linearly horizontal polarization) จึงสามารถนำสายอากาศต้นแบบนี้ไปใช้งานโดยการวางให้โครงสร้างอยู่ในแนวนอนตามรูปที่ 4.20 ได้ทันที โดยไม่ต้องมีการปรับแต่งโครงสร้างใดๆ เพิ่มเติมอีก



รูปที่ 4.20 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวในรูปแบบ 3 มิติของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก

จากรูปที่ 4.20 เป็นผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากที่มีลักษณะเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียวที่แสดงในรูปของสามมิติ แต่ถ้าหากพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังดังกล่าวในรูปแบบสองมิติที่ถูกแยกพิจารณาเป็นระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก แสดงได้ดังรูปที่ 4.21 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 4.21 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ในรูปแบบ 2 มิติ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

จากผลการจำลอง ดังรูปที่ 4.20 ยังสามารถพิจารณาค่าอัตราขยาย (gain) ของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบได้ จากรูปจะพบว่าสายอากาศต้นแบบมีค่าอัตราขยายที่ ความถี่กลางของความถี่แถบที่ 668 MHz เท่ากับ 2.722 dB ซึ่งถือว่าใกล้เคียงกับของไดโพลที่มี โครงสร้างเป็นเส้นลวด แต่สิ่งที่เหนือกว่าก็คือ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ต้นแบบจะให้ความถี่ใช้งานกว้างกว่าแบบเส้นลวดมาก ดังนั้นจึงมีความจำเป็นต้อง ศึกษาและพัฒนาให้อัตราขยายของสายอากาศต้นแบบในขั้นตอนสุดท้ายให้มีค่าสูงขึ้นมากกว่านี้ เพื่อให้เป็นไปตามข้อกำหนดทางเทคนิคที่กำหนดไว้ในวัตถุประสงค์

4.4 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้า สมบูรณ์

การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศให้สูงขึ้นวิธีหนึ่ง ก็คือ การควบคุมให้ลำคลื่นของ สายอากาศพุ่งออกไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งมากกว่าทิศทางอื่น ๆ ที่เรียกว่า แบบรูปการแผ่กำลัง แบบมีทิศทาง (directional radiation pattern) แต่เนื่องจากสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่อง บากต้นแบบมีลักษณะแบบรูปการแผ่กำลังเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ดังนั้นจึงต้องบังคับ ให้ ลำคลื่นของแบบรูปดังกล่าวเปลี่ยนทิศทางแผ่กำลังให้ออกไปในทิศทางเดียว เทคนิคพื้นฐานที่ ใช้ในการบังคับลำคลื่น ก็คือ ใส่อีลิเมนต์ตัวสะท้อน (reflector element) แบบแผ่นเรียบไว้ที่ด้านหลัง ของสายอากาศที่ให้แบบรูปเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว ซึ่งเป็นหลักการเดียวกับการ

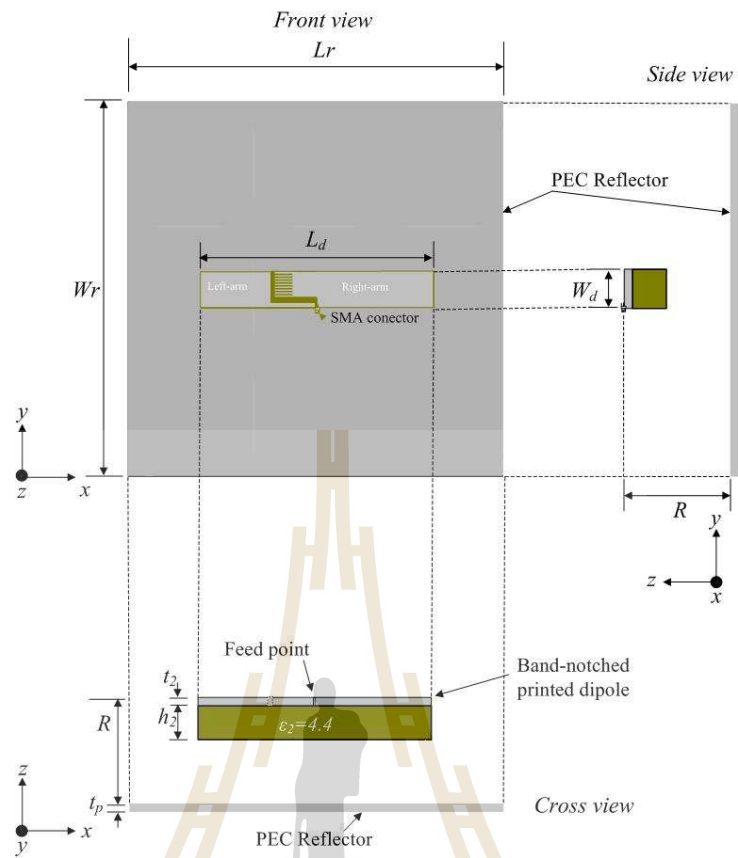
ออกแบบสายอากาศแถวลำดับปรสิต (parasitic array) เช่นเดียวกับสายอากาศแบบยากิ-อูตะ ที่ใช้ในการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบแอนะล็อก (analog TV)

4.4.1 การพิจารณาระยะห่างระหว่างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากกับตัวสะท้อน PEC

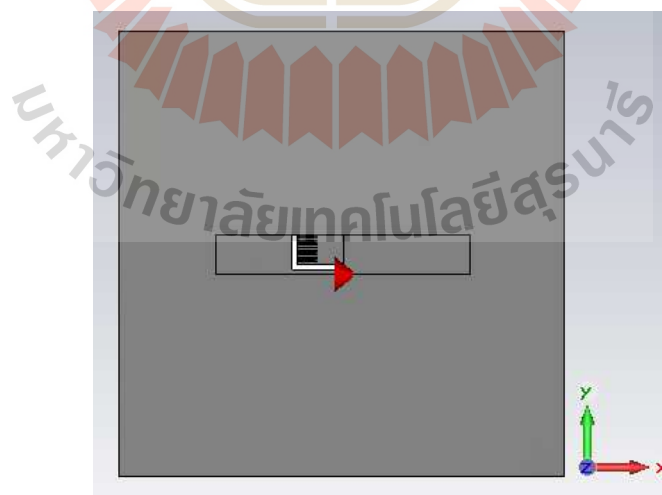
ในขั้นต้น ได้กำหนดให้ใช้ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ (perfect electric conductor: PEC) มาทำหน้าที่เป็นอีลิเมนต์ตัวสะท้อน ดังแสดงในรูปที่ 4.22 ซึ่งใช้หลักการเดียวกันกับการออกแบบสายอากาศยากิ-อูตะ ซึ่งตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์นี้เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัสจะมีขนาดอย่างน้อยหนึ่งความยาวคลื่น (1λ) ในทางอุดมคตินั้นระนาบกราวด์ต้องมีขนาดเป็นอนันต์ แต่ในทางปฏิบัตินั้นมักใช้แผ่นกราวด์ที่มีขนาด $8\lambda \times 8\lambda$ หรือใหญ่กว่าก็เพียงพอ (ประยูทธ, 2550) ซึ่งในเบื้องต้นของการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST นี้ จะกำหนดให้ขนาดของตัวสะท้อน เท่ากับ 461 มิลลิเมตร (1λ) ที่มีความหนา (t_p) เท่ากับ 1 มิลลิเมตร โดยพิจารณาใช้ระยะห่าง (R) ระหว่างอีลิเมนต์ตัวขับกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อนอยู่ที่ เท่ากับ 115 มิลลิเมตร (0.25λ) เป็นจุดเริ่มต้นของการจำลองผลเพื่อหาระยะที่เหมาะสม โดยพิจารณาค่าความถี่กลาง เท่ากับ 650 MHz (โดยที่ $\lambda = 461$ มิลลิเมตร) จากนั้นทำการจำลองผลหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ในขณะที่มีอีลิเมนต์ตัวสะท้อนติดตั้งอยู่ด้านหลังของอีลิเมนต์ตัวขับที่ระยะห่าง (R) แตกต่างกัน ดังนี้ คือ 115 มิลลิเมตร 125 มิลลิเมตร 135 มิลลิเมตร และ 145 มิลลิเมตร ตามลำดับ โดยความยาวจริงทางกายภาพในหน่วยเมตรก็ได้แสดงไว้ในตารางที่ 4.2 และได้แสดงโครงสร้างและแบบจำลองของสายอากาศแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ไว้ดังรูปที่ 4.22 (ก) และ (ข) ตามลำดับ

ตารางที่ 4.2 ค่าระยะห่าง (R) ของตัวสะท้อนที่ใช้ในการคำนวณและการวัด

ลำดับ	ระยะห่างตัวสะท้อน (R) ขนาดทางไฟฟ้า	ขนาดทางกายภาพระยะห่างตัวสะท้อน (R)
1	0.25λ	115 มิลลิเมตร
2	0.27λ	125 มิลลิเมตร
3	0.29λ	135 มิลลิเมตร
4	0.31λ	145 มิลลิเมตร



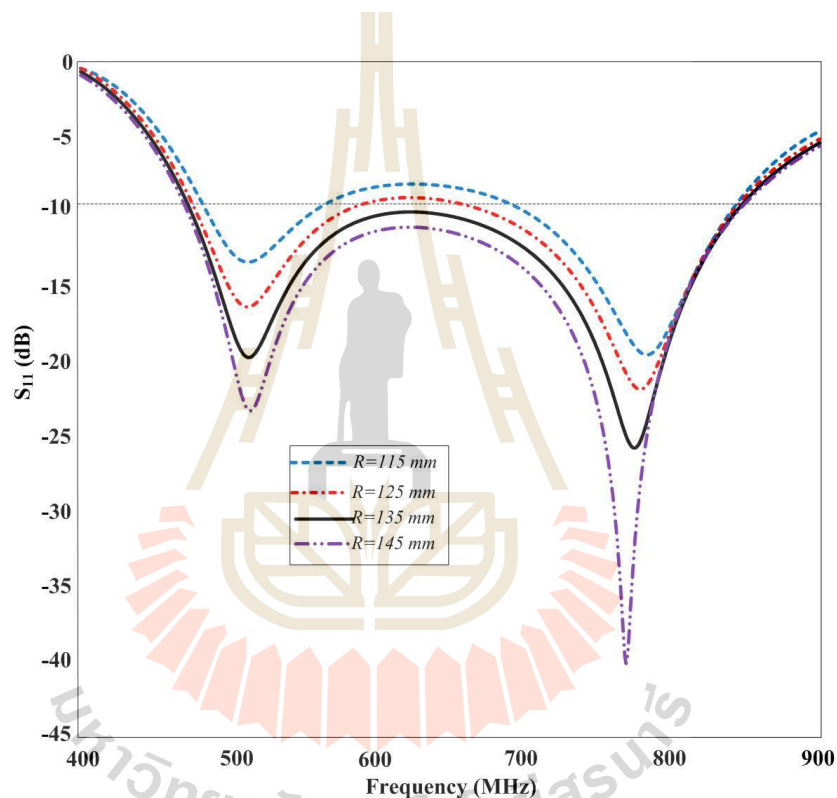
(ก) โครงสร้างสายอากาศ



(ข) แบบจำลองสายอากาศ

รูปที่ 4.22 โครงสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์

ในตารางที่ 4.2 ได้สรุปค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิพแบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST แสดงดังรูปที่ 4.23 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ระยะห่าง (R) ที่ค่าต่าง ๆ พบว่า ที่ระยะ R เท่ากับ 135 มิลลิเมตร มีช่วงความกว้างแถบความถี่ที่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB ตลอดทั้งแถบความถี่ปฏิบัติการ โดยมีช่วงแถบความถี่อยู่ที่ 470 MHz – 850 MHz ดังนั้นจากการจำลองดังกล่าวจึงเลือก R เท่ากับ 135 มิลลิเมตร เพื่อใช้สำหรับการจำลองผลพารามิเตอร์ต่าง ๆ ต่อไป

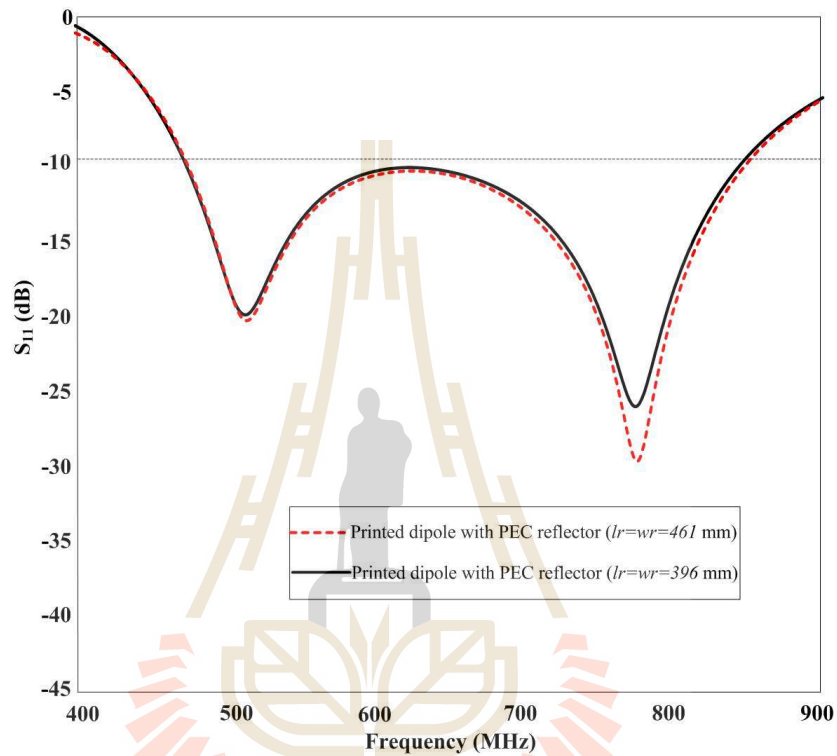


รูปที่ 4.23 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ เมื่อระยะ R แตกต่างกัน

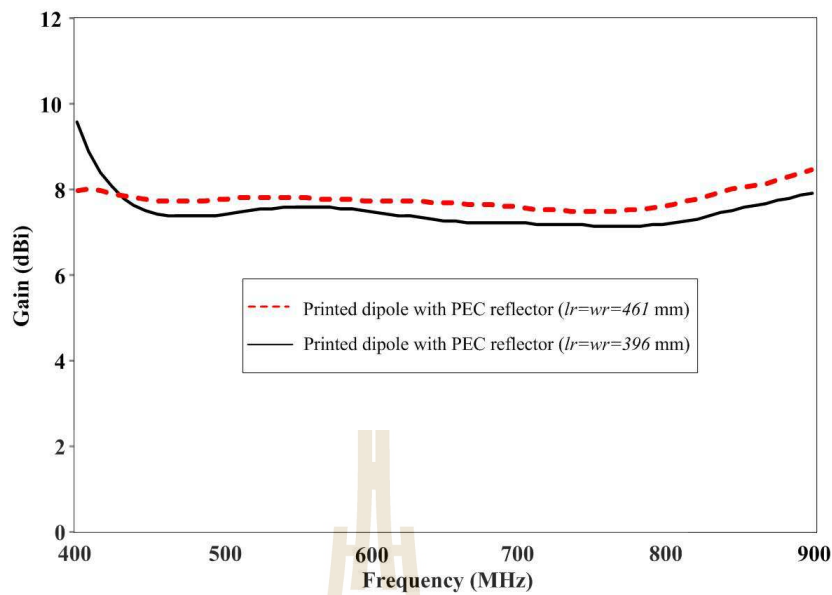
4.4.2 การพิจารณาขนาดของตัวสะท้อน PEC

จากข้อกำหนดของขนาดของตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ที่ผ่านมาที่มีขนาดเท่ากับ 461 มิลลิเมตร (1λ) นั้น จึงได้ลองทำการเปรียบเทียบโดยเลือกใช้ขนาดของตัวสะท้อน PEC เท่ากับ 461 มิลลิเมตร (1λ) และขนาด เท่ากับ 396 มิลลิเมตร (0.85λ) (เท่ากับขนาดของ EBG) พิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และอัตราขยาย เพื่อประกอบการเลือกขนาดของตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์และนำผลการจำลองที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการจำลองในขั้นตอนต่อไป ดังแสดงในรูปที่ 4.24 (ก) และ (ข) ตามลำดับ จากผลการจำลองเปรียบเทียบค่า

สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอัตราขยาย ของสายอากาศร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้า สมบูรณ์ขนาด เท่ากับ 461 มิลลิเมตร และ 396 มิลลิเมตร จะมีผลเฉยที่มีค่าใกล้เคียงกันมาก ดังนั้น จึงได้ทำการเลือกขนาด เท่ากับ 396 มิลลิเมตร เนื่องจากมีขนาดเล็กกว่า พร้อมทั้งจะทำการ วิเคราะห์ผลต่อไป



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

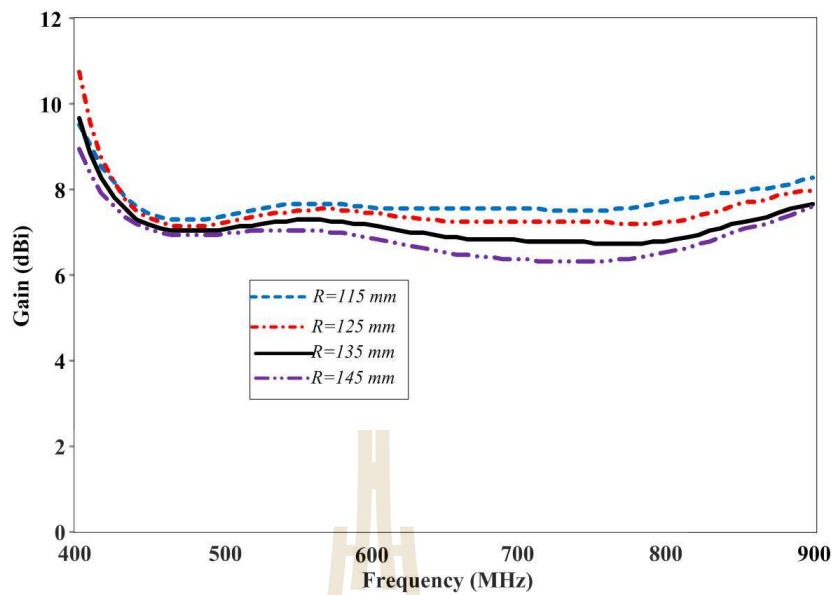


(ข) ค่าอัตราขยาย

รูปที่ 4.24 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอัตราขยายเมื่อขนาดของตัวสะท้อนแตกต่างกัน

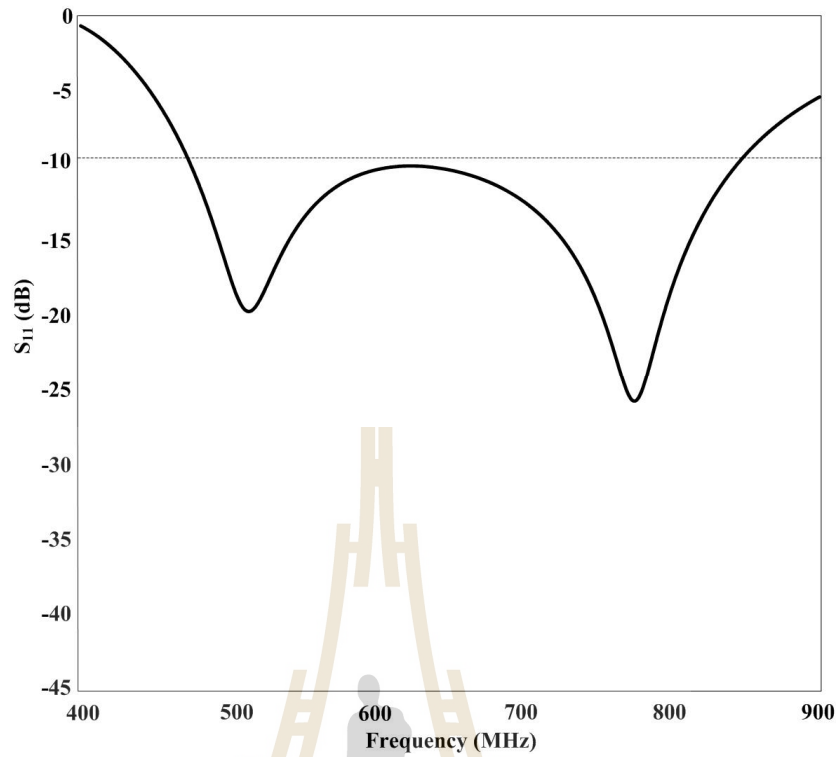
4.4.3 การพิจารณาอัตราขยาย

จากการพิจารณาขนาดของตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ในหัวข้อ 4.4.2 ที่ผ่านมา ได้ทำการเลือกขนาดของตัวสะท้อน PEC ที่มีความกว้าง เท่ากับ 396 มิลลิเมตร และความยาว เท่ากับ 396 มิลลิเมตร ดังนั้นในขั้นตอนต่อไปได้ทำการพิจารณาอัตราขยายของสายอากาศ จากรูปที่ 4.25 เป็นการแสดงผลจากการจำลองค่าอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าเมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างอิลิเมนต์ตัวขับกับอิลิเมนต์ตัวสะท้อนที่แตกต่างกัน โดยการเริ่มต้นระยะ R ดังนี้ คือ 115 มิลลิเมตร 125 มิลลิเมตร 135 มิลลิเมตร และ 145 มิลลิเมตร ตามลำดับ พบว่าที่ระยะห่าง 135 มิลลิเมตร (0.29λ) มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำที่สุดและมีความกว้างแถบครอบคลุมตลอดย่านความถี่ตามที่กำหนด หากพิจารณาเฉพาะอัตราขยายเพียงอย่างเดียวจะเห็นว่าที่ระยะ 0.25 λ หรือ 115 มิลลิเมตร จะให้อัตราขยายสูงที่สุดแต่เมื่อพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความกว้างแถบที่ระยะเดียวกันนี้ จะเห็นว่าค่าคุณลักษณะทั้งสองจะไม่ผ่านมาตรฐานที่กำหนด ดังแสดงในรูปที่ 4.23 ดังนั้นจึงเลือกค่าระยะห่างที่ (0.29λ) หรือที่ 135 มิลลิเมตร เป็นอันดับแรกก่อนเพื่อใช้เป็นมาตรฐานขั้นต้นในการกำหนดระยะห่าง (R) ระหว่างอิลิเมนต์ตัวขับและอิลิเมนต์ตัวสะท้อนของสายอากาศแถวลำดับปรกติต้นแบบ

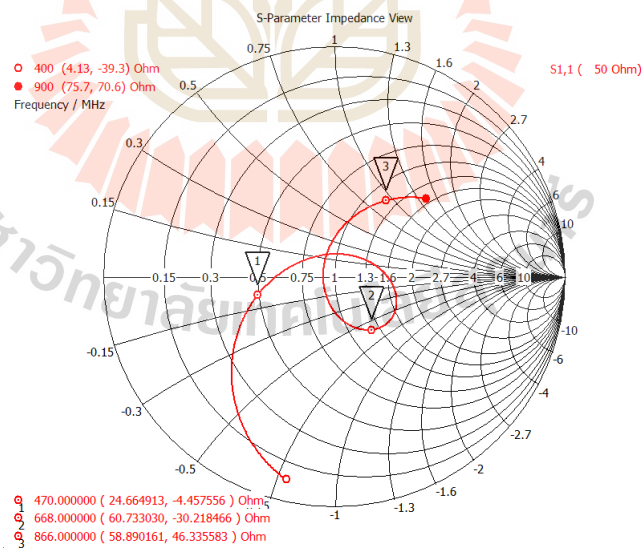


รูปที่ 4.25 ผลการจำลองค่าอัตราขยาย เมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ตัวป้อนกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อน PEC ที่ระยะห่างค่าต่าง ๆ

หลังจากนั้นนำขนาดตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ขนาด เท่ากับ 396 มิลลิเมตร มาจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST อีกครั้งหนึ่ง โดยคงระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ทั้งสองไว้ที่เท่ากับ 135 มิลลิเมตร เพื่อยืนยันผลเฉลยของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าความกว้างแถบความถี่อีกครั้ง โดยจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับครอบคลุมตลอดทั้งแถบความถี่ปฏิบัติการ ซึ่งผลเฉลยยังคงให้คุณลักษณะอยู่ในมาตรฐานที่กำหนด ดังแสดงในรูปที่ 4.26 (ก) และเมื่อทำการจำลองผลเพื่อหาผลเฉลยของค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศหลังจากติดตั้งอีลิเมนต์ตัวสะท้อนขนาด 396 มิลลิเมตร x 396 มิลลิเมตร วางห่างจากอีลิเมนต์ตัวขับเท่ากับ 135 มิลลิเมตร พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตลอดความถี่ 470 MHz – 850 MHz มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 4.26 (ข) ซึ่งถือว่าสามารถเกิดการแมตช์ได้ตลอดความถี่แถบโดยไม่เกิดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (voltage standing wave ratio) สูงกว่า 2.0:1.0 เมื่อใช้งานเป็นสายอากาศด้านรับ (receiving antenna) เช่นเดียวกับกรณีของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่จำลองผลโดยปราศจากอีลิเมนต์ตัวสะท้อน



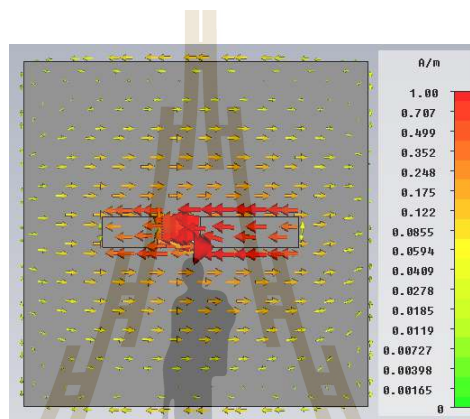
(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



(ข) อิมพีแดนซ์ด้านเข้า

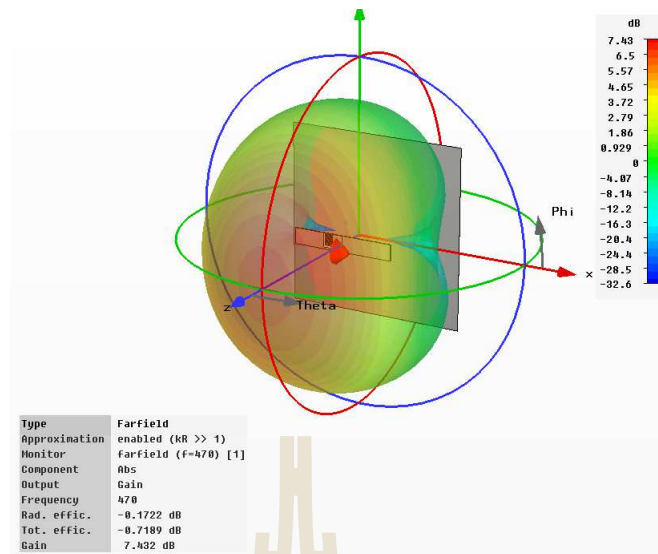
รูปที่ 4.26 ผลการจำลองสายอากาศ เมื่อใส่อิมพีแดนซ์ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์

จากนั้นทำการจำลองผลเพื่อพิจารณาการแจกแจงกระแส (current distribution) ที่เกิดขึ้นบนโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้า สมบูรณ์อีกครั้ง ว่ายังคงมีคุณลักษณะเดิมเช่นเดียวกับครั้งแรกก่อนใส่อิลิเมนต์ตัวสะท้อนหรือไม่ ซึ่งพบว่าสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากซึ่งทำหน้าที่เป็นอิลิเมนต์ตัวป้อนยังคงรักษาคุณลักษณะทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเหมือนเดิมทุกประการ ดังแสดงในรูปที่ 4.27 จึงสรุปได้ว่าอิลิเมนต์ตัวขับนี้ยังคงให้คุณลักษณะการโพลาไรซ์แบบเส้นตรงในแนวอนเช่นเดิมแม้ว่าจะติดตั้งอิลิเมนต์ตัวสะท้อนไว้ที่ด้านหลังเพิ่มเติมเข้าไปก็ตาม

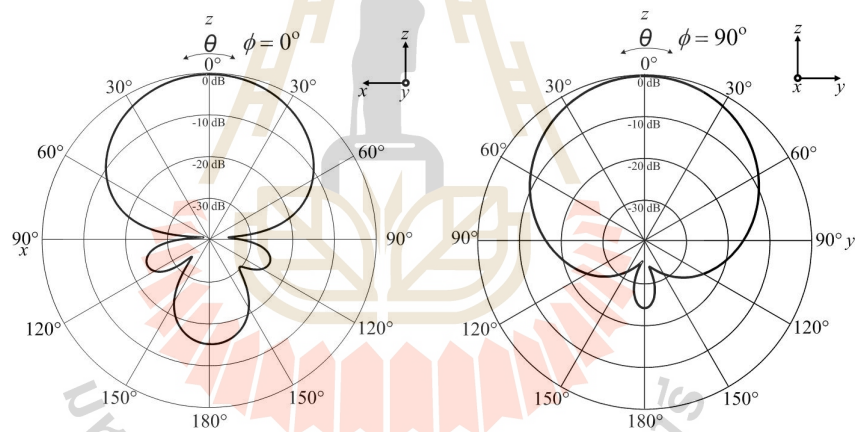


รูปที่ 4.27 ผลการจำลองการแจกแจงกระแสของกระแสดายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากที่ทำงานร่วมกับอิลิเมนต์ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ที่ความถี่ 650 MHz

ประเด็นสำคัญที่จำเป็นต้องพิจารณาในกรณีนี้ที่สายอากาศมีคุณลักษณะของความกว้างแถบความถี่ค่อนข้างกว้าง (wide-bandwidth) ก็คือ แบบรูปการแผ่กำลังและอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่จะมีลักษณะและค่าที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงทำการจำลองหาผลเฉลยของคุณลักษณะทั้งสองอย่างดังกล่าว โดยแยกออกเป็น 3 ช่วงความถี่ ได้แก่ ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz เพื่อทำการศึกษาในความแตกต่างดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 4.28 – 4.30 ตามลำดับ



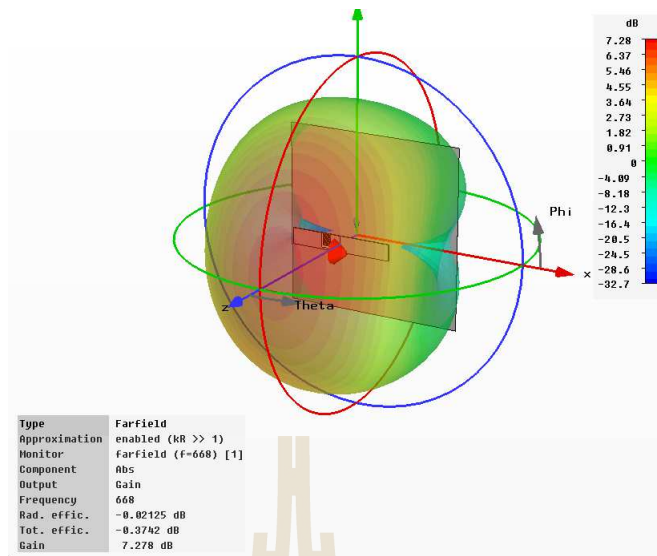
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



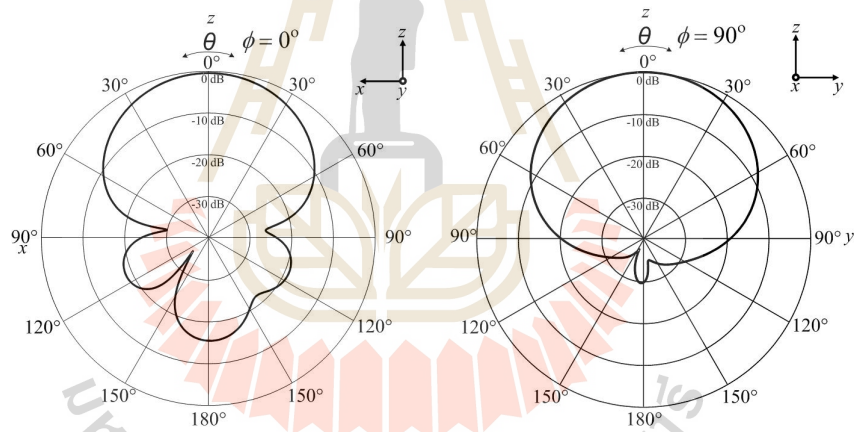
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.28 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ
ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ที่ความถี่ 470 MHz



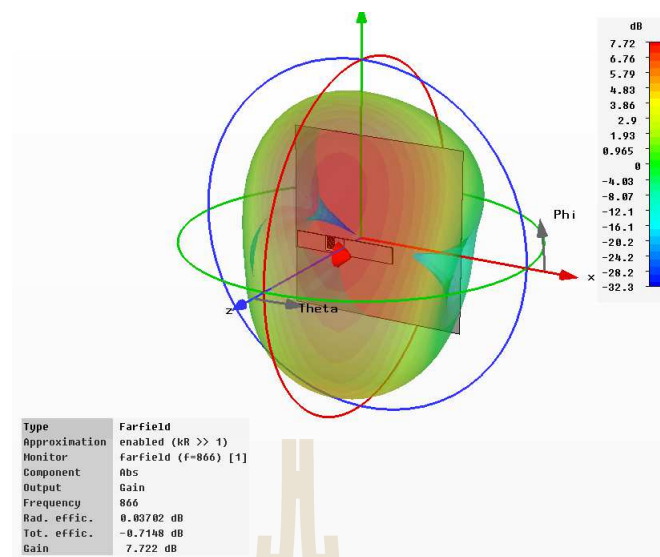
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



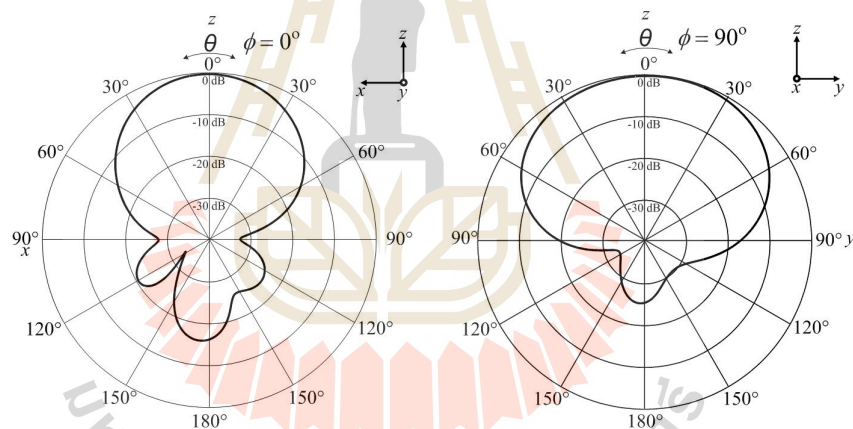
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.29 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับ ตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ที่ความถี่ 668 MHz



(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง

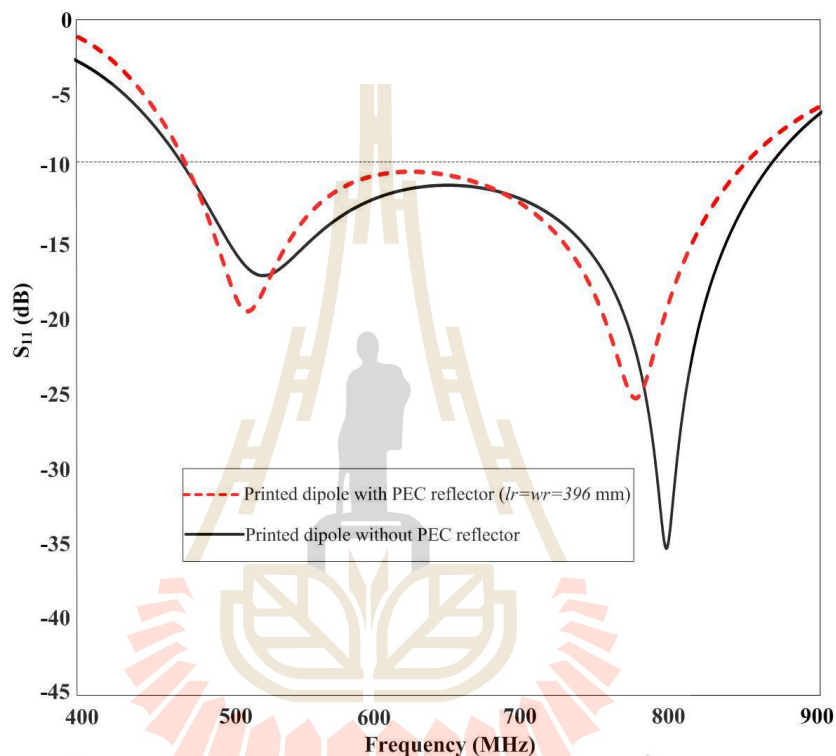


(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า (ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.30 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ที่ความถี่ 866 MHz

จากรูปที่ 4.28–4.30 พบว่าผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์จะเปลี่ยนแบบรูปการแผ่กำลังจากแบบรูปการแผ่กำลังแบบรอบทิศทางในระนาบเดี่ยวมาเป็นแบบมีทิศทางได้อย่างชัดเจนซึ่งส่งผลให้สามารถเพิ่มค่าสภาพเจาะงทศทางหรือค่าอัตราขยายได้ จากรูปดังกล่าว จะสังเกตได้ว่าที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ผลการจำลองค่าอัตราขยายจะมีค่าเท่ากับ 7.432 dB

7.278 dB และ 7.722 dB ตามลำดับ ในขณะที่ขนาดความกว้างลำครึ่งกำลัง (half-power beamwidth: HPBW) ที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่า 68/93.8 องศา 66.4/100.8 องศา และ 61.1/128.2 องศา ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ในขณะที่ความถี่ 866 MHz แบบรูปการแผ่กำลังก่อนข้างจะมีค่า HPBW ในระนาบสนามแม่เหล็กกว้างที่สุดแต่ยังคงมีลักษณะของแบบรูปการแผ่กำลังแบบมีทิศทางอยู่



รูปที่ 4.31 เปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบ ร่องบากที่ไม่มีตัวสะท้อนและมีตัวสะท้อนตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์

จากรูปที่ 4.31 เป็นการพิจารณาความแตกต่างของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและความกว้างแถบความถี่ระหว่างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากในขณะที่มีและไม่มีอีลิเมนต์ตัวสะท้อน จากรูปพบว่าเมื่อใส่อีลิเมนต์ตัวสะท้อนเพิ่มเข้าไปในตำแหน่งที่เหมาะสม ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับหรือ S_{11} จะมีค่าน้อยลงอยู่ที่ -25.49 dB และมีความกว้างแถบอยู่ในช่วงความถี่ระหว่าง 470 MHz – 850 MHz หรือประมาณ 57.57% เมื่อเทียบกับความถี่กลาง 650 MHz ในขณะที่ปราศจากอีลิเมนต์ตัวสะท้อน ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับหรือ S_{11} จะมีค่าสูงกว่าอยู่ที่ -35.52 dB และมีความกว้างแถบความถี่อยู่ในช่วงความถี่ระหว่าง 470 MHz – 866.55 MHz หรือประมาณ 59.34% เมื่อเทียบกับความถี่กลาง 650 MHz เช่นเดียวกัน

4.5 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG)

จากแนวคิดการนำโครงสร้างของ EBG มาใช้เป็นตัวสนับสนุนให้สายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากเดิม โดยยังคงรักษาความกว้างแถบความถี่ให้ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 MHz – 862 MHz ได้เหมือนเดิม นอกจากนี้คุณสมบัติของ EBG จะช่วยแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อใช้ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ โดยสามารถกำจัดคลื่นผิว (surface wave) ได้ ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนคลื่นให้พุ่งออกไปในทิศทางด้านหน้าซึ่งจะส่งผลให้พู่ด้านข้าง (side lobes) และพู่หลัง (back lobe) ของสายอากาศลดลงและเพิ่มอัตราขยายด้านหน้าให้กับสายอากาศให้สูงยิ่งขึ้นแทน ดังนั้น จึงได้ทำการศึกษาและออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด โดยกำหนดให้มีพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังนี้ (Yang F., Rahmat-Samii Y, 2009) ซึ่งใช้เป็นค่าพารามิเตอร์อ้างอิงเริ่มต้นในการออกแบบ

ตารางที่ 4.3 ขนาดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอ้างอิง

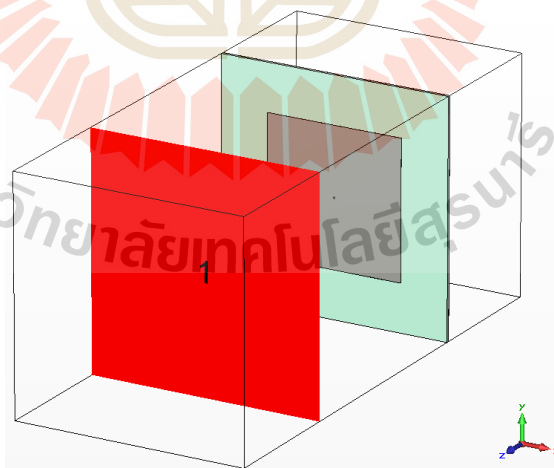
หมายเลข	พารามิเตอร์		
	ส่วนประกอบ	ขนาด (λ)	ขนาด (มิลลิเมตร)
1	ความกว้างแพทช์ (W)	0.12	55.32
2	ความสูงวัสดุฐานรอง (h)	0.04	18.44
3	รัศมีของเส้นลวด (r)	0.005	2.305
4	ช่องว่างระหว่างแพทช์ (g)	0.02	9.22
5	ค่าสภาพยอม (ϵ_r)	2.2	

จากค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้สำหรับอ้างอิงการออกแบบ ดังตารางที่ 4.3 แต่เนื่องจากข้อจำกัดของวัสดุที่มี คือ ต้องเป็นวัสดุที่หาง่าย ราคาถูก โดยกำหนดให้มีค่าสภาพยอม (ϵ_r) และค่าความสูงวัสดุฐานรอง เท่ากับ 4.4 และ 1.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ จากทฤษฎีบทที่ 3 ที่ผ่านมากำหนดให้พื้นผิวช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะไม่กลับเฟส เมื่อมีระยะห่างจากผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากับตัวป้อนสัญญาณโดยเป็นคลื่นระนาบ (plane wave) เท่ากับ $\lambda/2$ ซึ่งคลื่นระนาบที่สะท้อนกลับมาจะมีเฟสเป็นศูนย์พอดี จากรูปที่ 4.32 (ก) และ (ข) แสดงแบบจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และค่าเฟสของการสะท้อนกลับ ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าค่าเฟสของการสะท้อนกลับเป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบเนื่องจากการปรับค่าที่เหมาะสม เพื่อให้ได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำงานที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz – 862 MHz พิจารณาจากค่าเฟสเท่ากับศูนย์ ที่ความถี่เท่ากับ 650 MHz และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถทำงานได้ที่เฟสมีค่าเท่ากับ +90 องศา ถึง -90 องศา ในสถานะที่เฟส

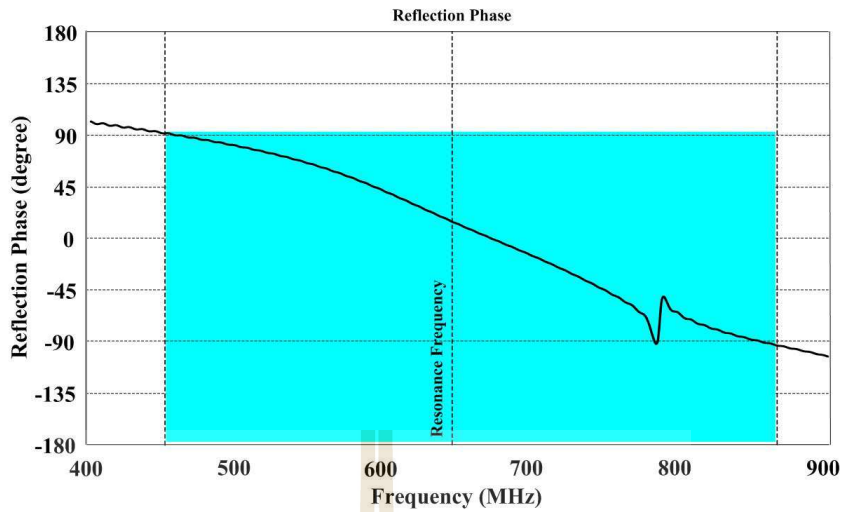
ตรงกัน (in-phase) เพื่อใช้เป็นตัวสะท้อนของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ให้มีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่ 470 MHz – 862 MHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าที่เหมาะสม ได้แก่ ความกว้างของแผ่นตัวนำ (patch width: W) และ ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width: g) ซึ่งจะพิจารณาการปรับค่าที่เหมาะสมจากค่าเฟสของการสะท้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าให้มีค่าเท่ากับศูนย์ จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำงาน ตลอดช่วงความถี่ปฏิบัติการ แสดงค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ ดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

หมายเลข	พารามิเตอร์		
	ส่วนประกอบ	ขนาด (λ)	ขนาด (มิลลิเมตร)
1	ความกว้างแพทช์ (W)	0.156	72.16
2	ความสูงวัสดุฐานรอง (h)	0.003	1.6
3	รัศมีของเส้นลวด (r)	0.001	0.5
4	ช่องว่างระหว่างแพทช์ (g)	0.056	26.08
5	ค่าสภาพยอม (ϵ_r)	4.4	



(ก) แบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

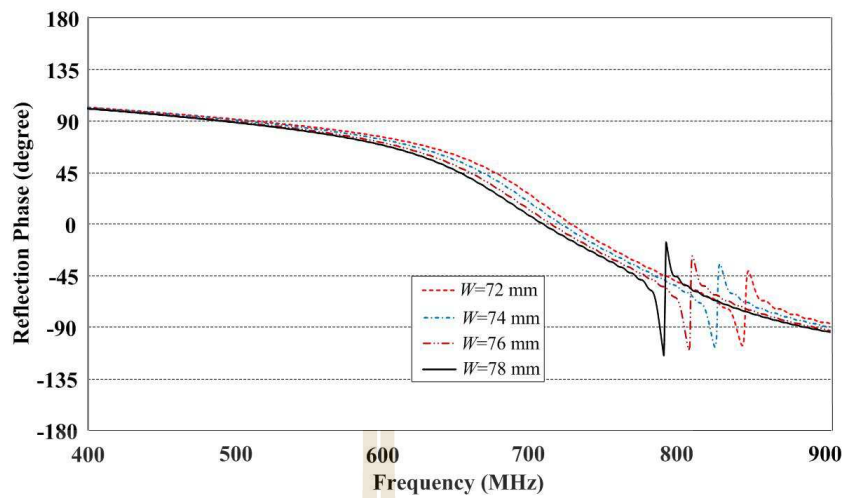


(ข) เฟสสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 1 หน่วยเซลล์

รูปที่ 4.32 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

4.5.1 ผลการจำลองโดยการปรับค่าความกว้างของแพทช์ (W)

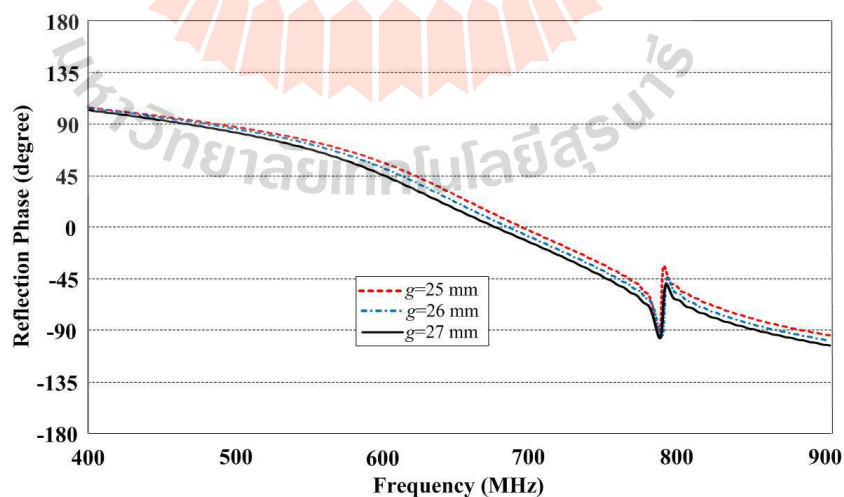
ขั้นตอนนี้ทำการปรับค่าความกว้างของแพทช์ (W) โดยกำหนดให้ช่องว่างระหว่างแพทช์ (g) เล็กไว้ที่ขนาด เท่ากับ 26 มิลลิเมตร ก่อนแล้วจำลองผลเพื่อพิจารณาแนวโน้มของเฟสการสะท้อน และเลือกใช้ขนาดของรัศมีเส้นลวด (r) ที่ขนาดเริ่มต้น เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร จะทำการพิจารณาขนาดความกว้างของแพทช์ ดังนี้ คือ 72 มิลลิเมตร 74 มิลลิเมตร 76 มิลลิเมตร และ 78 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองเฟสการสะท้อน พบว่าที่ขนาดความกว้างแพทช์ เท่ากับ 78 มิลลิเมตร จะมีเฟสการสะท้อนเข้าใกล้ศูนย์องศา ที่ความถี่ใกล้ 650 MHz มากที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 4.33 เพื่อนำค่าไปพิจารณาในขั้นตอนต่อไป



รูปที่ 4.33 เฟสสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อปรับขนาดความกว้างแพทช์

4.5.2 ผลการจำลองโดยการปรับค่าช่องว่างระหว่างแพทช์ (g)

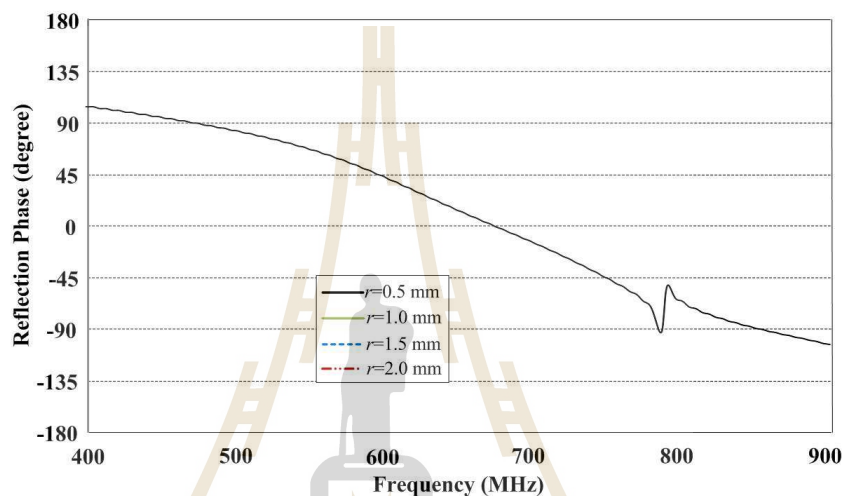
ขั้นตอนต่อมา จะทำการปรับขนาดของช่องว่างระหว่างแพทช์ (g) โดยกำหนดให้รัศมีเส้นลวด (r)=0.5 มิลลิเมตร ความกว้างของแพทช์ (W)=78 มิลลิเมตร โดยปรับช่องว่างระหว่างแพทช์ ดังนี้ คือ 25 มิลลิเมตร 26 มิลลิเมตร และ 27 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งผลจากการจำลองเฟสการสะท้อน พบว่าที่ขนาดช่องว่างระหว่างแพทช์ มีค่าเท่ากับ 27 มิลลิเมตร จะมีเฟสสะท้อนเข้าใกล้ศูนย์ที่ความถี่ใกล้ความถี่ 650 MHz มากที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 4.34



รูปที่ 4.34 เฟสสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อปรับขนาดช่องว่างระหว่างแพทช์

4.5.3 ผลการจำลองโดยการปรับค่ารัศมีเส้นลวด (r)

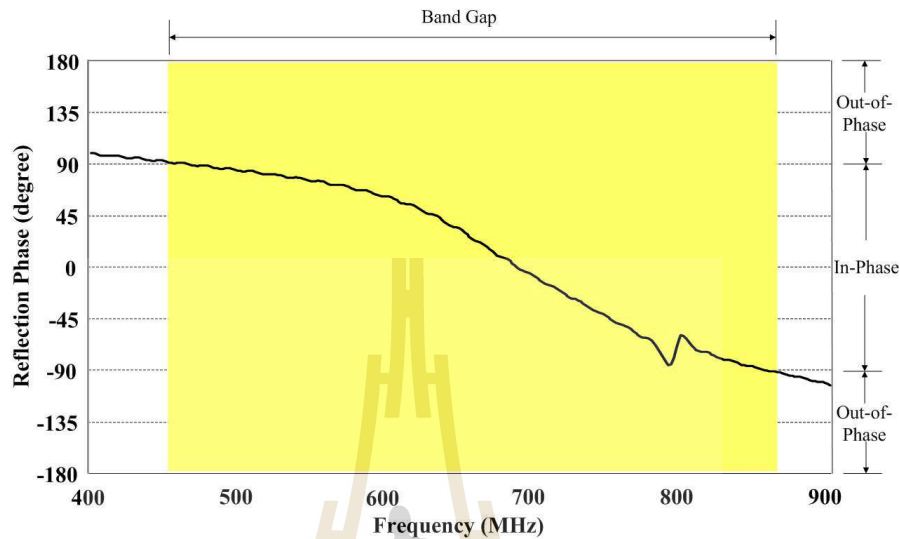
ทำการปรับค่ารัศมีเส้นลวด (r) โดยกำหนดให้ความกว้างของแพทช์ (W)=78 มิลลิเมตร และช่องว่างระหว่างแพทช์ (g) เลือกใช้ขนาด 27 มิลลิเมตร ดั้งชั้นตอนในหัวข้อที่ผ่านมา ในการพิจารณาขนาดของรัศมีเส้นลวดนั้น จะทำการพิจารณาขนาดดังนี้คือ 0.5 มิลลิเมตร 1.0 มิลลิเมตร 1.5 มิลลิเมตร และ 2.0 มิลลิเมตร ตามลำดับ พบว่าค่าสะท้อนเฟสจะมีค่าไม่แตกต่างกันมากนักที่ขนาดรัศมีที่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงเลือกขนาด เท่ากับ 0.5 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.35 เฟสสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเมื่อปรับค่ารัศมีเส้นลวด

จากรูปที่ 4.36 จะพบว่า เมื่อทำการปรับขนาดความกว้างของแพทช์แล้ว จะทำให้เฟสมีค่าใกล้เคียงกัน ที่ขนาดความกว้าง เท่ากับ 78 มิลลิเมตร เนื่องจากในการประกอบใช้งานจริงช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้าจะทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนร่วมกับตัวแผ่กำลังได้แก่ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ที่มีระยะห่างระหว่างทั้งสององค์ประกอบ เท่ากับ 130 มิลลิเมตร ต่อมาได้ทำการปรับอีกเล็กน้อยเพื่อให้ได้ค่าที่ดีที่สุด และให้ได้ขนาดของสายอากาศที่มีขนาดกะทัดรัด จะได้เฟสสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถทำงานได้ตลอดแถบความถี่ปฏิบัติการ โดยออกแบบไว้ที่ความถี่ 650 MHz พิจารณาจากค่าเฟสเท่ากับศูนย์ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะสามารถทำงานในสถานะไม่กลับเฟส อยู่ที่ช่วงประมาณ $+90^\circ$ ถึง -90° เพื่อใช้เป็นตัวสะท้อนคลื่น จากสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ให้มีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการที่ 470 MHz – 862 MHz โดยมีพารามิเตอร์ที่สำคัญในการปรับค่าให้เหมาะสม ได้แก่ ช่องว่างระหว่างแพทช์ (g) รัศมีของเส้นลวด (r) และความกว้างแพทช์ (W) ซึ่งจะทำให้การพิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ต่อไป จะพบว่าค่าเฟสการสะท้อนเป็นไปตาม

วัตถุประสงค์ในการออกแบบเนื่องจากการปรับค่าให้เหมาะสม ดังรูปที่ 4.36 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้ทำการปรับแต่งให้เหมาะสม แสดงได้ดังตารางที่ 4.5



รูปที่ 4.36 เฟสสะท้อนของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

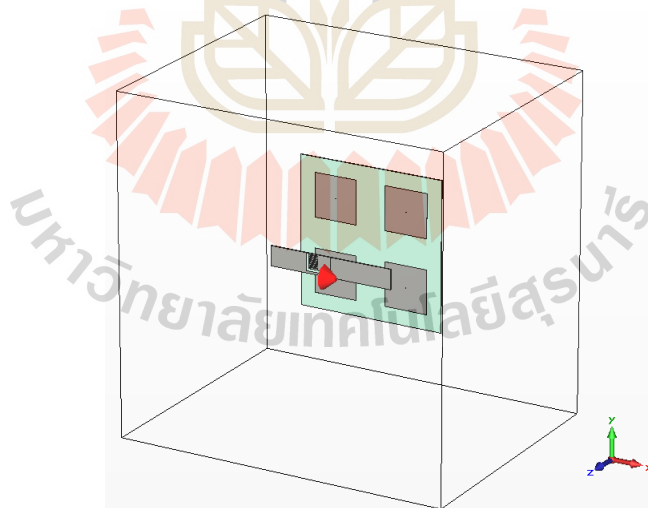
ตารางที่ 4.5 ขนาดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

หมายเลข	พารามิเตอร์		
	ส่วนประกอบ	ขนาด (λ)	ขนาด (mm)
1	ความกว้างแพทช์ (W)	0.169	78
2	ความสูงวัสดุฐานรอง (h)	0.0034	1.6
3	รัศมีของเส้นลวด (r)	0.001	0.5
4	ช่องว่างระหว่างแพทช์ (g)	0.058	27
5	ค่าสภาพยอม (ϵ_r)	4.4	

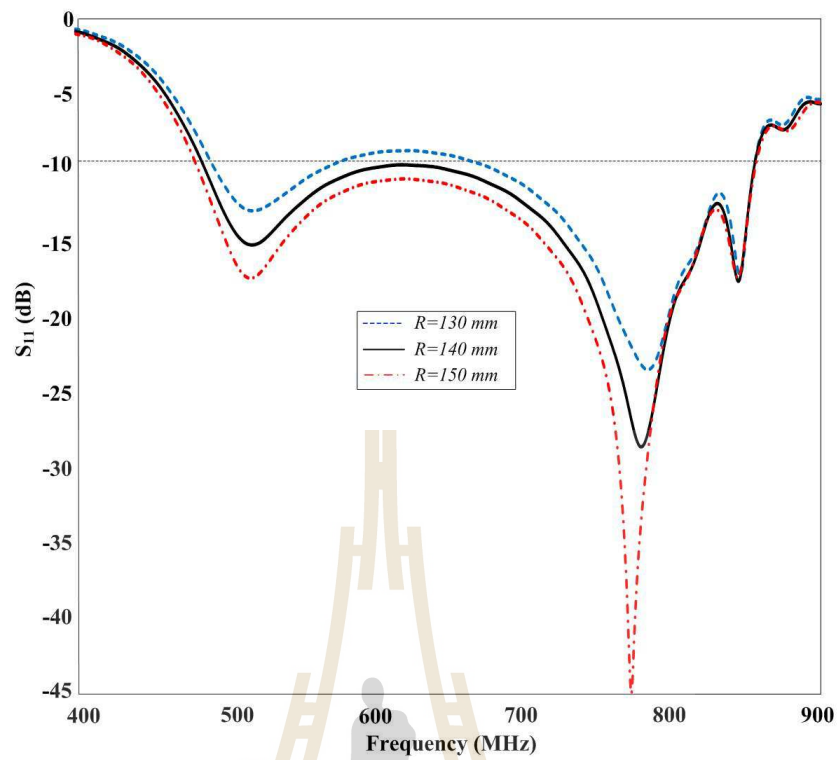
4.6 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG

สืบเนื่องจากการใช้ตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์มาทำหน้าที่เป็นอิลิเมนต์ตัวสะท้อนมาตั้งแต่ในอดีตนั้น ในหลายงานวิจัยพบว่าไม่สามารถทำให้ปราศจากโหลบด้านหลัง (back lobe) ของแบบรูปการแผ่กำลังได้ เนื่องจากไม่สามารถแก้ปัญหาคลื่นผิว (surface wave) ที่เกิดขึ้นบนพื้นผิวของอิลิเมนต์ตัวสะท้อนได้ คลื่นผิวนี้อาจเกิดการเลี้ยวเบน (diffraction) จากผิวด้านหน้าของอิลิเมนต์ตัวสะท้อนออกไปสู่ด้านหลังจนกลายเป็นโหลบด้านหลังของสายอากาศได้ ดังนั้นหากเราสามารถลด

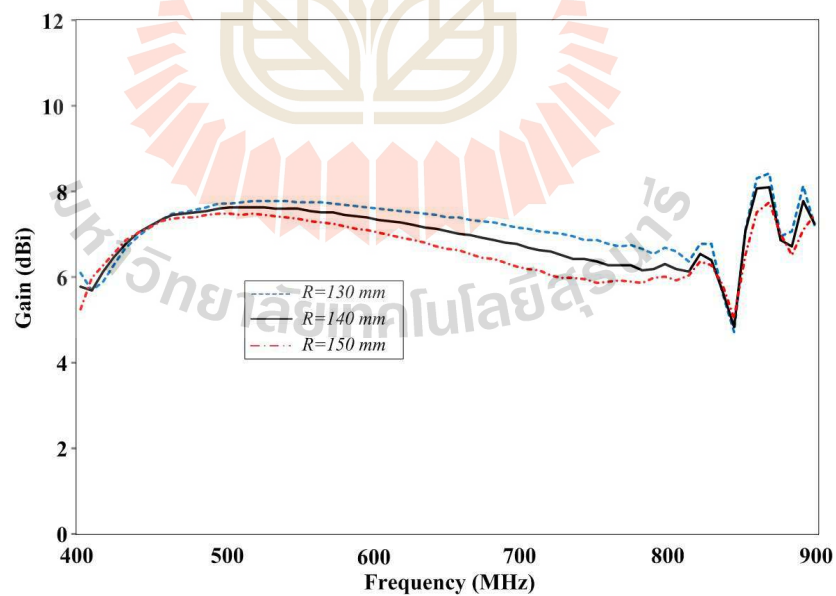
หรือกำจัดปรากฏการณ์ของคลื่นผิวได้และสามารถทำให้อิเล็กตรอนแผ่นสะท้อนเกิดการเรโซแนนซ์ที่ความถี่ใช้งานได้ จะส่งผลให้กำลังของคลื่นถูกสะท้อนส่งกลับไปยังทิศทางด้านหน้าได้มากขึ้น และทำให้อัตราขยายเพิ่มมากขึ้นกว่าที่ใช้อิเล็กทรอนิกส์ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ทั่วไป เทคนิคใหม่ ที่ปัจจุบันนักวิจัยให้ความสนใจที่จะพัฒนาอย่างมาก ก็คือ เทคนิคช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (electromagnetic band gap: EBG) ซึ่งมีอยู่หลายรูปแบบ ในวิทยานิพนธ์นี้ผู้จัดทำได้เลือกโครงสร้างของ EBG ที่มีลักษณะภาพตัดขวางด้านข้างคล้ายดอกเห็ด (mushroom-like EBG) จากรูปที่ 4.31 โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST ทำการจำลองผลสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่ทำงานร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ดังแสดง ในรูปที่ 4.37 โดยได้เริ่มต้นจำลองผลโดยใช้ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาดหนึ่งหน่วยเซลล์หรือมีขนาดจำนวน 2×2 อิเล็กเมนต์ จากนั้นได้ทำการจำลองผลโดยเปลี่ยนค่าระยะห่างระหว่างอิเล็กเมนต์ตัวข้างและอิเล็กเมนต์ตัวสะท้อน (R) เริ่มต้นที่ 130 มิลลิเมตร และเปลี่ยนแปลงค่าดังกล่าวดังนี้ คือ 130 มิลลิเมตร 140 มิลลิเมตร และ 150 มิลลิเมตร ตามลำดับ เพื่อหาระยะที่เหมาะสมที่ทำให้เฟสการสะท้อนกลับของคลื่นไม่เกิดการหักล้างกันซึ่งสามารถสังเกตได้จากสถานะการแมตช์ของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นได้โดยตรง ผลเฉลยจากการจำลองดังกล่าวได้แสดงไว้ในรูปที่ 4.38 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 4.37 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 2×2 อิเล็กเมนต์



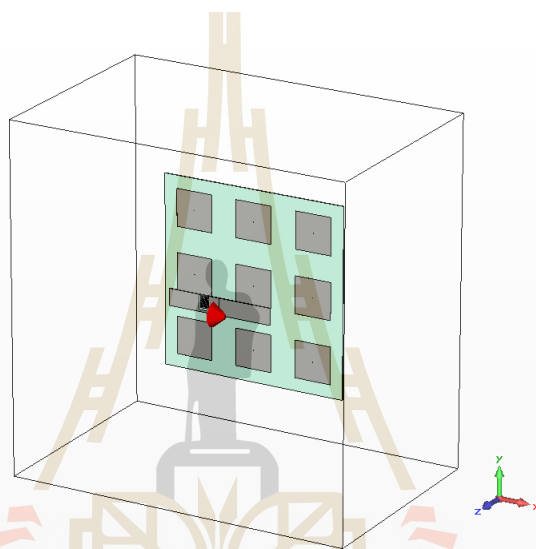
(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



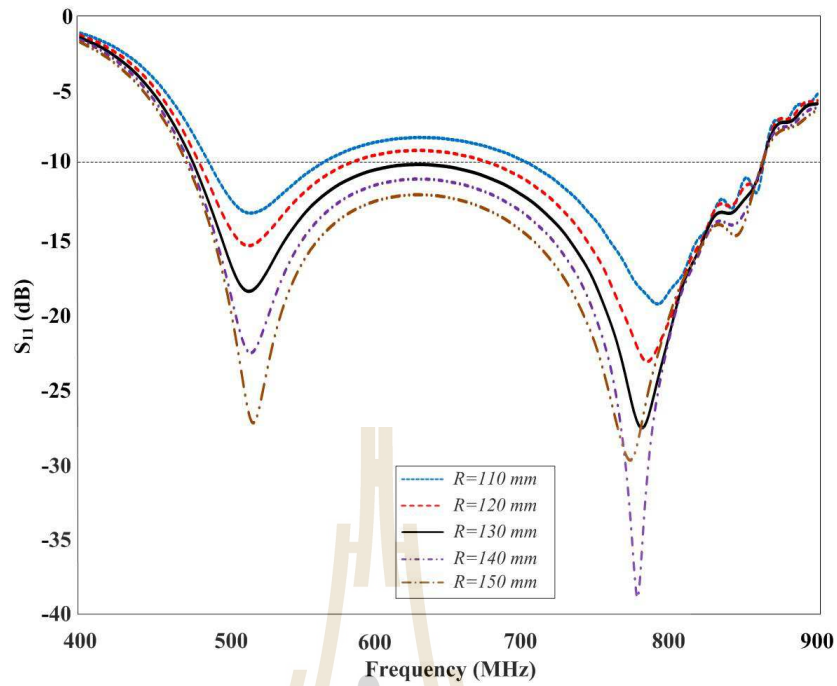
(ข) อัตราขยาย

รูปที่ 4.38 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG เมื่อมีการเปลี่ยนค่า R ที่ค่าต่าง ๆ

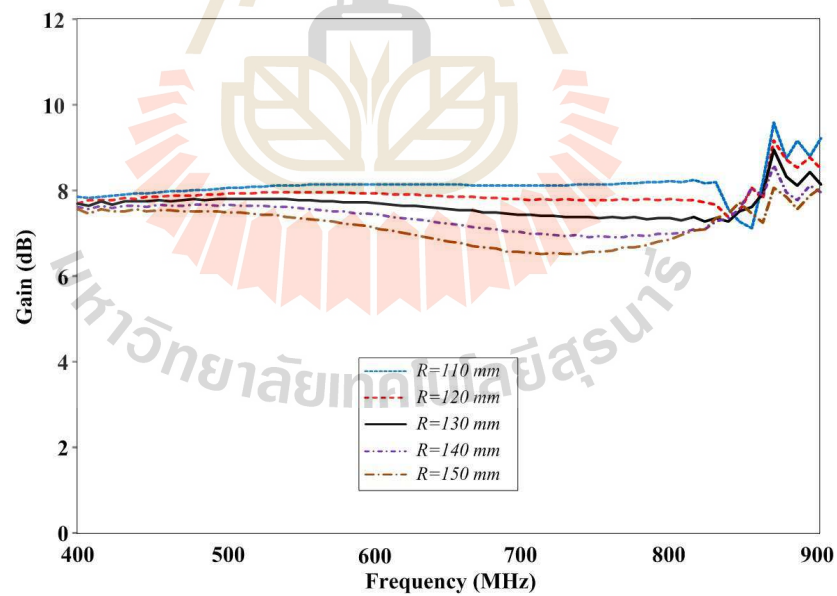
จากผลเฉลยที่ได้จากการจำลองสายอากาศโดยใช้เทคนิคใส่อีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาดหนึ่งหน่วยเซลล์หรือขนาด 2×2 อีลิเมนต์ พบว่าไม่กระทบต่อค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และค่าความกว้างแถบเลย แต่กลับให้อัตราขยายในทิศทางด้านหน้าที่สูงขึ้นเมื่อเทียบกับอีลิเมนต์ ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ทั่วไปอย่างชัดเจนและมีแนวโน้มจะสูงขึ้นไปอีกหากเพิ่มจำนวนหน่วยเซลล์ของ EBG ให้มากขึ้น จึงได้ทดลองเพิ่มจำนวนขนาด 3×3 อีลิเมนต์ ดังแสดงในรูปที่ 4.39 โดยมีผลเฉลยจากการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอัตราขยาย แสดงไว้ในรูปที่ 4.40 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



รูปที่ 4.39 แบบจำลอง โครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3×3 อีลิเมนต์



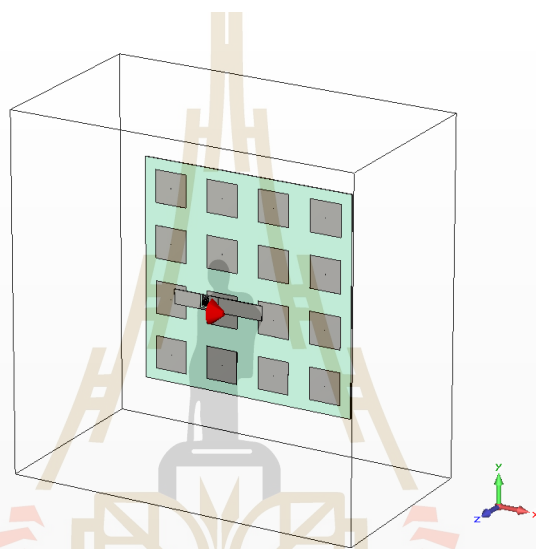
(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



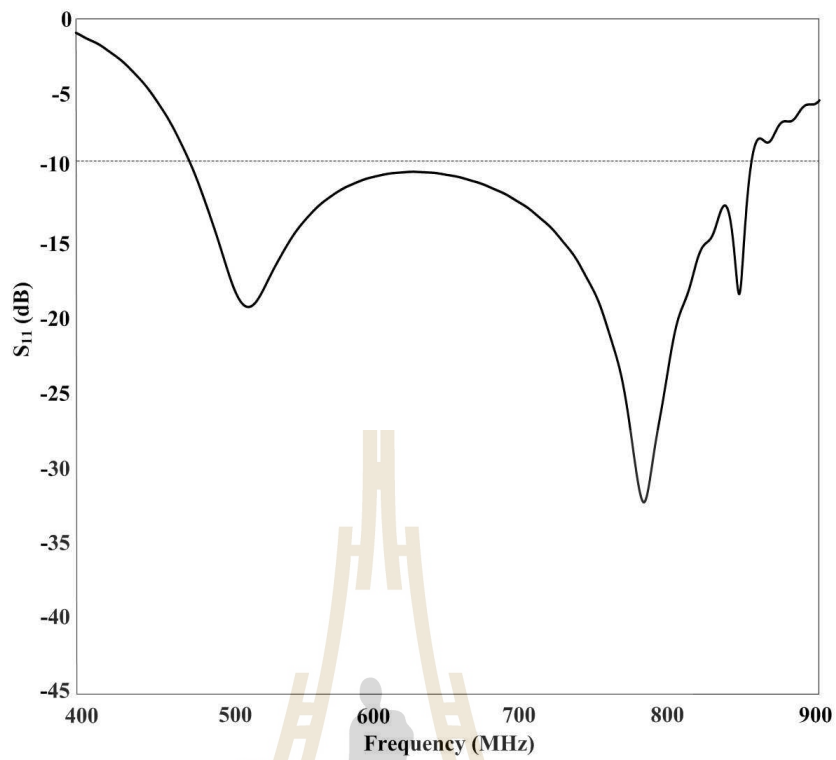
(ข) อัตรายบาย

รูปที่ 4.40 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อิลิเมนต์ เมื่อเปลี่ยนค่า R ที่มีค่าแตกต่าง

จากผลการจำลองค่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบเมื่ออีลิเมนต์ตัวสะท้อน EBG ถูกเพิ่มจำนวนของหน่วยเซลล์เป็นจำนวน 3×3 อีลิเมนต์ จะเห็นว่าสามารถช่วยให้มีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าสูงขึ้นจากเดิม อย่างไรก็ตามเพื่อติดตามผลการจำลองว่าหากเพิ่มจำนวนของหน่วยเซลล์ของ EBG มากขึ้น จะสามารถยกระดับอัตราขยายได้อีกมากน้อยเพียงใด จึงได้เพิ่มจำนวนหน่วยเซลล์อีก เป็นจำนวนขนาด 4×4 อีลิเมนต์ ดังแสดงในรูปที่ 4.41 (ก) และมีผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังรูปที่ 4.41 (ข) โดยได้ทำการเปรียบเทียบค่าอัตราขยาย แสดงไว้ในรูปที่ 4.42

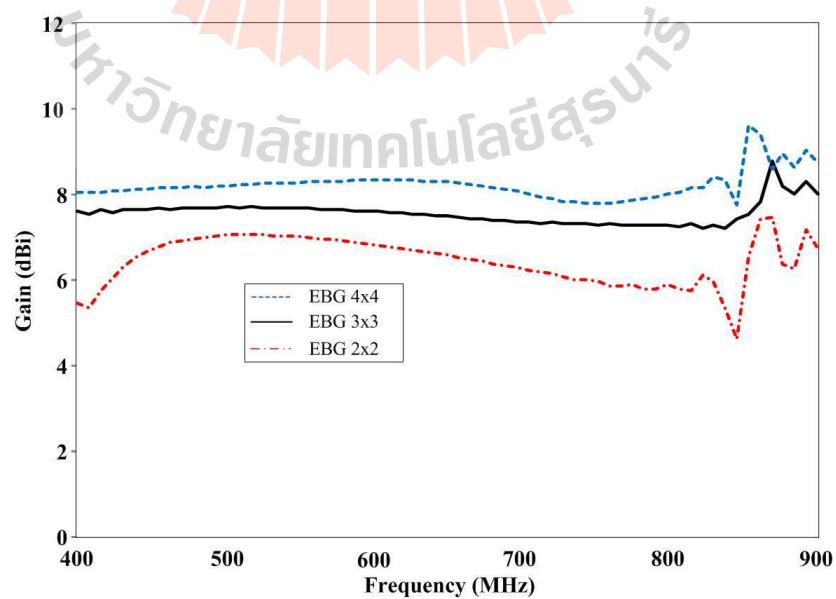


(ก) แบบจำลอง โครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 4×4 อีลิเมนต์



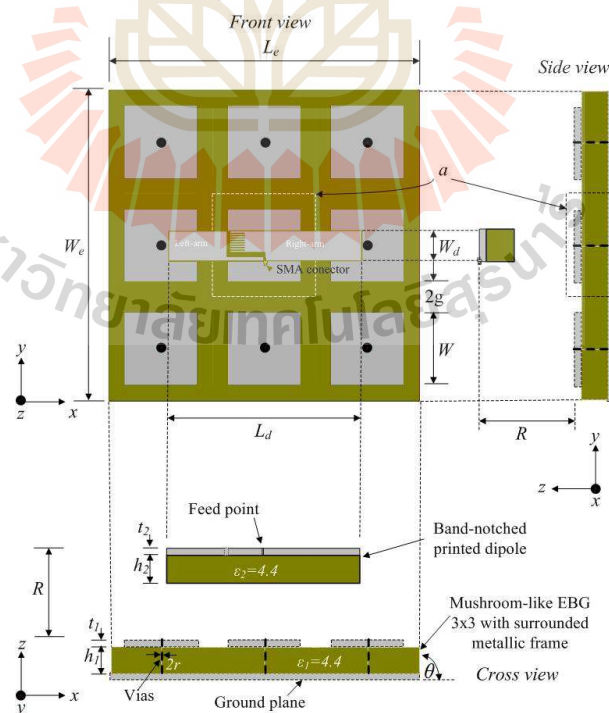
(ข) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

รูปที่ 4.41 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน แบบ EBG ขนาด 4x4 อีลิเมนต์



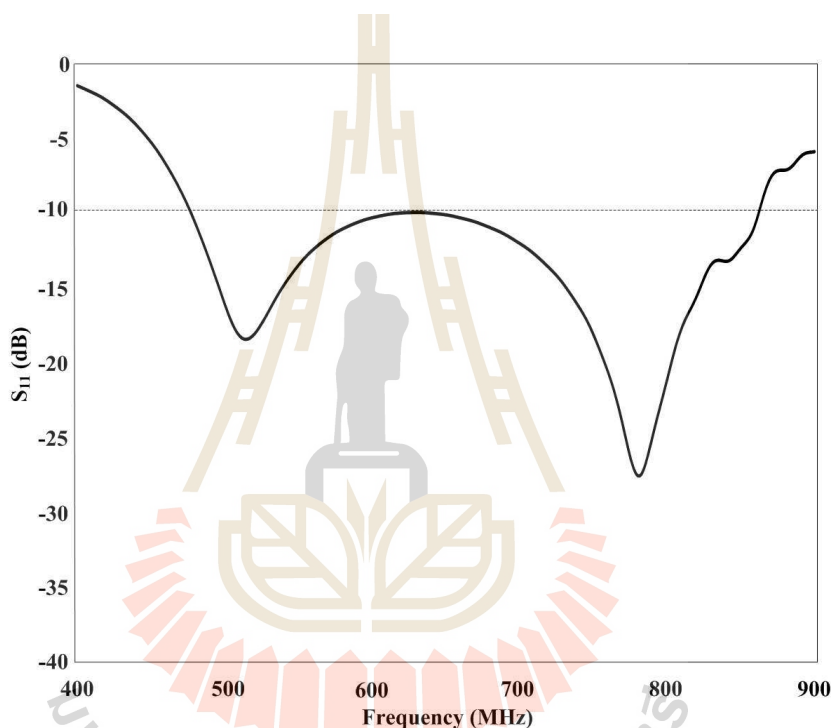
รูปที่ 4.42 ผลการจำลองอัตราขยายของสายอากาศร่วมกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อน EBG ที่ขนาดต่าง ๆ

จากรูปที่ 4.42 แสดงการเปรียบเทียบผลการจำลองที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์เมื่อติดตั้งอีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 2x2 อีลิเมนต์ 3x3 อีลิเมนต์ และ 4x4 อีลิเมนต์ ตามลำดับ เมื่อนำมาเปรียบเทียบเพื่อพิจารณาค่าอัตราขยาย จากรูปที่ 4.42 จะเห็นว่าเมื่อใช้อีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ สายอากาศต้นแบบจะให้ค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้นมากกว่า ขนาด 2x2 อีลิเมนต์ อย่างชัดเจนโดยมีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 MHz - 866.55 MHz และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับค่อนข้างใกล้เคียงกัน ในขณะที่เปลี่ยนมาใช้อีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 4x4 อีลิเมนต์ ก็จะส่งผลให้เกิดค่าอัตราขยายตลอดความถี่แถบเดิมสูงขึ้นอีกประมาณ 0.45 dB อย่างไรก็ตามหากเปรียบเทียบกับอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อย (ประมาณ 0.45 dB) แต่ขนาดของอีลิเมนต์ตัวสะท้อนมีขนาดใหญ่กว่าเดิมมาก (ขนาด 4x4 อีลิเมนต์มีขนาด $528 \times 528 \text{ mm}^2$ และขนาด 3x3 อีลิเมนต์ มีขนาดเพียง $396 \times 396 \text{ mm}^2$) ก็จะส่งผลกระทบต่อเรื่องของน้ำหนักและโครงสร้างโดยรวมของสายอากาศต้นแบบจะด้านลบมาก ดังนั้น จากผลเฉลยที่ได้จึงพิจารณาเลือกอีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ดังแสดงในรูปที่ 4.43 มาใช้ในการจำลองผลก่อน จากนั้นจะดำเนินการออกแบบอีลิเมนต์ตัวชี้ทิศ (director element) ที่เหมาะสมมาติดตั้งเพิ่มเติมในขั้นตอนสุดท้ายอีกครั้งหนึ่ง



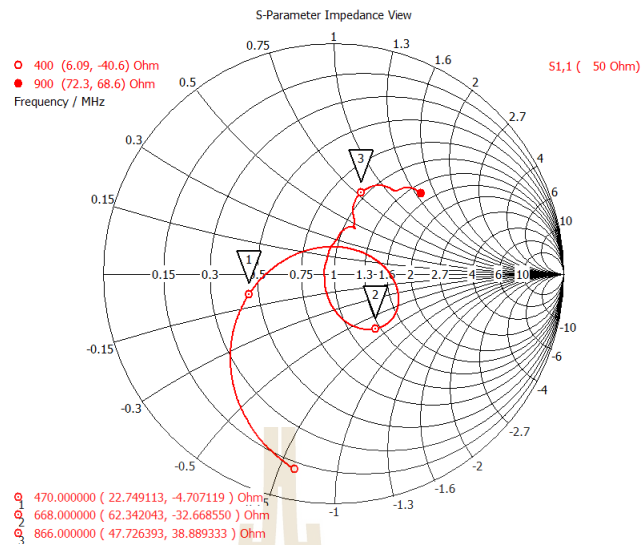
รูปที่ 4.43 โครงสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์

จากนั้นนำโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากพร้อมด้วยอีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ตามขนาดของโครงสร้างในรูปที่ 4.43 มาจำลองผลอีกครั้ง โดยคงระยะห่างระหว่างอีลิเมนต์ทั้งสองไว้ที่ 130 มิลลิเมตร เพื่อยืนยันผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและค่าความกว้างแถบอีกครั้ง ซึ่งผลการจำลองก็ยังคงให้คุณลักษณะอยู่ในมาตรฐานที่ได้กำหนดไว้ตั้งแต่ต้น ดังแสดงในรูปที่ 4.44 โดยมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุดอยู่ที่ -27.86 dB และมีความกว้างแถบอยู่ระหว่างช่วงความถี่ 470 MHz – 866.55 MHz หรือประมาณ 59.34% เมื่อเทียบกับความถี่กลางที่ 650 MHz



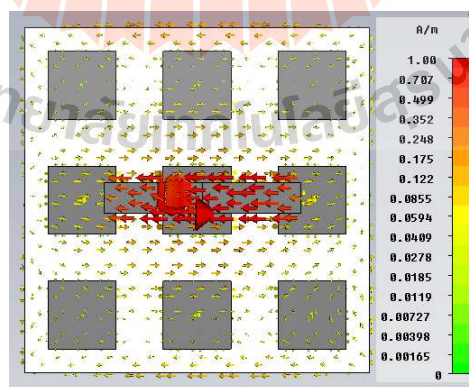
รูปที่ 4.44 ผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากพร้อมตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์

รูปที่ 4.45 แสดงผลการจำลองค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จากรูปที่ 4.45 พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบตลอดความกว้างแถบในช่วงความถี่ 470 MHz – 866 MHz จะมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม มากขึ้น (ดีกว่าการใช้อีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ซึ่งถือว่าสามารถเกิดการแมตช์ได้ตลอดความกว้างแถบโดยไม่เกิดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งแรงดัน (voltage standing wave ratio) สูงกว่า 2.0:1.0 เมื่อใช้งานเป็นสายอากาศด้านรับ (receiving antenna)



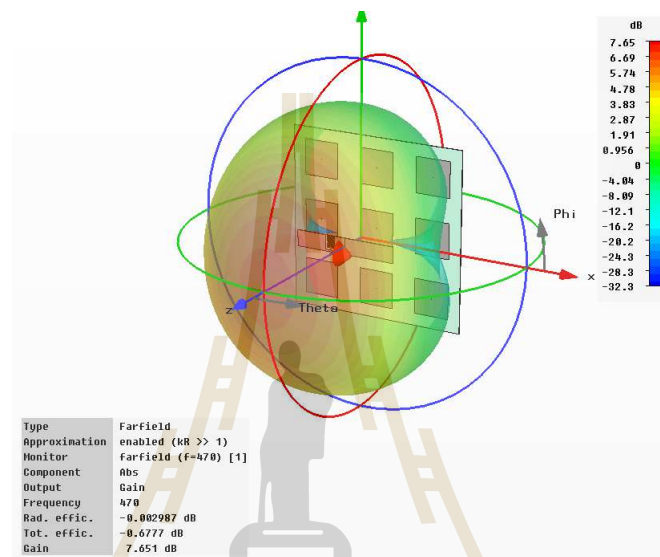
รูปที่ 4.45 สมิตซาร์ตแสดงค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์

จากนั้นทำการจำลองผลเฉลยเพื่อพิจารณาถึงการแจกแจงรูปกระแส (current distribution) ที่เกิดขึ้นบนโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากอีกครั้งหนึ่ง พบว่ายังคงมีคุณลักษณะเดิมเช่นเดียวกับกรณีที่ไม่ใส่และใส่อีลิเมนต์ตัวสะท้อน EBG ดังรูปที่ 4.46 ซึ่งยืนยันได้ว่าเมื่อใส่อีลิเมนต์ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เข้าไปแล้ว ยังคงให้คุณลักษณะการโพลาไรซ์แบบเส้นตรงในแนวนอนเช่นเดิม

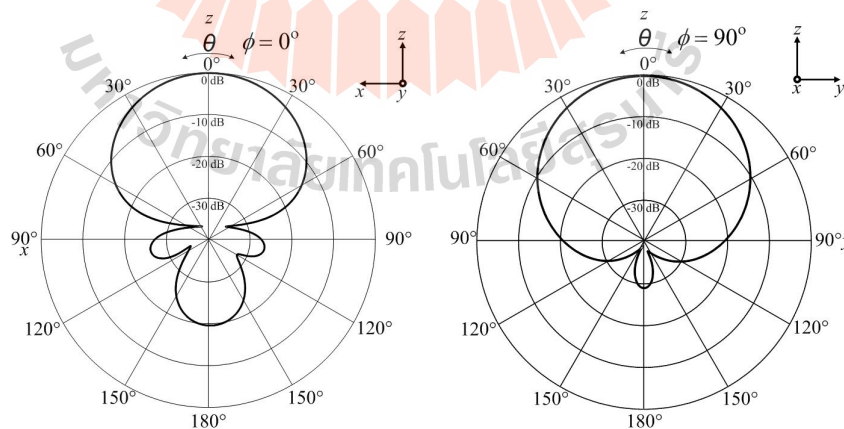


รูปที่ 4.46 ผลการจำลองการแจกแจงรูปของกระแสสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากที่ทำงานร่วมกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อนช่องว่างแถบแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ความถี่ 650 MHz

ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังและอัตราขยายของสายอากาศในแต่ละช่วงความถี่ว่ามีลักษณะและค่าที่แตกต่างกันหรือไม่อีกครั้ง ซึ่งทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST หาผลเฉลยของคุณลักษณะทั้งสองดังกล่าว โดยได้กำหนดสามช่วงความถี่สำหรับการพิจารณา ได้แก่ ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz เพื่อทำการศึกษาในความแตกต่างดังกล่าว ดังแสดงในรูปที่ 4.47 – 4.49 ตามลำดับ



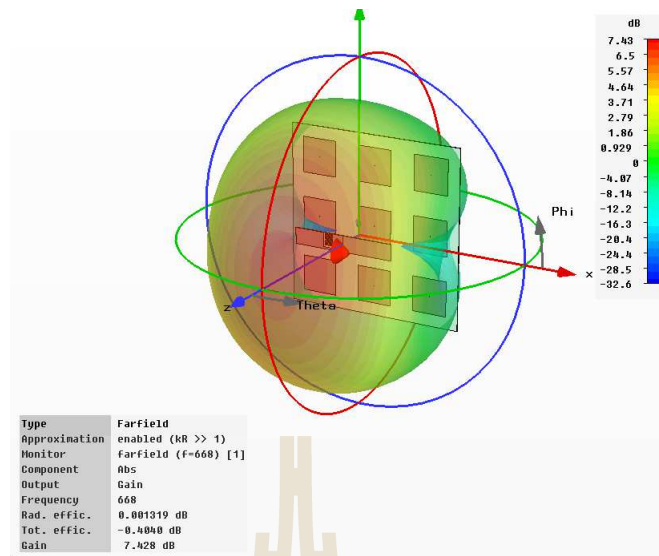
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



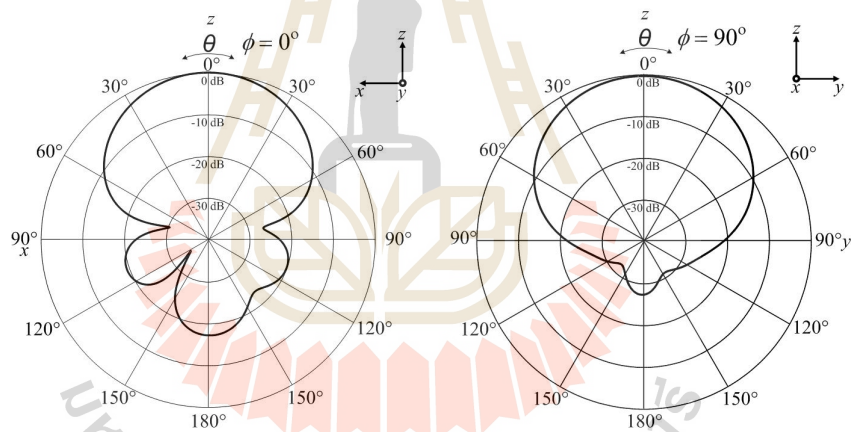
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.47 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 มิลลิเมตร ที่ความถี่ 470 MHz



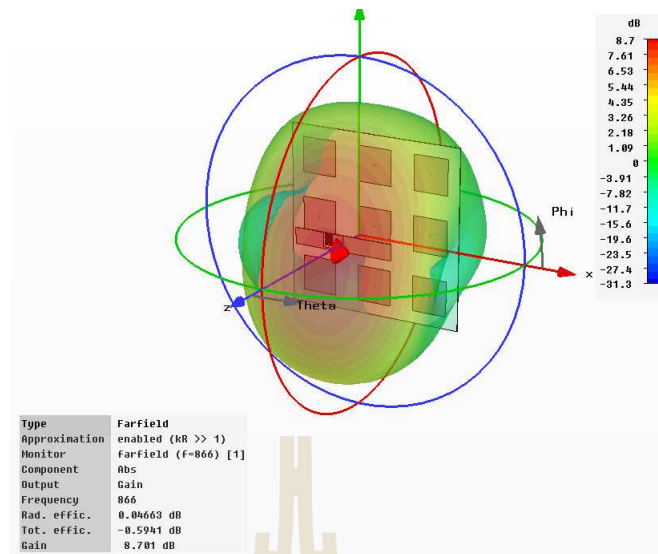
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



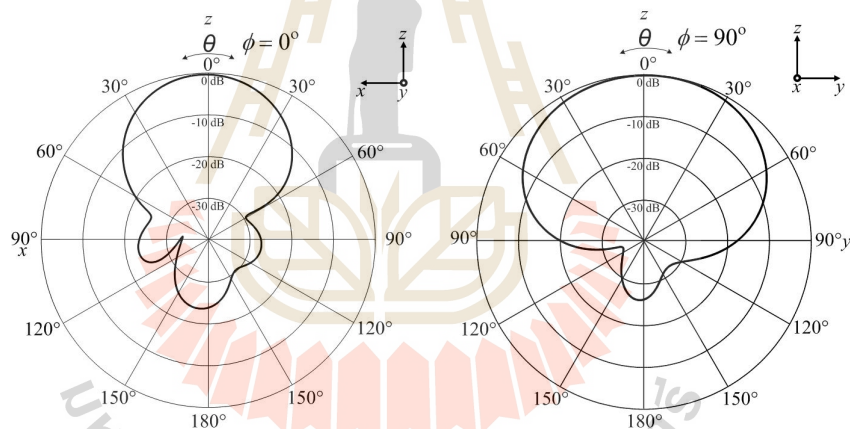
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.48 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ ที่ความถี่ 668 MHz



(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง

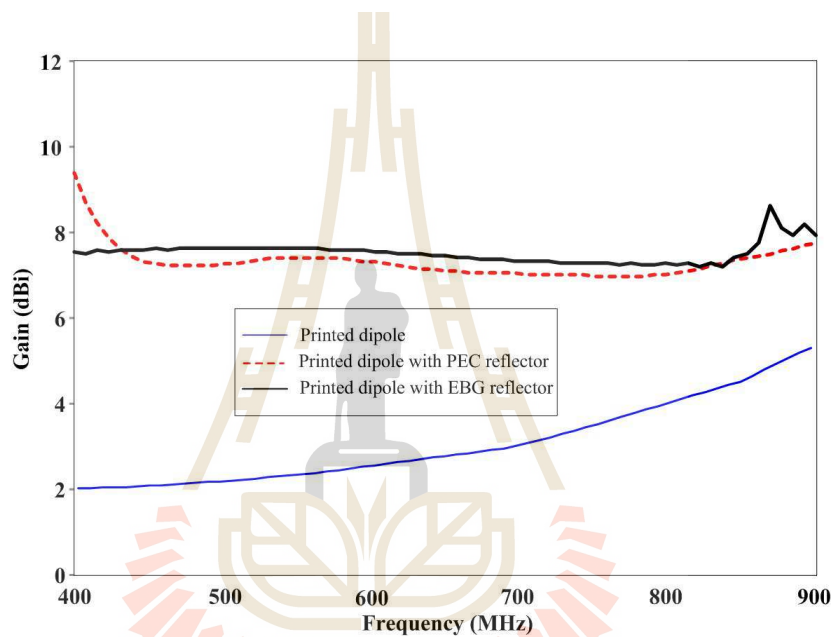


(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า (ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.49 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 866 MHz

จากรูปที่ 4.47 – 4.49 จะเห็นว่าผลเฉลยของแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากที่ทำหน้าที่เป็นอีลิเมนต์ตัวขับเมื่อทำงานร่วมกับอีลิเมนต์ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ยังคงสามารถเปลี่ยนแบบรูปการแผ่กำลังจากแบบรูปการแผ่กำลังรอบทิศทางในระนาบเดียวมาเป็นแบบมีทิศทางได้เช่นเดิม แต่ด้วยเหตุที่วิธีนี้จะสามารถควบคุมความกว้างลำคลื่นกำลังหรือ HPBW ที่แคบกว่าการใช้อีลิเมนต์ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ จึง

ส่งผลให้มีค่าอัตราขยายที่สูงกว่า จากรูปดังกล่าวจะเห็นว่าที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ผลเฉลยของค่าสภาพเจาะจงทิศทางซึ่งส่งผลต่อค่าอัตราขยาย จะมีค่าเท่ากับ 7.651 dB 7.428 dB และ 8.701 dB ตามลำดับ ในขณะที่ขนาดความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง ที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับ 67.8/92.4 องศา 65.9/97.9 องศา และ 61.1/126.6 องศา ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ สิ่งที่น่าสนใจเป็นพิเศษคือ เมื่อใช้อิทธิเมนต์ตัวสะท้อน EBG แบบรูปการแผ่กำลังยังคงรักษารูปร่างของควมมีทิศทางได้ค่อนข้างใกล้เคียงกัน

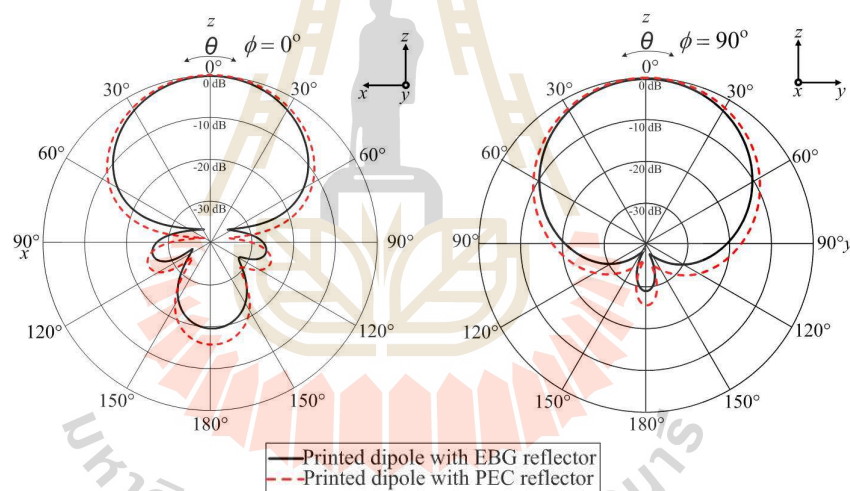


รูปที่ 4.50 ผลการจำลองเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อิทธิเมนต์

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ค่าอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากคั่นแบบทั้งสามกรณี ได้แก่ 1) ปราศจากอิทธิเมนต์ตัวสะท้อน 2) ใช้อิทธิเมนต์ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ (PEC) และ 3) ใช้อิทธิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อิทธิเมนต์ เปรียบเทียบกัน แสดงได้ดังรูปที่ 4.50 พบว่าการใส่อิทธิเมนต์ตัวสะท้อนเพิ่มเข้าไปที่ด้านหลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากจะทำให้มีค่าอัตราขยายเพิ่มสูงขึ้นอย่างชัดเจน ซึ่งหากเป็นกรณีที่ใช้อิทธิเมนต์ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อิทธิเมนต์ ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz มีค่าอัตราขยาย เท่ากับ 7.651 dB 7.438 dB และ 8.701 dB ที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ในขณะที่ใส่อิทธิเมนต์ตัวสะท้อนแบบ

ตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์มีค่าอัตราขยาย เท่ากับ 7.432 dB 7.278 dB และ 7.722 dB ที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ

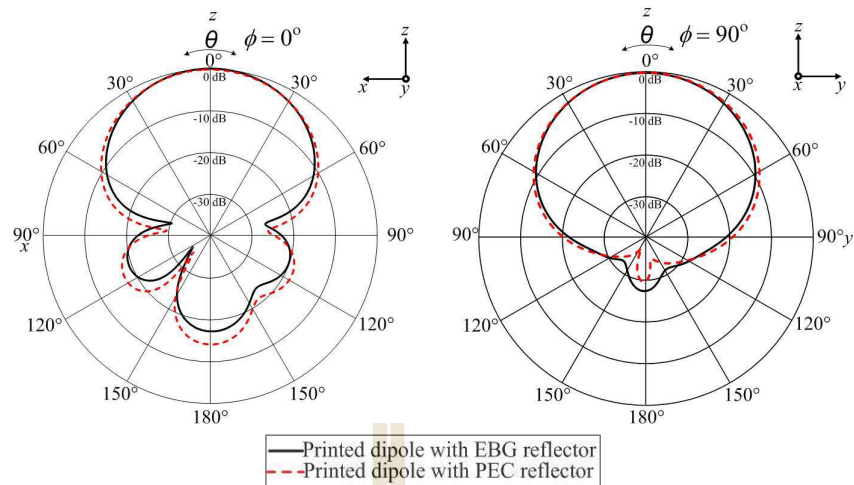
นอกจากนี้ ได้ทำการเปรียบเทียบผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์และแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 4.51 – 4.53 ที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ จากรูปพบว่าลักษณะของแบบรูปการแผ่กำลังมีความคล้ายคลึงกันมาก หากแต่เมื่อใช้สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ จะทำให้โหลบหลังและโหลบข้างลดลงมากกว่า จึงทำให้อัตราขยายของสายอากาศมีค่าสูงกว่าการใช้ตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ ดังนั้น จึงได้ทำการเลือกรูปแบบของตัวสะท้อนแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในงานวิจัยนี้ ซึ่งจะได้ทำการปรับแต่งสายอากาศให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นในขั้นตอนต่อไป



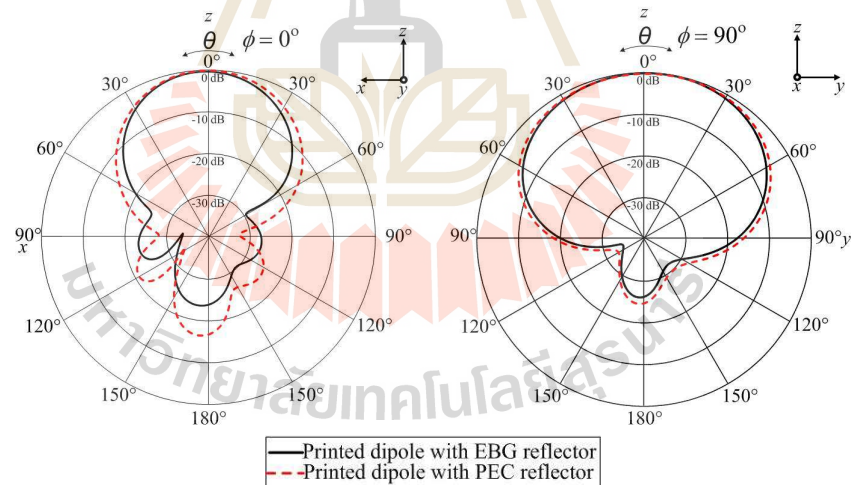
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.51 ผลการจำลองเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 470 MHz



รูปที่ 4.52 ผลการจำลองเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ ร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 668 MHz



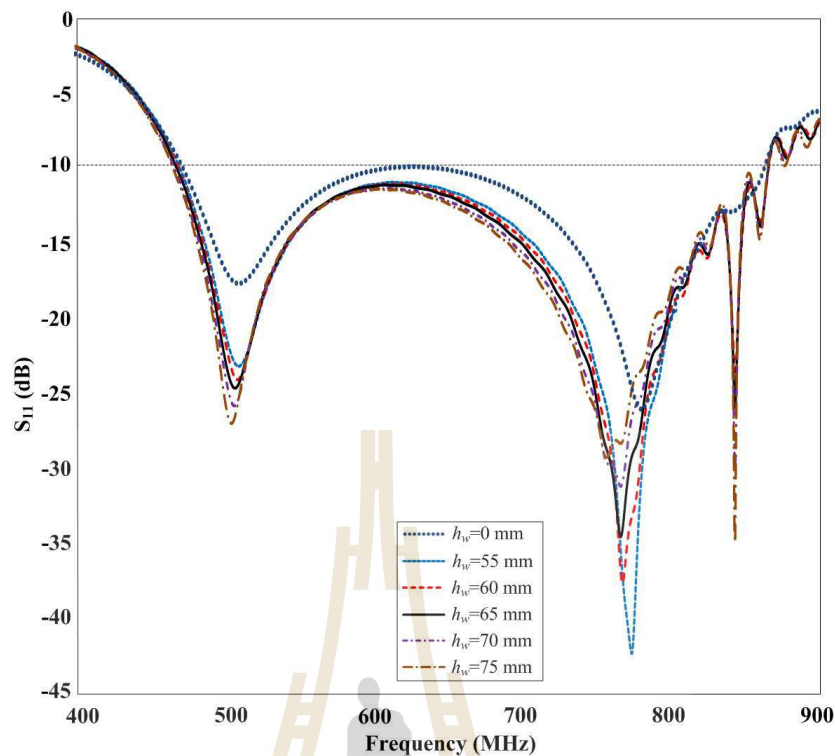
รูปที่ 4.53 ผลการจำลองเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ ร่วมกับตัวสะท้อน PEC และ EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ ที่ความถี่ 866 MHz

ตารางที่ 4.6 แสดงเปรียบเทียบผลการจำลองระหว่างการใช้ตัวสะท้อนแบบ PEC และ EBG

พารามิเตอร์	ตัวสะท้อนแบบ PEC	ตัวสะท้อนแบบ EBG
อัตราขยาย (dBi)	@ 470 MHz = 7.432	@ 470 MHz = 7.651
	@ 668 MHz = 7.278	@ 668 MHz = 7.428
	@ 866 MHz = 7.722	@ 866 MHz = 8.701
อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง (dB)	@ 470 MHz = 14.9	@ 470 MHz = 19.8
	@ 668 MHz = 15.2	@ 668 MHz = 17.4
	@ 866 MHz = 14.8	@ 866 MHz = 22.4
ความกว้างลำครึ่งกำลัง (E/H plane) (องศา)	@ 470 MHz = 68.0/93.8	@ 470 MHz = 67.8/92.4
	@ 668 MHz = 66.4/100.8	@ 668 MHz = 65.9/97.9
	@ 866 MHz = 61.1/128.2	@ 866 MHz = 61.1/126.6
ความกว้างแถบความถี่ (MHz)	470 – 850; (57.57%)	470 – 866.55; (59.34%)
ขนาด (กว้างxยาวxสูง) (มิลลิเมตร)	461x461x135	396x396x130

4.7 การปรับแต่งรูปแบบของตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อิลิเมนต์

การปรับแต่งสายอากาศในหัวข้อนี้ เพื่อลดขนาดของความกว้างลำครึ่งกำลังและเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อิลิเมนต์ ที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 4.6 ที่ผ่านมา ซึ่งขนาดได้เลือกใช้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบตัวป้อนกับตัวสะท้อน EBG ที่ให้คุณลักษณะดีที่สุดอยู่ที่ 130 มิลลิเมตร ซึ่งเป็นระยะห่างที่สามารถทำงานครอบคลุมช่วงความถี่ระหว่าง 470 MHz – 866.55 MHz ได้เป็นอย่างดี โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของตัวสะท้อน EBG ดังนี้ ขนาดความกว้างของแพทช์ (W) เท่ากับ 78 มิลลิเมตร และช่องว่างระหว่างแพทช์ (g) เท่ากับ 27 มิลลิเมตร โดยความสูง (h_p) ของปีกโลหะของตัวสะท้อน EBG ซึ่งหาได้จากการเปรียบเทียบขนาดความสูงของปีกโลหะและผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับโดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยขนาดความสูงของปีกโลหะที่ทำการพิจารณา มีดังนี้ คือ 0 มิลลิเมตร 55 มิลลิเมตร 60 มิลลิเมตร 65 มิลลิเมตร 70 มิลลิเมตร และ 75 มิลลิเมตร ตามลำดับ ผลการจำลองสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 4.54

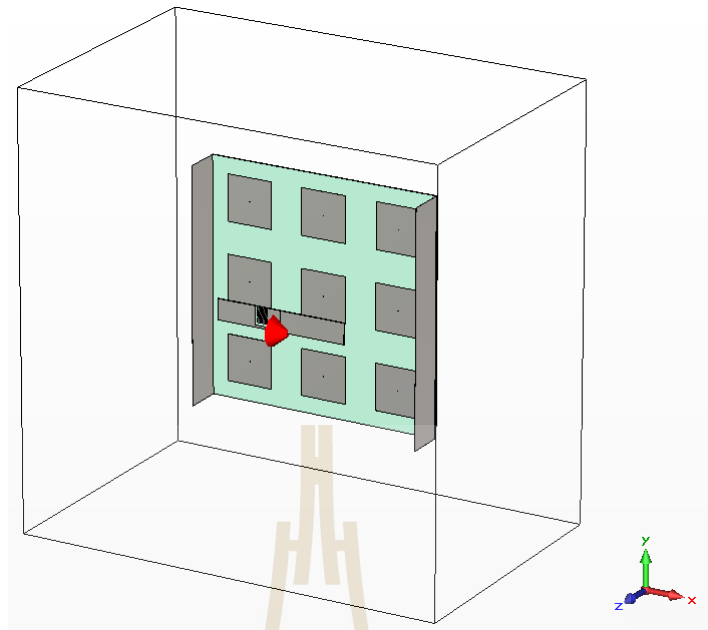


รูปที่ 4.54 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีความสูงของปีกโลหะต่าง ๆ

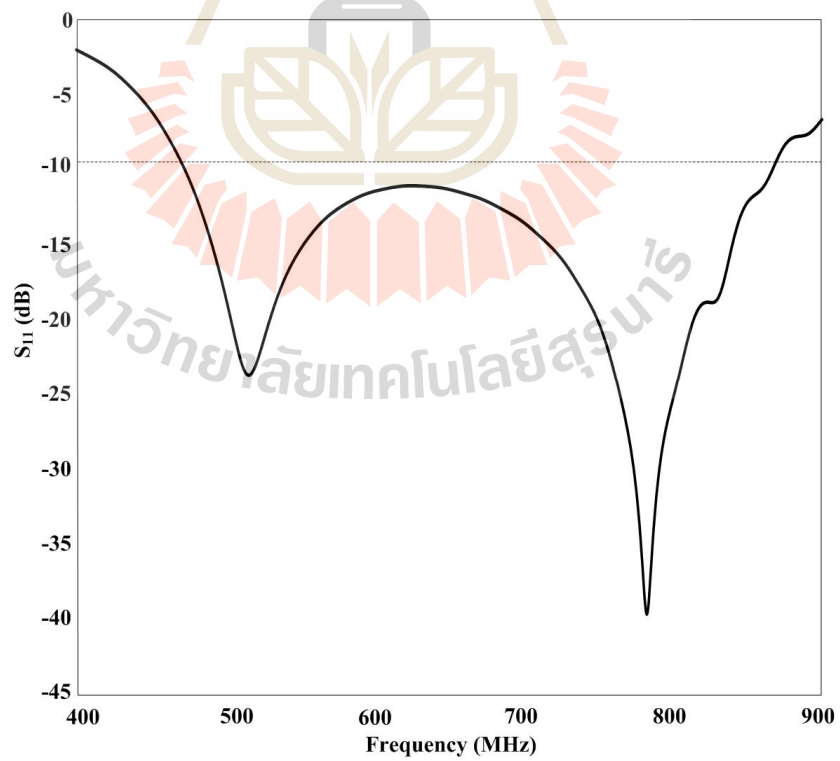
จากรูปที่ 4.54 พบว่าที่ความสูงของปีกโลหะ เท่ากับ 65 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับแถบความถี่ปฏิบัติการเป็นอย่างดี และให้ขนาดที่ไม่ใหญ่เกินไป ซึ่งจะพิจารณาควบคู่กับอัตราขยายและแบบรูปการแผ่กำลัง ในขั้นตอนต่อไป

4.7.1 ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ โดยเพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา

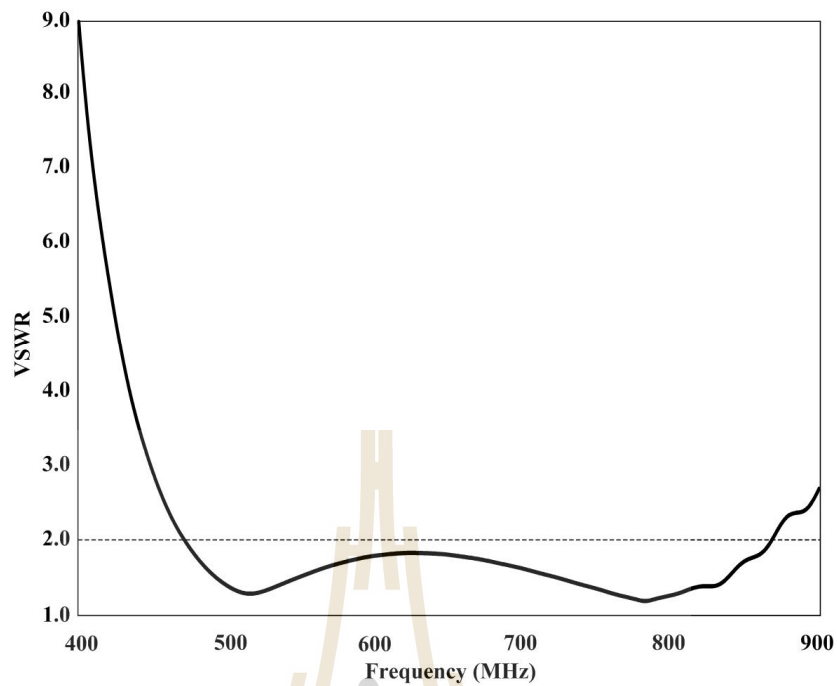
รูปที่ 4.55 เป็นแบบจำลองโครงสร้างสายอากาศโดยการทดลองเพิ่มปีกโลหะด้านข้างให้กับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เพื่อบังคับไม่ให้เกิดการเลี้ยวเบนของคลื่นออกไปทางด้านหลังของตัวสะท้อนมากเกินไป เพราะจะทำให้เกิดโหนดด้านหลังมีค่าสูงมากเกินไป จากนั้นนำไปจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะที่เปลี่ยนแปลงต่อไป



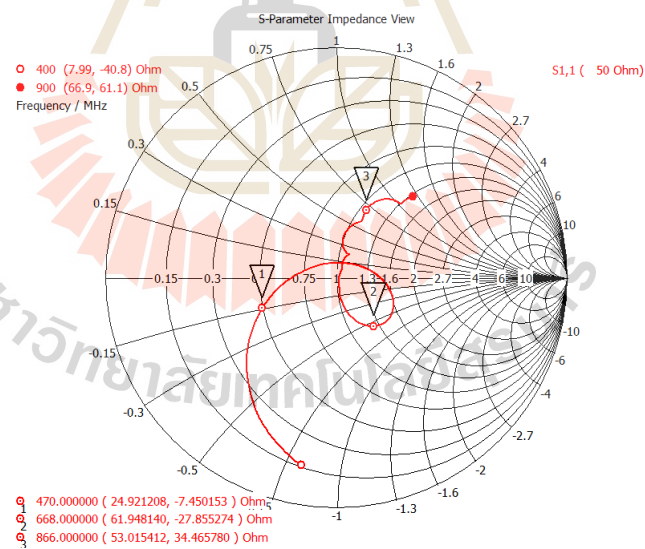
รูปที่ 4.55 แบบจำลอง โครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะด้านซ้าย-ขวา



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

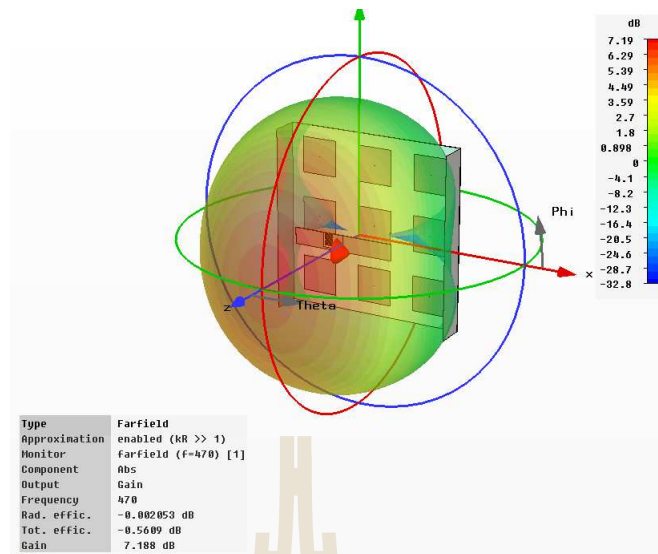


(ค) ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า

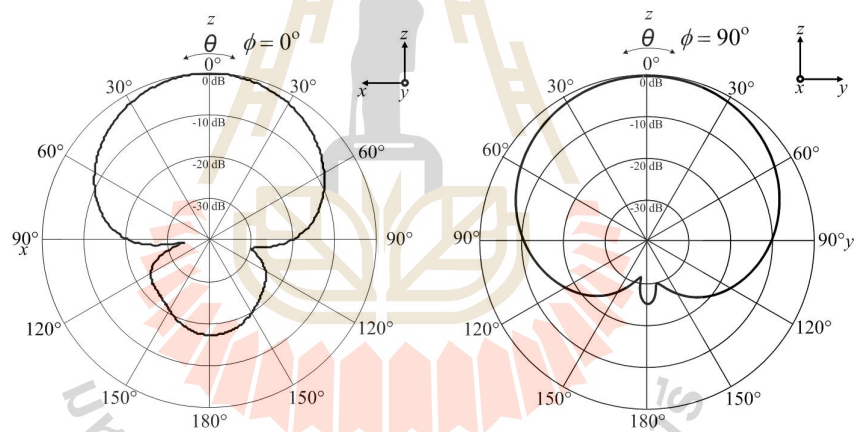
รูปที่ 4.56 แสดงผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา

จากรูปที่ 4.56 (ก) พบว่าสายอากาศจะเกิดการแมตช์ (Match) ครอบคลุมตลอดแถบ-ความถี่ 470 MHz – 866.55 MHz ได้ดีกว่าขณะที่ไม่มีปีกโลหะ ซึ่งจากรูปจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุด เท่ากับ -39.601 dB ในขณะที่เดียวกันผลการจำลองค่า VSWR จะมีค่าน้อยกว่า 2.0:1.0 ตลอดแถบความถี่ปฏิบัติการ แสดงดังรูปที่ 4.56 (ข) เมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า โดยใช้วิธีจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังแสดงในรูปที่ 4.56 (ค) พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศตลอดความถี่แถบ 470 MHz – 866.55 MHz จะมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ซึ่งถือว่าสามารถเกิดการแมตช์ได้ตลอดความถี่แถบความถี่ปฏิบัติการ โดยไม่เกิดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (voltage standing wave ratio: VSWR) สูงกว่า 2.0:1.0

จากการปรับแต่งโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบในรูปที่ 4.55 สามารถที่จะวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ได้แก่ อัตราขยายและแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศในขณะที่ทำงานในช่วงความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ได้ ดังแสดงในรูปที่ 4.57 - 4.59 เพื่อใช้เป็นทิศทางในการวิเคราะห์และปรับแต่งสายอากาศต้นแบบในขั้นต่อไป



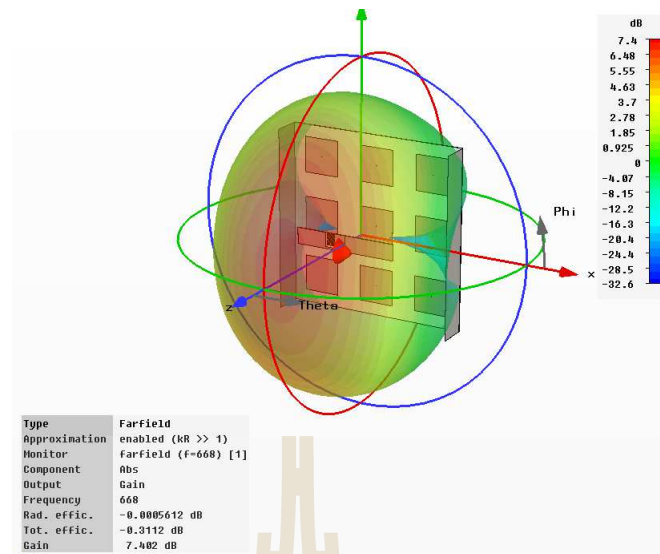
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



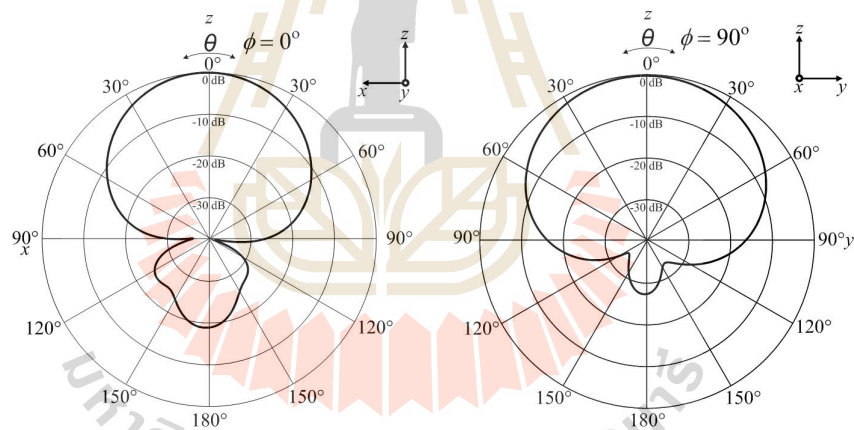
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.57 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา ที่ความถี่ 470 MHz



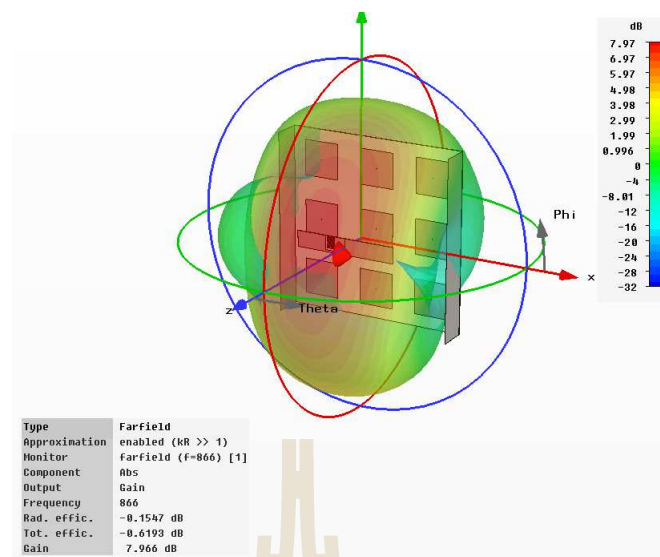
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



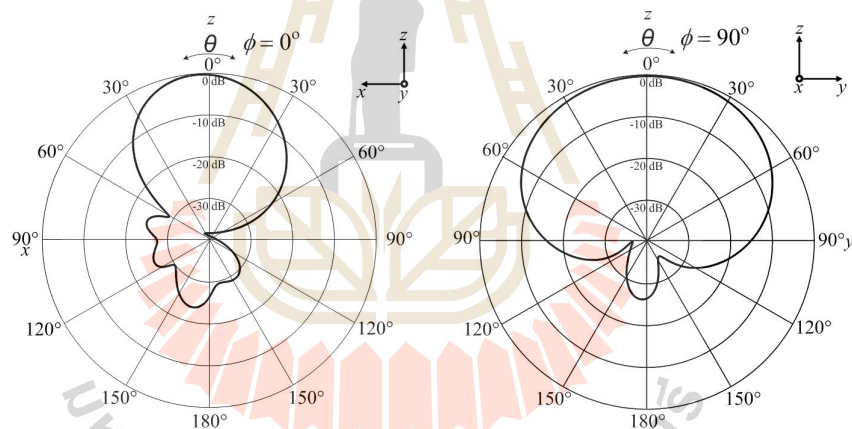
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.58 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา ที่ความถี่ 668 MHz



(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

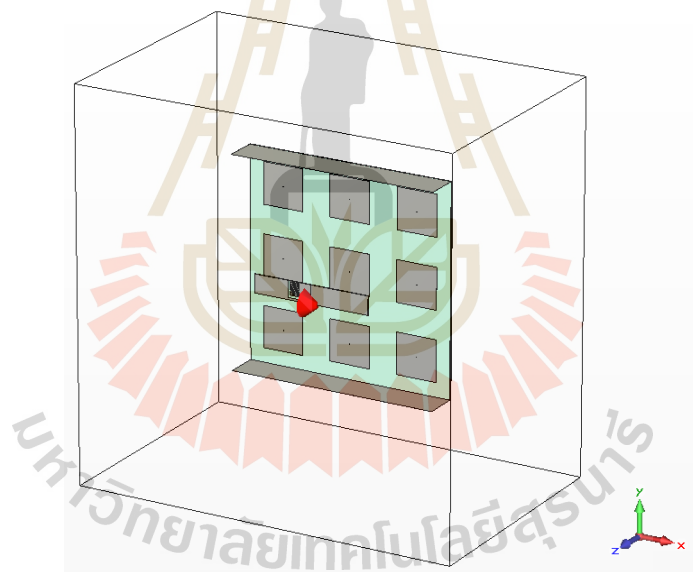
รูปที่ 4.59 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะซ้าย-ขวา ที่ความถี่ 866 MHz

จากผลการจำลองเพื่อพิจารณาอัตราขยายและแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ โดยเพิ่มปีกโลหะ ซ้าย-ขวา จากรูปที่ 4.57 – 4.59 พบว่าอัตราขยายของสายอากาศที่ได้จะอยู่ที่ 7.188 dB 7.402 dB และ 7.966 dB ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ในขณะที่แบบรูปการแผ่กำลังในแต่ละช่วงความถี่ไม่มีความแตกต่างกันมากนัก ทั้งระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบ

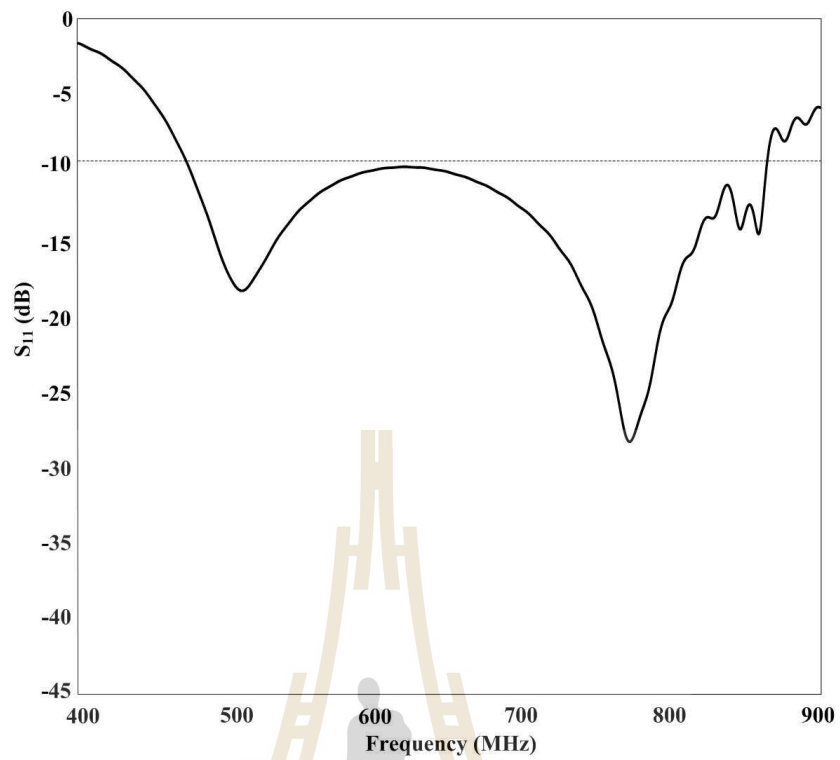
สนามแม่เหล็ก (H-plane) อีกข้อสังเกตหนึ่งก็คือ ความกว้างลำคลื่นกำลังหรือ HPBW จะมีขนาดค่อนข้างกว้างแต่ให้โหนดด้านหลังค่อนข้างต่ำ โดยเกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่า 73.1/99.2 องศา 61.2/113.5 องศา และ 47.8/110.3 องศา ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ดังนั้นจึงได้ทำการทดสอบเพิ่มปีกโลหะบนและล่างอีกกรณีหนึ่งเพื่อหาจุดบกพร่องและปรับแต่งให้เป็นที่วางสมมุติฐานไว้

4.7.2 ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อิลิเมนต์ โดยเพิ่มปีกด้านบน-ล่าง

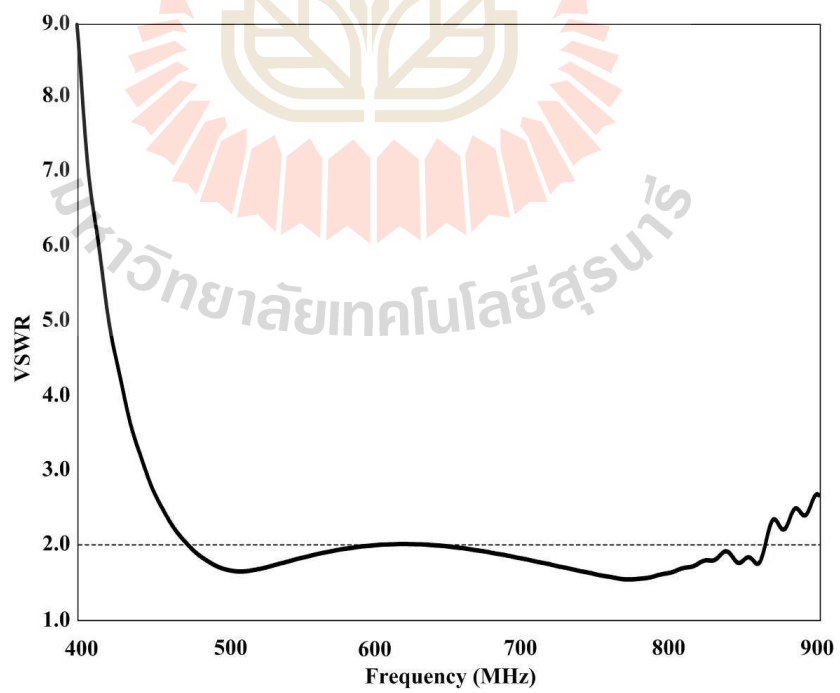
รูปที่ 4.60 เป็นแบบจำลองการเปลี่ยนปีกโลหะจากด้านข้างซ้าย-ขวา มาเป็นด้านบน-ล่าง ให้กับตัวสะท้อน EBG เพื่อวิเคราะห์การเลี้ยวเบนของคลื่นที่หลุดออกไปทางด้านหลังของตัวสะท้อนอีกระนาบหนึ่ง เพื่อหาคำตอบที่ชัดเจนและดีที่สุดสำหรับการออกแบบสายอากาศต้นแบบนี้ โดยนำไปจำลองผลด้วยโปรแกรม CST เพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะที่เปลี่ยนแปลงอีกครั้ง



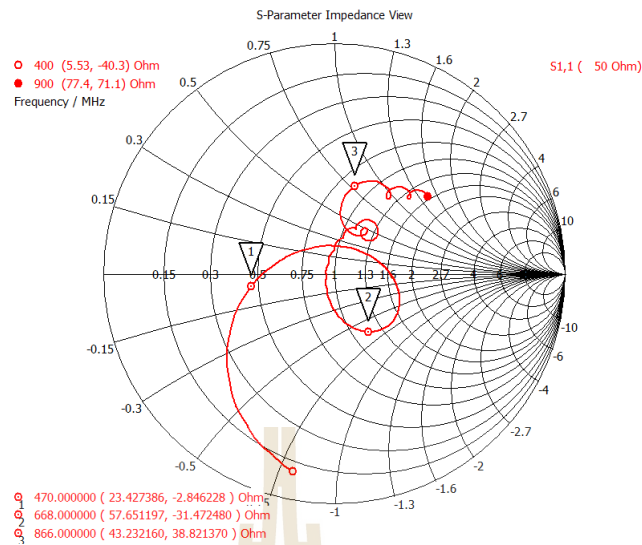
รูปที่ 4.60 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกด้านบน-ล่าง



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

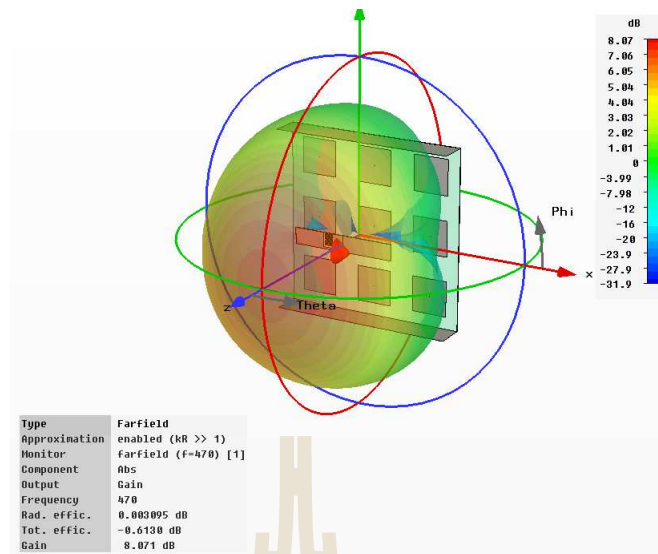


(ค) อิมพีแดนซ์ด้านเข้า

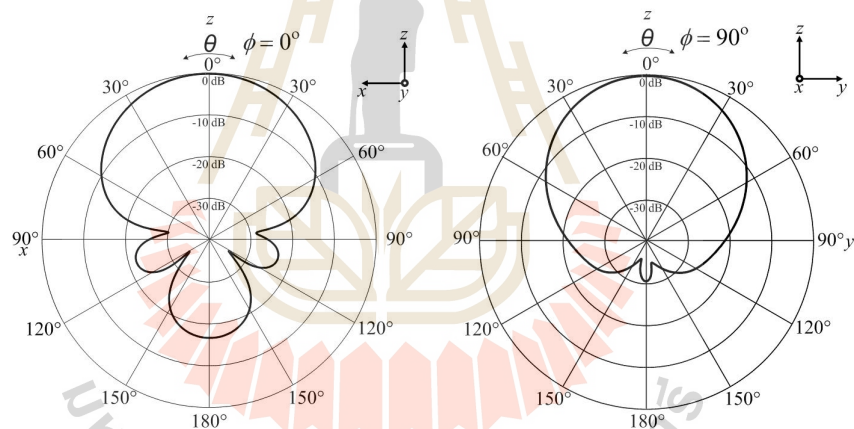
รูปที่ 4.61 แสดงผลการจำลองสายอากาศโคโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ซึ่งได้แสดงในรูปที่ 4.61 (ก) พบว่าสายอากาศยังคงเกิดสภาวะการแมตซ์เช่นเดียวกับในกรณีที่มีการเพิ่มปีกโลหะที่ขอบด้านซ้าย-ขวาของ EBG (จำลองผลด้วยสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าเท่ากับ 50 โอห์ม) ครอบคลุมตลอดแถบความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz – 866.55 MHz ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าใกล้เคียงกับกรณีที่ไม่มีขอบโลหะ โดยจากรูปที่ 4.61 (ก) พบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุด มีค่าเท่ากับ -28.49 dB ในขณะเดียวกันผลการจำลองค่า VSWR จะมีค่าไม่เกิน 2.0:1.0 ตลอดทั้งแถบความถี่ปฏิบัติการ แสดงดังรูปที่ 4.61 (ข) และเมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบโดยใช้การจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังรูปที่ 4.61 (ค) พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบตลอดความถี่แถบความถี่ 470 MHz – 866.55 MHz จะมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ซึ่งถือว่าสามารถเกิดการแมตซ์ได้ตลอดความถี่แถบ โดยไม่เกิดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งสูงกว่า 2.0:1.0

ขั้นตอนต่อมาได้ทำการจำลองผลเพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ได้แก่ อัตราขยายและแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศในขณะทำงานในช่วงความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz แสดงดังรูปที่ 4.62 – 4.64 เพื่อใช้ในการวิเคราะห์และปรับแต่งสายอากาศต้นแบบในขั้นสุดท้ายต่อไป



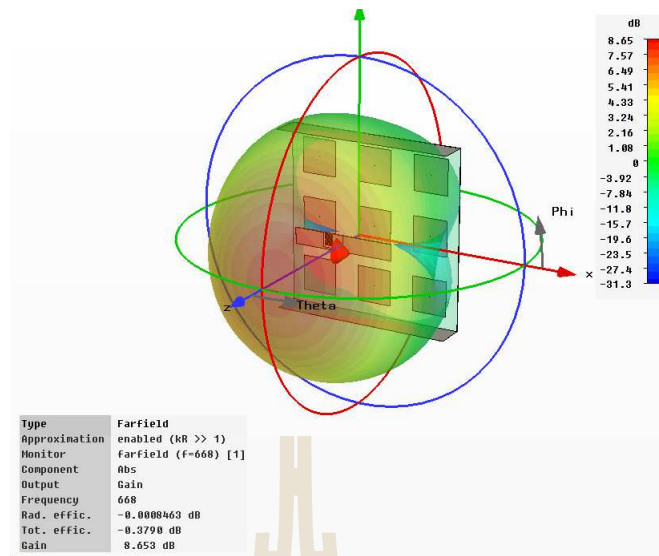
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



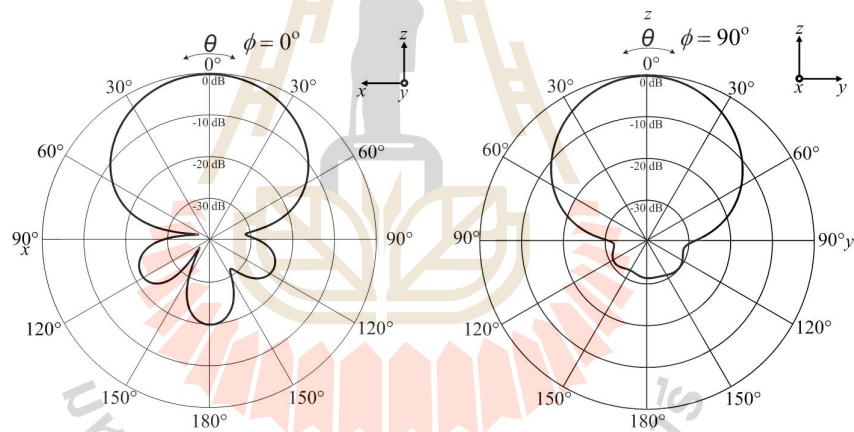
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.62 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง ที่ความถี่ 470 MHz



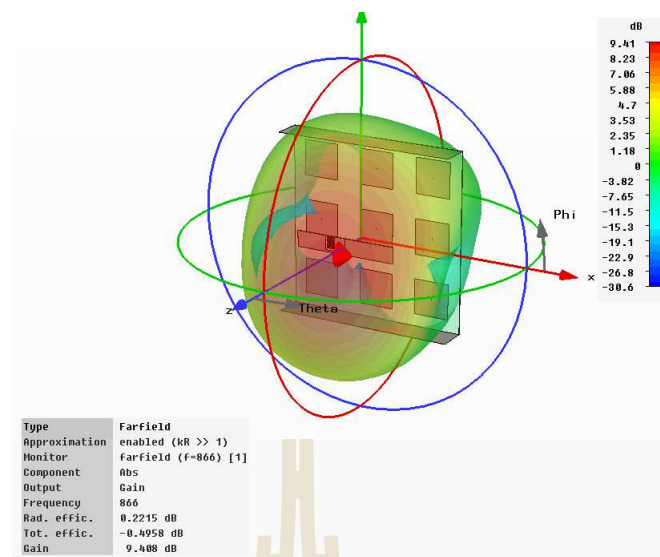
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



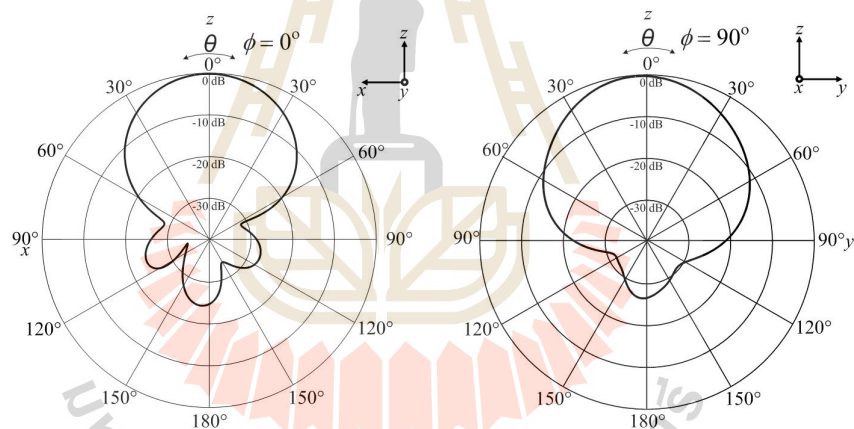
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.63 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง ที่ความถี่ 668 MHz



(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.64 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก

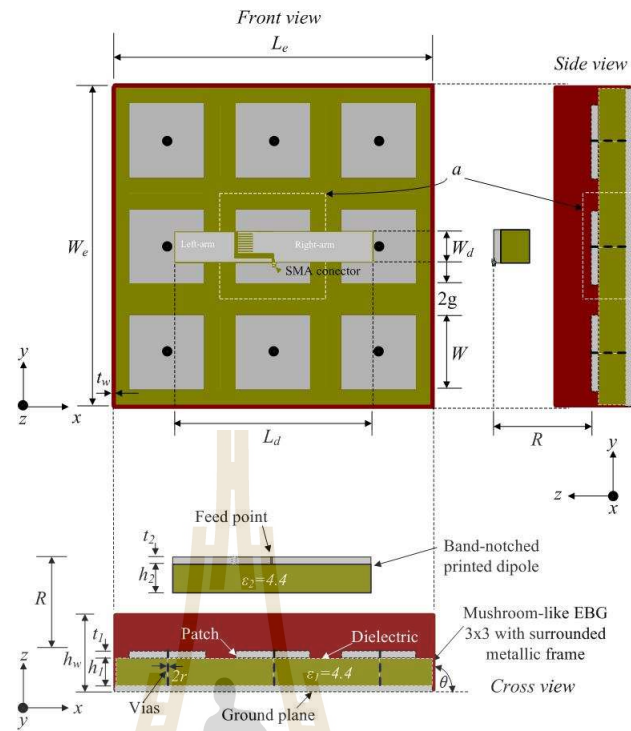
ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะบน-ล่าง ที่ความถี่ 866 MHz

จากผลการจำลองดังแสดงในรูปที่ 4.62 – 4.64 หลังจากเปลี่ยนปีกโลหะมาติดตั้งบนขอบด้านบนและล่างแทนการติดบนขอบด้านซ้ายและขวาของตัวสะท้อน EBG พบว่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบพร้อมอีลีเมนต์ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ จะเท่ากับ 8.071 dB 8.653 dB และ 9.408 dB ที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ขณะที่แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้าจะมีโหลบด้านหลังสูงมาก และในระนาบสนามแม่เหล็กจะ

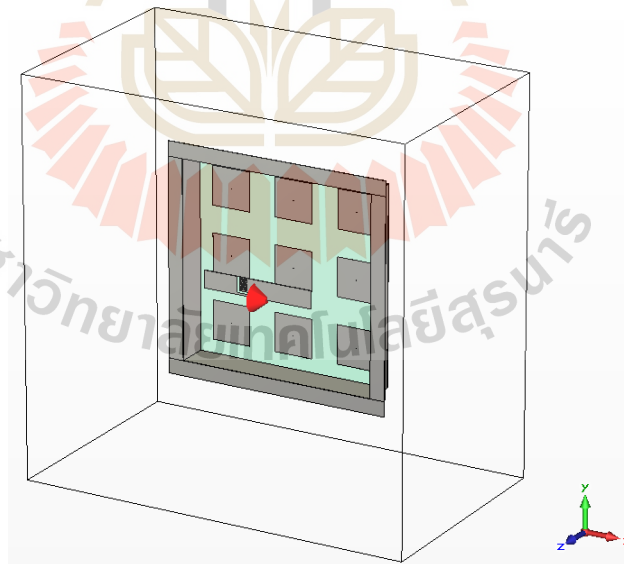
ให้โหลบด้านหลังต่ำกว่าซึ่งตรงกันข้ามกับกรณีของการติดตั้งปีกโลหะด้านซ้าย-ขวา อย่างไรก็ตาม เราพบว่าแบบรูปการแผ่กำลังในแต่ละช่วงความถี่มีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย ทั้งระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) อีกข้อสังเกตหนึ่งก็คือ ความกว้างลำคลื่นกำลัง หรือ HPBW ในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีขนาดค่อนข้างแคบลงแต่ให้โหลบด้านหลังค่อนข้างต่ำ โดยเกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับ 67.7/82.6 องศา 62.5/74.7 องศา และ 52.7/82.5 องศา ที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ดังนั้นจึงได้ทำการทดลองนำปีกโลหะติดตั้งลงบนขอบทั้งสองด้านของตัวสะท้อน EBG เพื่อนำข้อดีของทั้งสองกรณีมาบูรณาการร่วมกัน เพื่อศึกษาถึงความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในลำดับต่อไป

4.7.3 ตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ โดยเพิ่มปีกโลหะทั้งสองด้าน

ในรูปที่ 4.65 (ก) แสดงโครงสร้างของสายอากาศ ซึ่งเป็นการบูรณาการด้วยการนำข้อดีจากการติดตั้งปีกโลหะจากทั้งสองกรณีที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อ 4.7.1 และ 4.7.2 มาติดตั้งบนขอบทั้งสองด้านของตัวสะท้อน EBG เพื่อศึกษาว่าจะสามารถช่วยลดปรากฏการณ์การเลี้ยวเบนของคลื่นที่เกิดขึ้นทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่หลุดออกไปทางด้านหลังของตัวสะท้อนได้มากน้อยเท่าใดและจะส่งผลต่อการเสริมค่าอัตราขยายให้สูงขึ้นจากทั้งสองกรณีที่ผ่านมาไปแล้วหรือไม่ โดยแสดงเป็นแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ ดังแสดงในรูปที่ 4.65 (ข) เพื่อนำไปจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และวิเคราะห์ผลที่ได้เพื่อนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบในขั้นตอนต่อไป

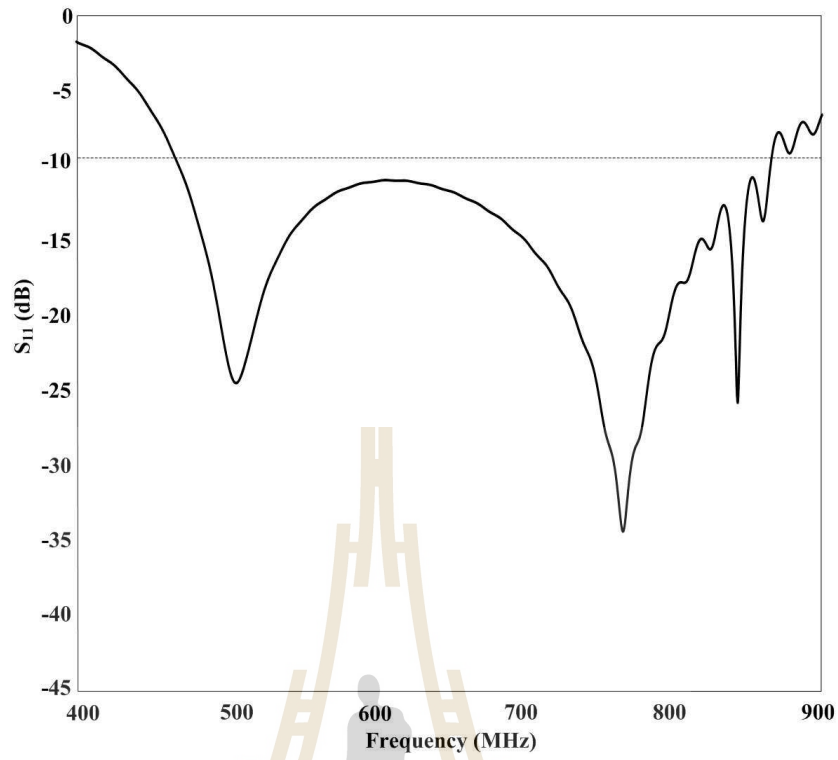


(ก) โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

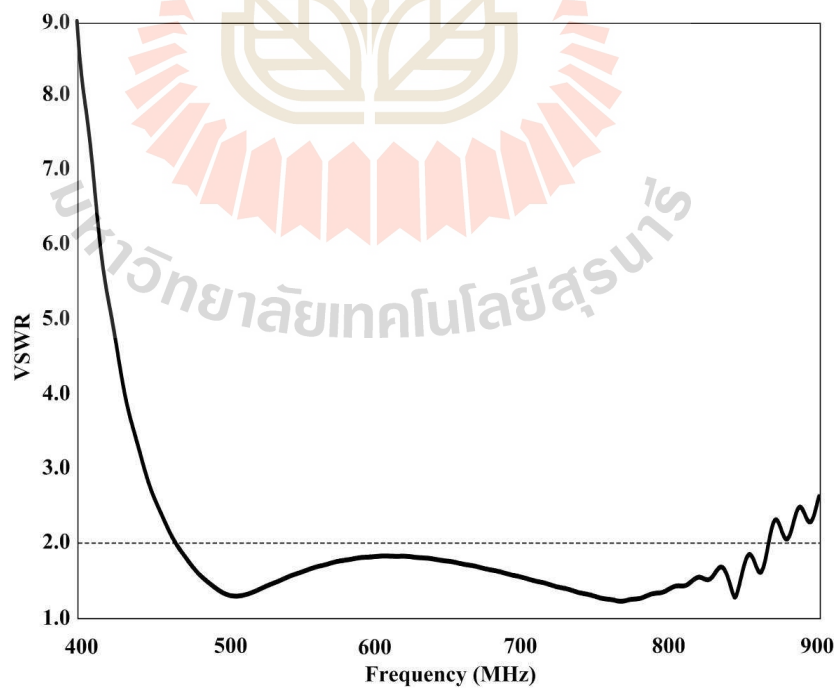


(ข) แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

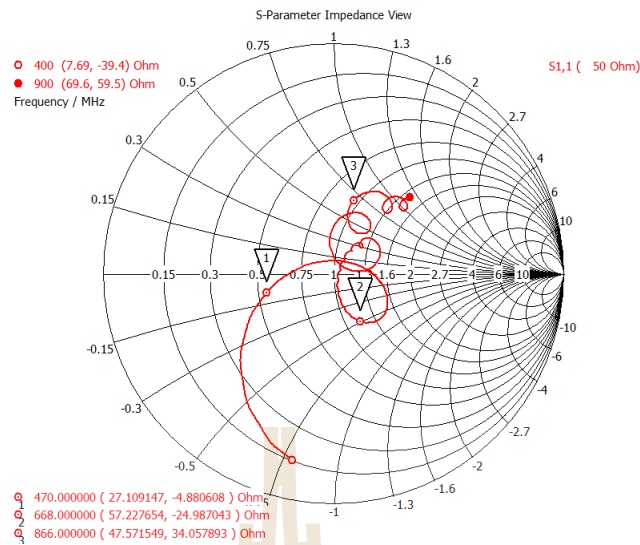
รูปที่ 4.65 สายอากาศต้นแบบที่มีการติดตั้งปีกโลหะครบทั้งสี่ด้านของตัวสะท้อน EBG



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

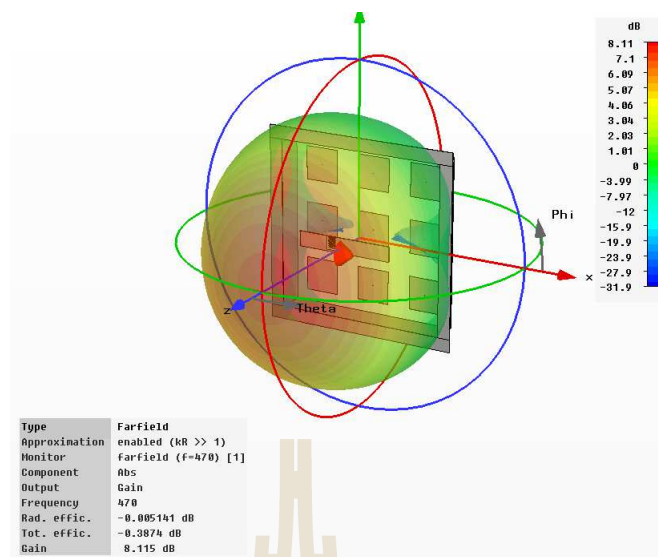


(ค) อิมพีแดนซ์ด้านเข้า

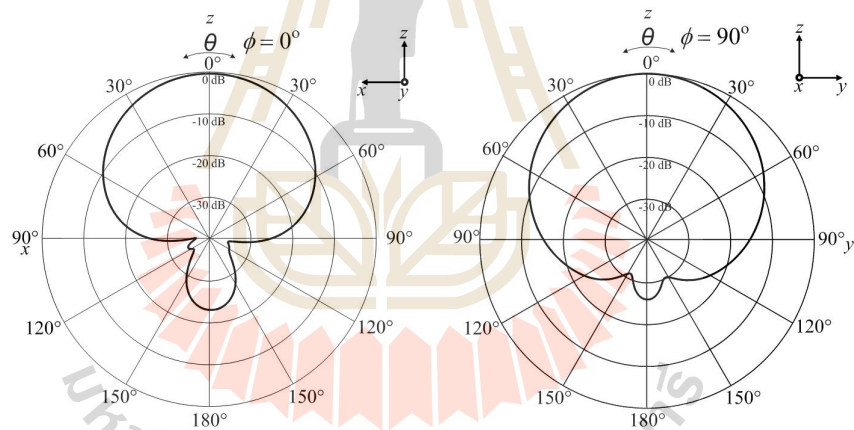
รูปที่ 4.66 แสดงผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากพร้อมอีลีเมนต์ตัวสะท้อนแบบ EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะครบทั้งสี่ด้าน

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังรูปที่ 4.66 (ก) พบว่าสายอากาศยังคงเกิดสถานะการแมตซ์เช่นเดียวกับในกรณีที่มีการเพิ่มปีกโลหะที่ขอบด้านซ้าย-ขวาและขอบบน-ล่าง ของ EBG (จำลองผลด้วยสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าเท่ากับ 50 โอห์ม) ครอบคลุมตลอดแถบความถี่ 467.83 MHz – 866.55 MHz ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีค่าดีขึ้นกว่าขณะที่ไม่มีขอบโลหะ โดยจากรูปมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุด มีค่าเท่ากับ -34.745 dB ในขณะเดียวกันผลการจำลองค่า SWR จะมีค่าไม่เกิน 2.0:1.0 ตลอดแถบความถี่ปฏิบัติการ ดังแสดงในรูปที่ 4.66 (ข) และเมื่อพิจารณาค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบโดยใช้การจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังแสดงในรูปที่ 4.66 (ค) พบว่าค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศต้นแบบตลอดความถี่แถบความถี่ 470 MHz – 866.55 MHz จะมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ซึ่งถือว่าสามารถเกิดการแมตซ์ได้ตลอดความถี่แถบ โดยไม่เกิดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งสูงกว่า 2.0:1.0

นอกจากนี้ได้ทำการจำลองผลเพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ได้แก่ อัตราขยายและแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศในขณะที่ทำงานในช่วงความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.67–4.69 ตามลำดับ เพื่อใช้ในการวิเคราะห์และปรับแต่งสายอากาศต้นแบบในขั้นสุดท้ายต่อไป



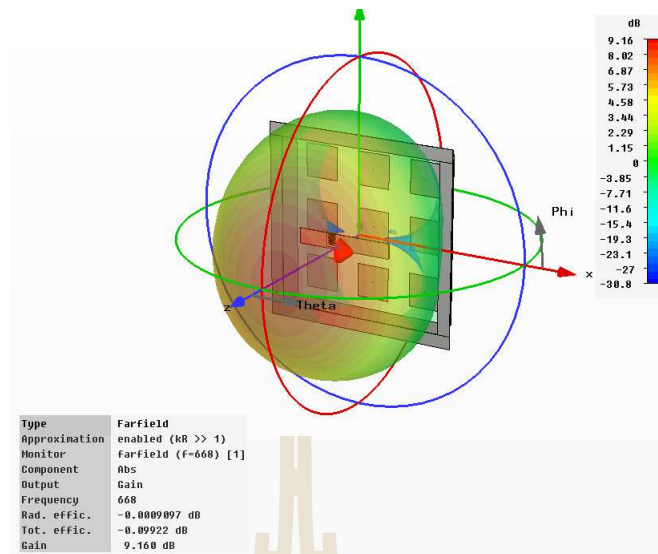
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



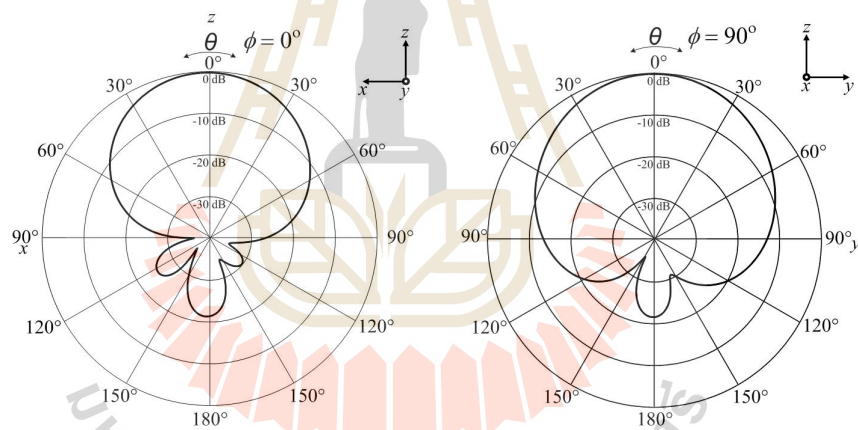
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.67 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน ที่ความถี่ 470 MHz



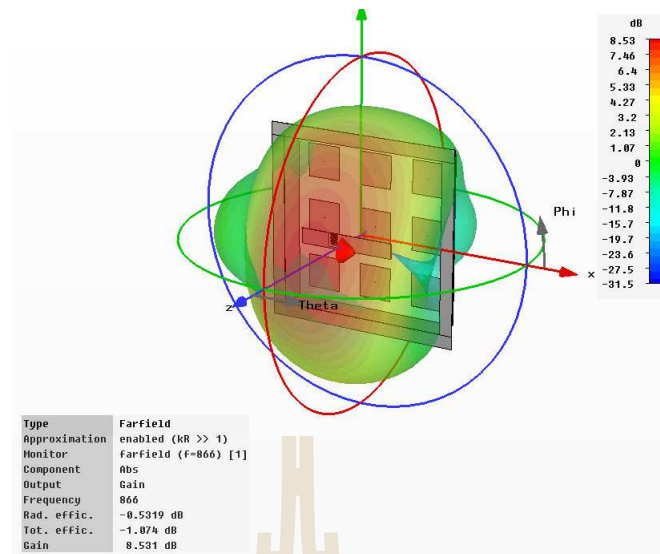
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



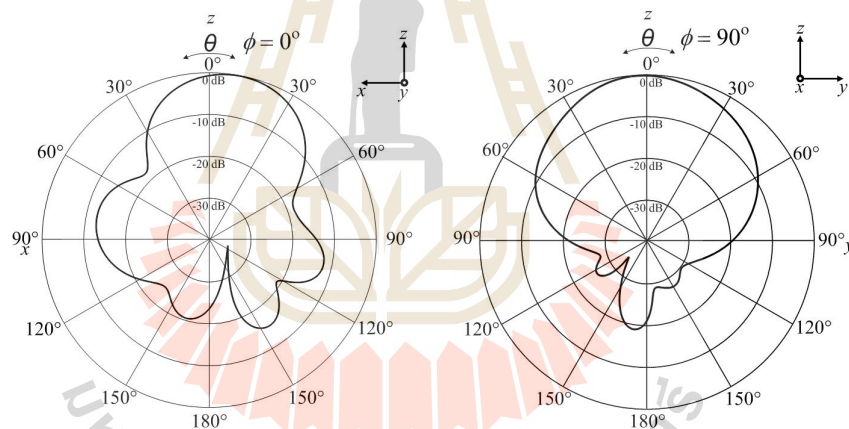
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.68 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน ที่ความถี่ 668 MHz



(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

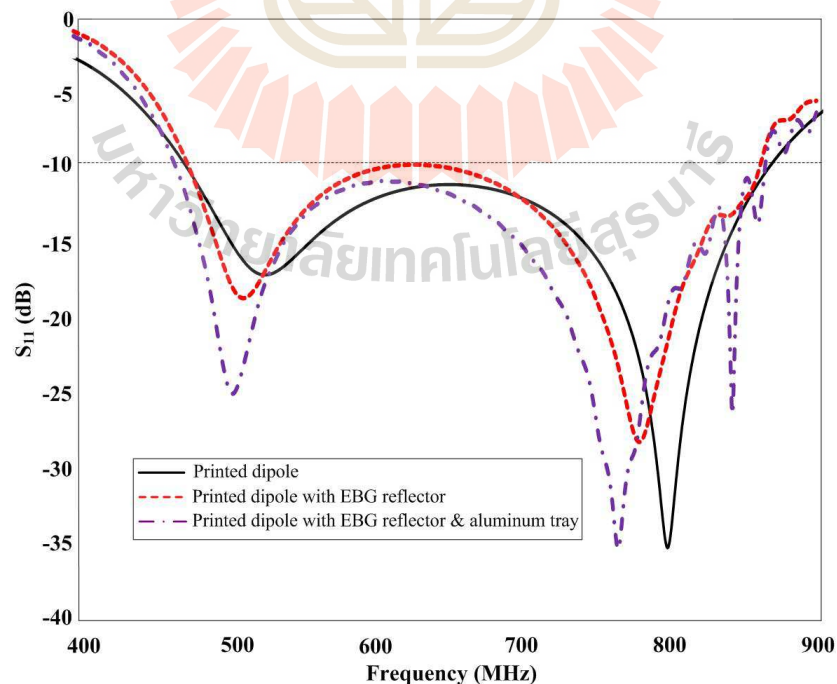
รูปที่ 4.69 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก

ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน ที่ความถี่ 866 MHz

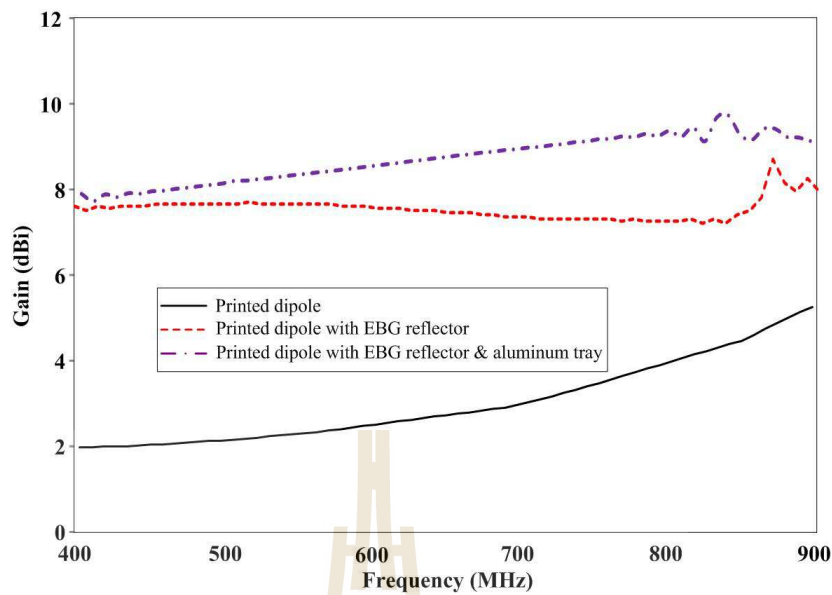
จากผลการจำลอง ดังรูปที่ 4.67 – 4.69 หลังจากเปลี่ยนปีกโลหะมาติดตั้งบนขอบทั้งสี่ของตัวสะท้อน EBG พบว่าอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ มีค่า เท่ากับ 8.115 dB 9.16 dB และ 8.531 dB ที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ พบว่าค่าอัตราขยายของสายอากาศเพิ่มขึ้นอย่างเป็นลำดับเรียงจากความถี่ต่ำขึ้นไปยังความถี่ที่สูง ซึ่งในทางปฏิบัติจะมีข้อดีคือ สามารถชดเชยในเรื่อง

ของการสูญเสียกำลังของคลื่นเมื่อเดินทางในอากาศว่าง (free-space loss) ซึ่งจะยังมีค่าสูงขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น แม้ว่าอัตราขยายที่เกิดขึ้นเมื่อใช้งานที่ความถี่ 470 MHz จะลดลงกว่าเดิมเล็กน้อยก็มิได้มีค่าเป็นสำคัญเท่าใดนัก และเหตุผลสำคัญอีกประการหนึ่งที่ช่วยตัดสินใจในการเลือกใช้สายอากาศต้นแบบที่มีรูปแบบลักษณะสุดท้ายนี้ ก็คือ แม้ว่าสายอากาศจะมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นอีกไม่มากนักแต่เราจะใช้ประโยชน์จากค่าของอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อยนี้ไปทำการชดเชยค่าการสูญเสียที่จะเกิดขึ้นหลังจากที่มีการติดตั้งฝาครอบพลาสติกกันน้ำในขั้นตอนของการประกอบตัวสายอากาศเพื่อใช้งานจริงนั่นเอง

ในการพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังทั้งสองระนาบนั้น จะเห็นว่าหลังจากติดตั้งปีกโลหะที่ขอบทั้งสี่ด้านของตัวสะท้อน EBG แล้ว ในระนาบสนามไฟฟ้าจะมีโหนดด้านหลังลดลง ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กจะให้โหนดด้านหลังค่อนข้างต่ำ ซึ่งในภาพรวมแบบรูปการแผ่กำลังจะมีความแตกต่างกันน้อยมากตลอดทุกช่วงความถี่ที่กำหนด และที่ความถี่ 866 MHz แบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าก็มีความผิดเพี้ยนจากความถี่อื่นไม่มากนัก โดยความกว้างลำครึ่งกำลัง หรือ HPBW ในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีขนาดค่อนข้างแคบลงแต่ให้โหนดด้านหลังค่อนข้างต่ำ โดยเกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่า 69.8/82.7 องศา 68.7/81.9 องศา และ 68.7/81.7 องศา ที่ความถี่ปฏิบัติการที่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



(ข) อัตราขยาย

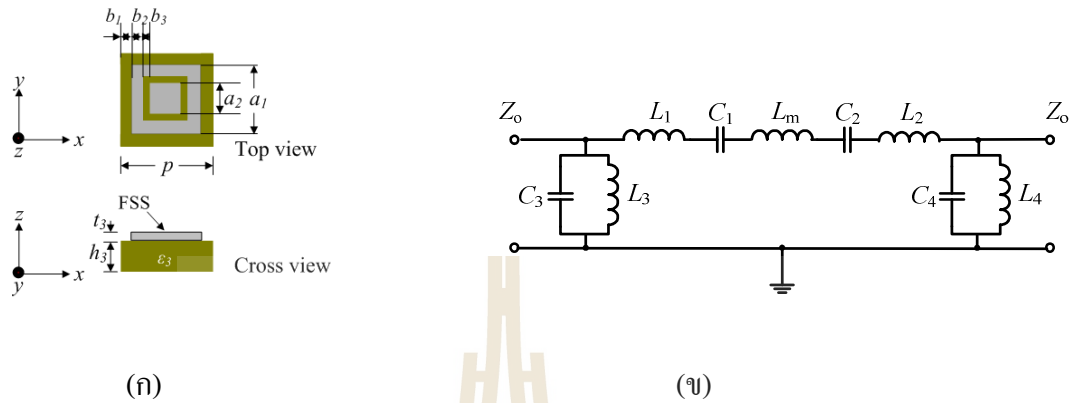
รูปที่ 4.70 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ 3 ชนิด

ดังนั้น จากขั้นตอนการปรับแต่งสายอากาศในหัวข้อที่ผ่านมา พบว่า จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST สามารถเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอัตราขยายของสายอากาศทั้งสามโครงสร้าง ได้แก่ 1) สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก (องค์ประกอบตัวป้อน) 2) สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อิลิเมนต์ และ 3) สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อิลิเมนต์ ที่ติดตั้งขอบโลหะทั้งสี่ด้าน ซึ่งผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับและอัตราขยาย แสดงได้ดังรูปที่ 4.70 (ก) และ (ข) ตามลำดับ

4.8 การศึกษาชั้นวางซ้อนหรือพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

ชั้นวางซ้อนจะใช้โครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (frequency selective surface: FSS) ในการกรองความถี่ ซึ่งออกแบบตามการตอบสนองความถี่ด้วยแถบความถี่ผ่าน (band pass) แสดงโครงสร้างหนึ่งหน่วยและวงจรมุมดังรูปที่ 4.71 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยให้ช่วงความถี่ 470 MHz – 862 MHz ผ่านไปได้เท่านั้น ในการออกแบบหาความยาวจะคำนวณได้จากครึ่งคลื่นของ

ความยาวคลื่นสัมพันธ์ โดยใช้ความถี่เรโซแนนซ์ทั้งสองความถี่ ได้แก่ ช่วงความถี่ 520 MHz และ 800 MHz ในการคำนวณ



รูปที่ 4.71 โครงสร้างของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (ก) หนึ่งหน่วย (ข) วงจรสมมูล

จากสมการคำนวณหาขนาดของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ดังนี้

$$L = \frac{\lambda_g}{2} \approx \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.1)$$

ใช้สมการ (4.1) เพื่อหาความกว้างของ a_1 โดยที่ $f = 520$ MHz และ $\epsilon_r = 4.4$

$$a_1 = \frac{\lambda_g}{2\sqrt{4.4}} = \frac{0.275}{2\sqrt{4.4}} = 65.55 \text{ mm}$$

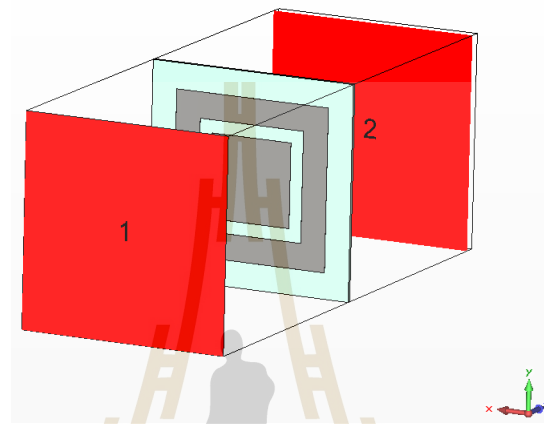
ในทำนองเดียวกัน ใช้สมการ (4.1) หาขนาดความกว้างของ a_2 โดยที่ $f = 800$ MHz และ $\epsilon_r = 4.4$

$$a_2 = \frac{\lambda_g}{2\sqrt{4.4}} = \frac{0.178}{2\sqrt{4.4}} = 42.61 \text{ mm}$$

4.8.1 การจำลองแบบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

จากสมการ (4.1) คำนวณหาค่าความกว้าง (a_1) ของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน โดย a_1 มีค่า 65.55 มิลลิเมตร และ a_2 มีค่าเท่ากับ 42.61 มิลลิเมตร โดยที่ไดอิเล็กทริกเป็นแผ่น FR4 มีค่า

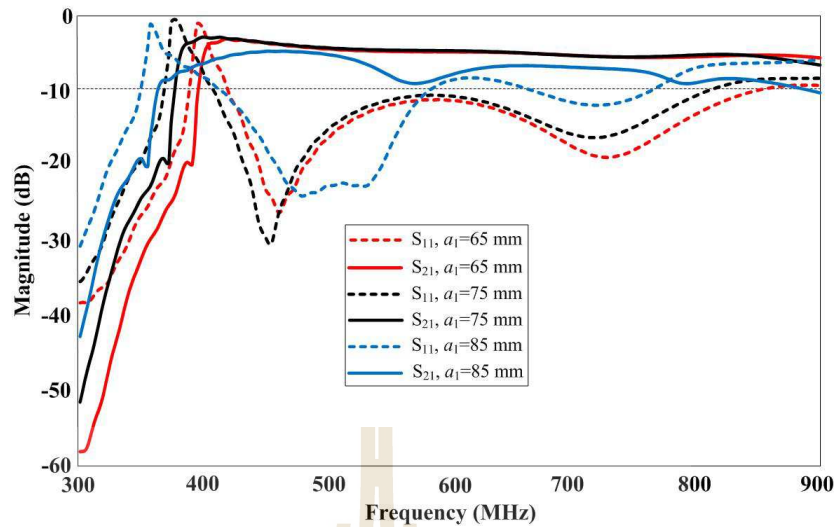
$\epsilon_r = 4.4$ และเลือกความถี่เรโซแนนซ์ ได้แก่ 520 MHz และ 800 MHz ซึ่งค่าที่ได้จากการคำนวณและข้อกำหนดต่าง ๆ จะนำไปใช้สำหรับการกำหนดค่าเริ่มต้นของการวิเคราะห์หาขนาดที่แท้จริงต่อไป แล้วทำการจำลองแบบโดยใช้ Transient Solver Parameter ดังแสดงในรูปที่ 4.72 จากนั้นทำการพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยพิจารณาที่ค่าการสูญเสียย้อนกลับที่มีค่าต่ำกว่าหรือใกล้เคียง -10 dB เนื่องจากต้องการให้คลื่นส่งผ่านได้มากที่สุด



รูปที่ 4.72 แบบการจำลองแบบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

4.8.2 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ a_1

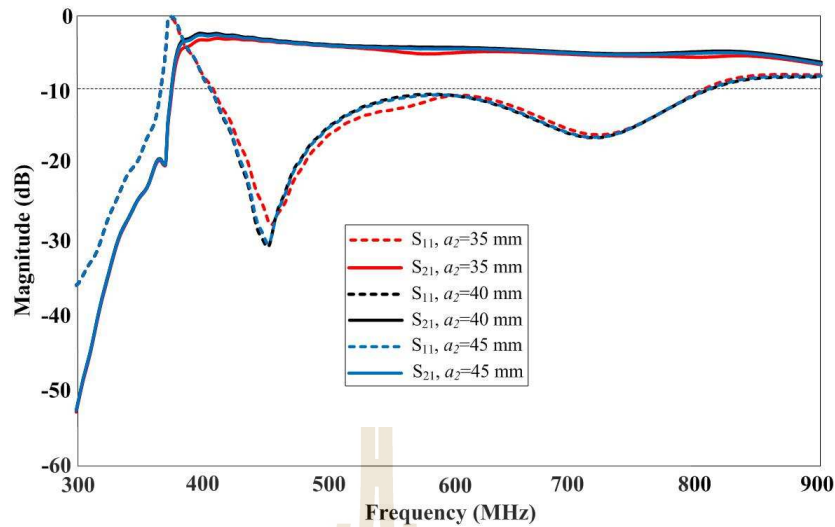
ทำการปรับเปลี่ยนค่า a_1 โดยให้ a_2 เท่ากับ 42.61 มิลลิเมตร b_1 , b_2 และ b_3 คงที่ ในการพิจารณาขนาดความกว้างของ a_1 นั้น จะทำการพิจารณาขนาดความกว้าง ดังนี้ คือ 65 มิลลิเมตร 75 มิลลิเมตร และ 85 มิลลิเมตร ตามลำดับ จากผลการจำลอง ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) ตอบสนองช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการ แสดงได้ดังรูปที่ 4.73 จากรูป พบว่า เมื่อทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ a_1 เท่ากับ 75 มิลลิเมตร จะให้ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ครอบคลุมแถบความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz – 862 MHz มากที่สุด จึงเลือกขนาด a_1 เท่ากับ 75 มิลลิเมตร แล้วทำการพิจารณาในขั้นตอนต่อไป



รูปที่ 4. 73 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่า S_{11} และ S_{21} พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เมื่อปรับขนาดของ a_1

4.8.3 ผลการจำลองแบบโดยการปรับค่าพารามิเตอร์ a_2

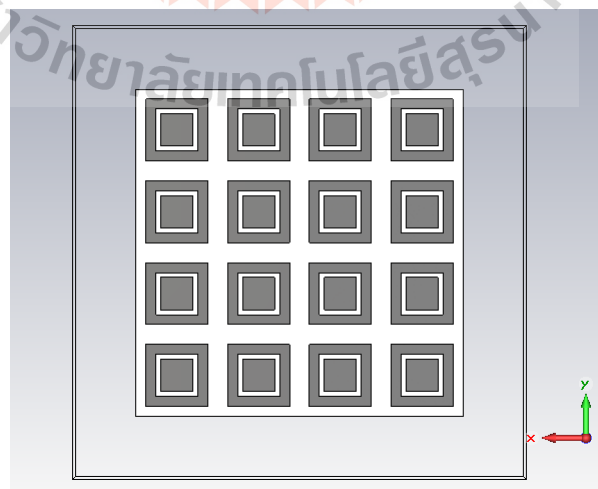
ทำการปรับค่า a_2 โดยให้ a_1 เท่ากับ 75 มิลลิเมตร จากหัวข้อ 4.8.2 ที่ผ่านมา ในการพิจารณาความกว้างของ a_2 ดังนี้ คือ 35 มิลลิเมตร 40 มิลลิเมตร และ 45 มิลลิเมตร ตามลำดับ เพื่อพิจารณาผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เพื่อพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) และค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) แสดงได้ดังรูปที่ 4.74 พบว่า เมื่อทำการปรับเปลี่ยนขนาดของ a_2 ที่มีขนาดเท่ากับ 40 มิลลิเมตร ค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (S_{21}) และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ตอบสนองครอบคลุมแถบความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz – 862 MHz มากที่สุด จึงเลือกขนาด a_2 เท่ากับ 40 มิลลิเมตร แล้วจะได้ทำการพิจารณาในขั้นตอนต่อไป



รูปที่ 4.74 ผลการจำลองเปรียบเทียบค่า S_{11} และ S_{21} พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เมื่อปรับขนาดของ a_2

4.8.4 การเลือกขนาดของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

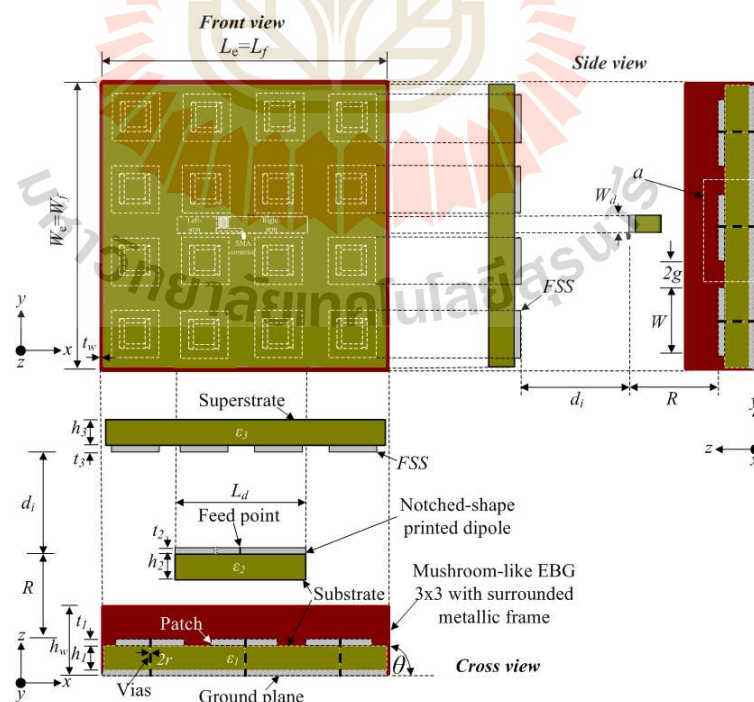
หลังจากที่ทำการจำลองแบบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านขนาด 1 หน่วย เรียบร้อยแล้ว โดยเลือก a_1 เท่ากับ 75 มิลลิเมตร a_2 เท่ากับ 40 มิลลิเมตร $b_1=b_2$ เท่ากับ 12 มิลลิเมตร และ b_3 เท่ากับ 6 มิลลิเมตร ในขั้นตอนต่อไปเป็นการเพิ่มขนาดของพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านเพื่อให้เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน โดยพิจารณาให้มีขนาดเท่ากับ หรือใกล้เคียงกับระบบสายอากาศที่ใหญ่ที่สุด คือขนาด 4x4 อีลิเมนต์ จะมีขนาดเท่ากับ 396x396 mm² ซึ่งมีขนาดเท่ากับขนาดขององค์ประกอบตัวสะท้อน EBG พอดี ดังแสดงในรูปที่ 4.75



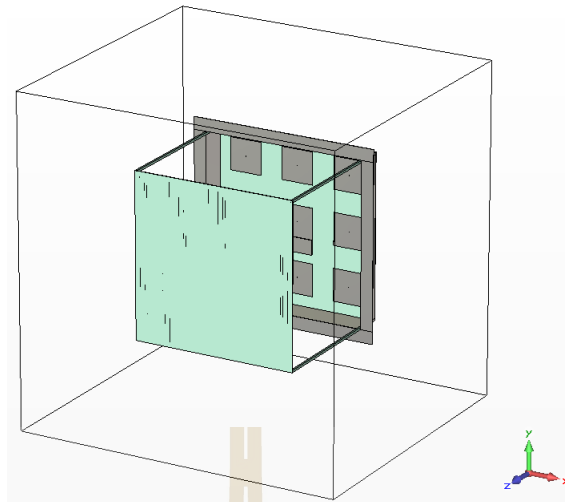
รูปที่ 4.75 แบบจำลองพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ขนาด 4x4 อีลิเมนต์

4.9 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะ ครบสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

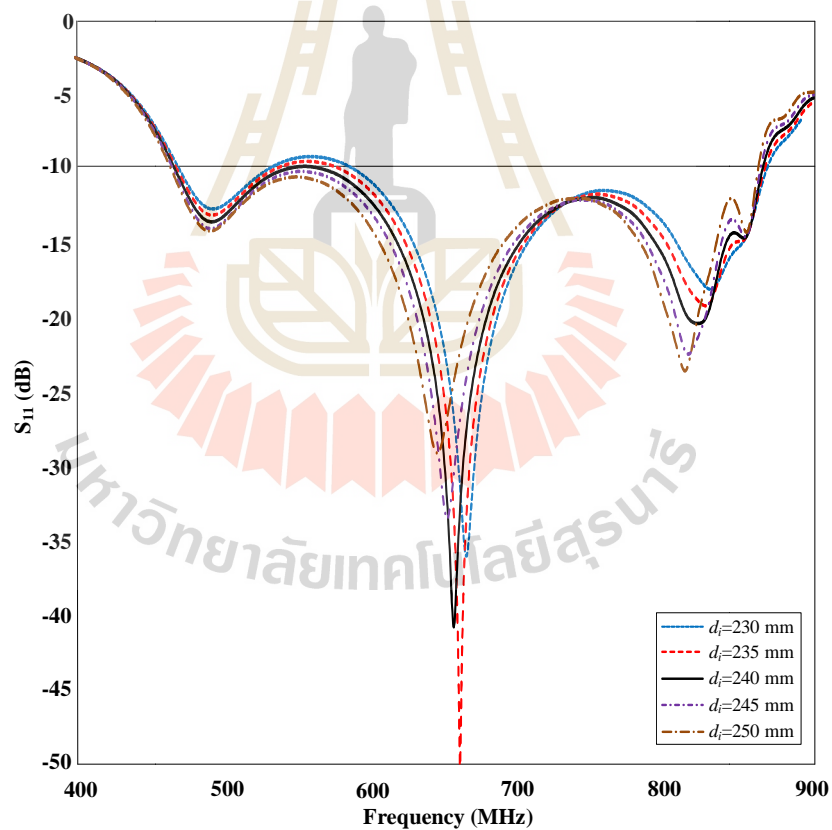
ในขั้นตอนนี้ได้นำพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านร่วมกับสายอากาศในหัวข้อที่ 4.7 ที่ผ่านมา ดังแสดงโครงสร้างของสายอากาศ ในรูปที่ 4.76 (ก) เป็นการแสดงโครงสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3×3 อีลิเมนต์ ที่มีการติดตั้งปีกโลหะครบทั้งสี่ด้าน พร้อมองค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน โดยได้ทำการสร้างแบบจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ได้ดังรูปที่ 4.76 (ข) เพื่อนำไปจำลองผลพิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ ซึ่งผลจากการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ โดยเปรียบเทียบที่ระยะห่างระหว่างพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านกับสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก (d_i) ซึ่งได้ทำการพิจารณาค่าต่าง ๆ ดังนี้ คือ 230 มิลลิเมตร 235 มิลลิเมตร 240 มิลลิเมตร 245 มิลลิเมตร และ 250 มิลลิเมตร ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังรูปที่ 4.76 (ค) พบว่าที่ระยะห่าง (d_i) เท่ากับ 240 มิลลิเมตร ทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับตอบสนองกับแถบความถี่ปฏิบัติการได้เป็นอย่างดี เนื่องจากสามารถครอบคลุมแถบความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่ 470 MHz – 862 MHz และยังมีโครงสร้างที่มีขนาดเล็กที่สุด ซึ่งจะได้ทำการพิจารณาควบคู่กับอัตราขยายของสายอากาศต่อไป



(ก) โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบที่น่าเสนอ

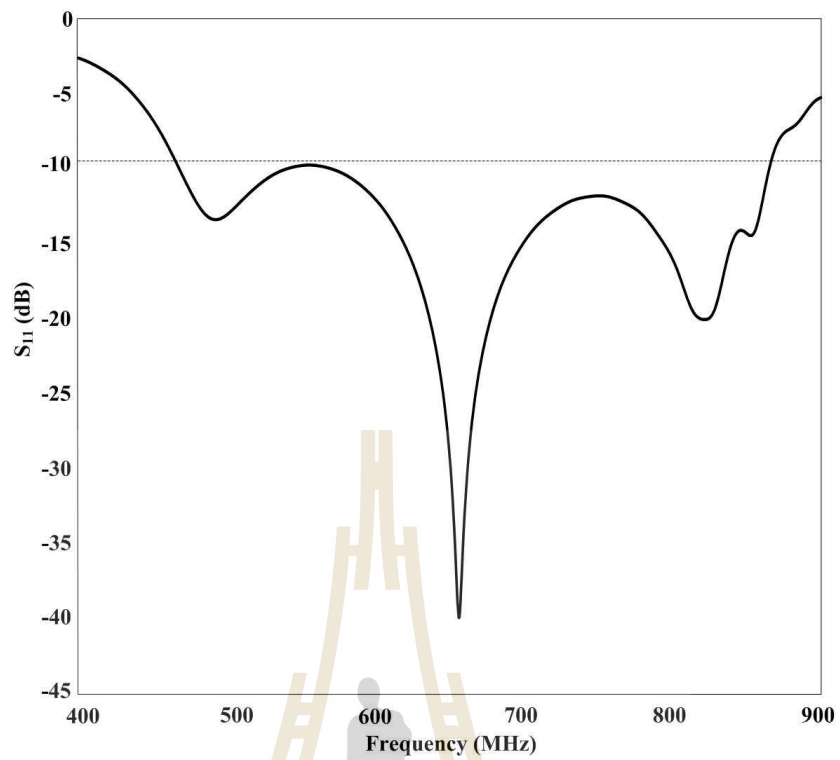


(ข) แบบจำลอง โครงสร้างของสายอากาศต้นแบบ

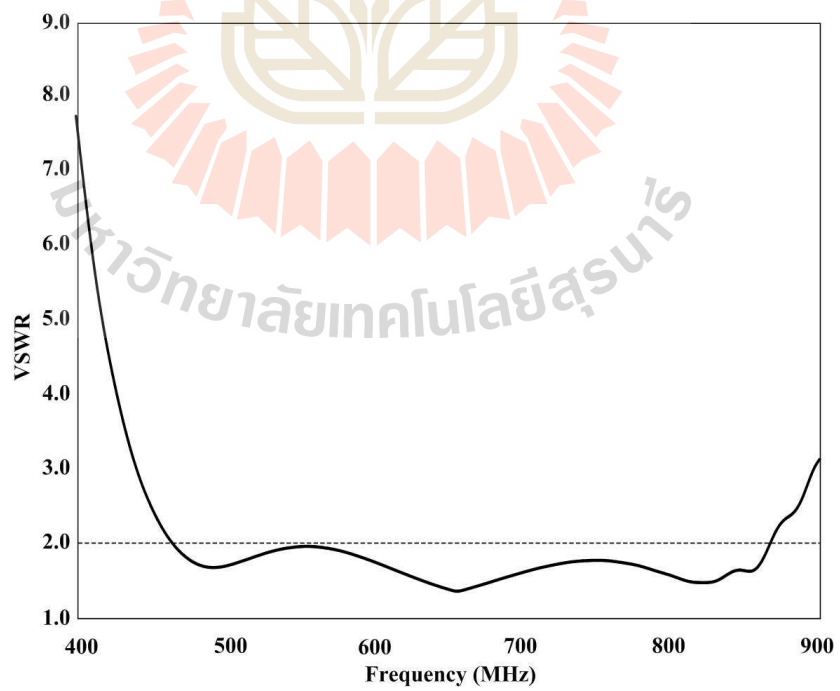


(ค) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ

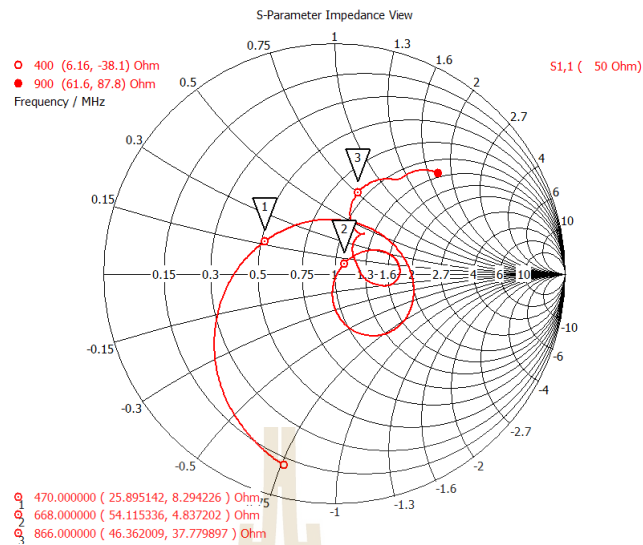
รูปที่ 4.76 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่อนบาร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มี การติดตั้งปีกโลหะครบทั้งสี่ด้าน พร้อมมองค้ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



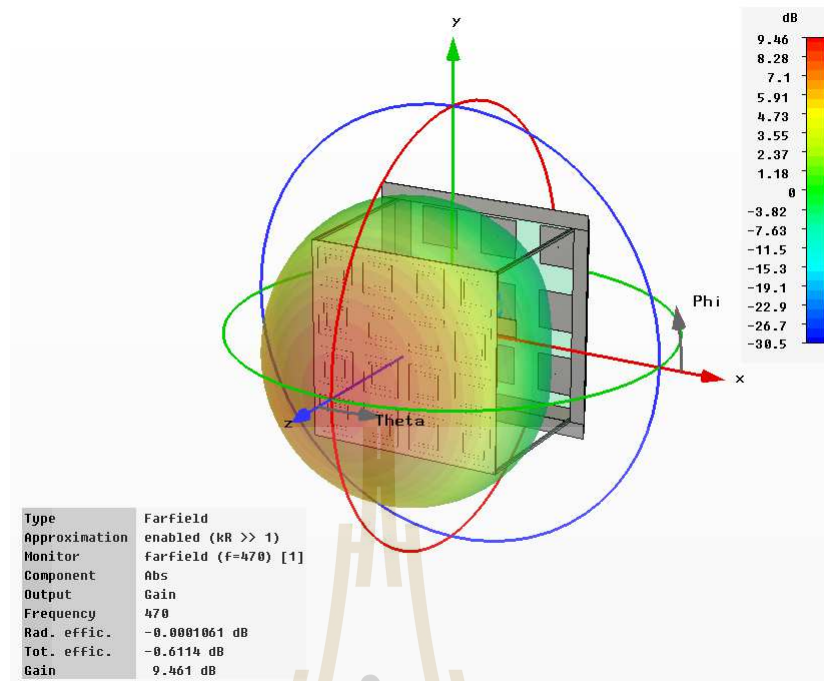
(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง



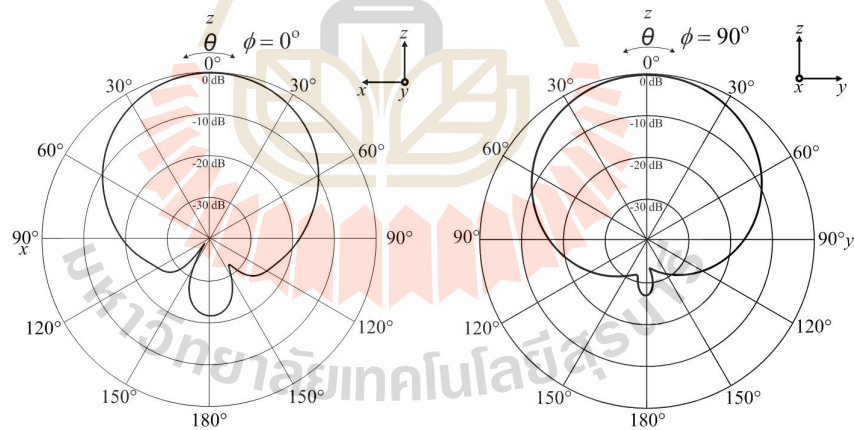
(ค) อิมพีแดนซ์ด้านเข้า

รูปที่ 4.77 แสดงผลการจำลองสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลีเมนต์ เพิ่มปีกโลหะครบทั้งสี่ด้านพร้อมองค์ประกอบ FSS

ขั้นตอนต่อไป ทำการจำลองผลเพื่อวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ได้แก่อัตราขยาย และแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศในขณะที่ทำงานในช่วงความถี่ปฏิบัติการที่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ดังแสดงในรูปที่ 4.78 – 4.80 เพื่อใช้ในการวิเคราะห์และปรับแต่งสายอากาศ ต้นแบบในขั้นสุดท้ายต่อไป



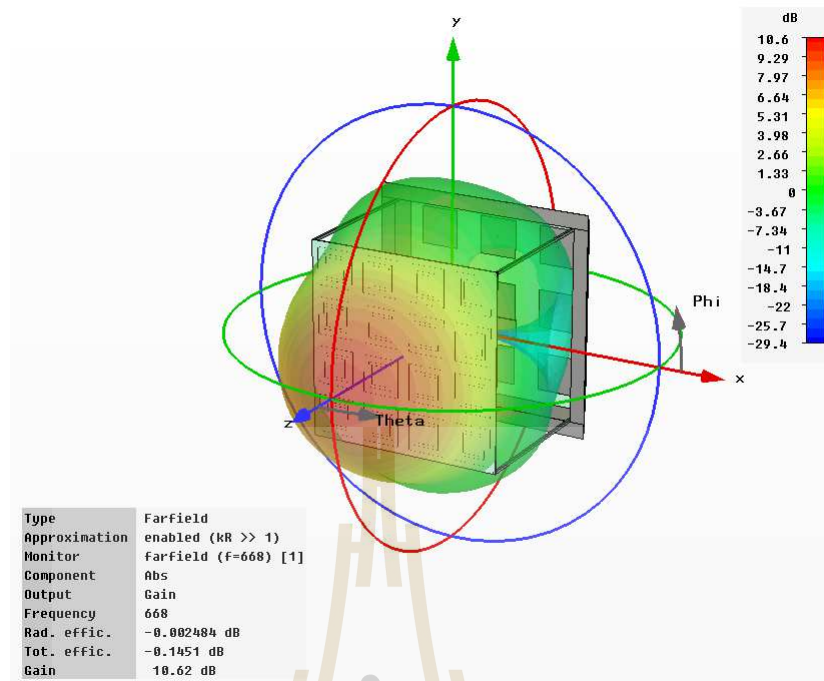
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



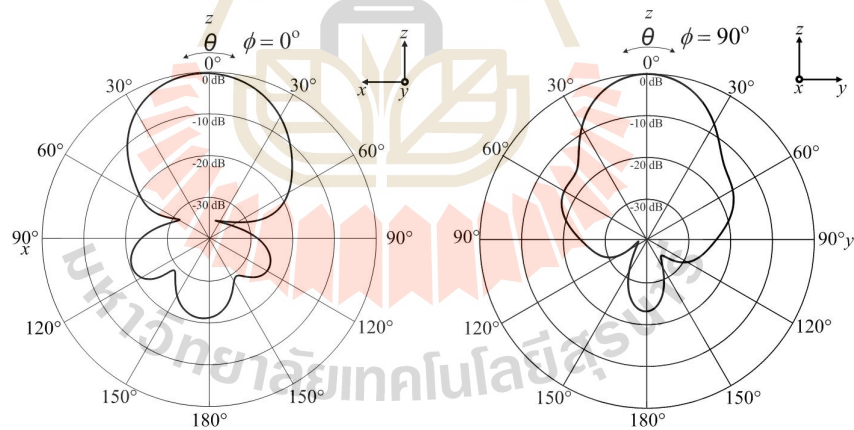
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.78 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพีแบบร่องบาก พร้อมตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน พร้อมด้วย FSS ที่ความถี่ 470 MHz



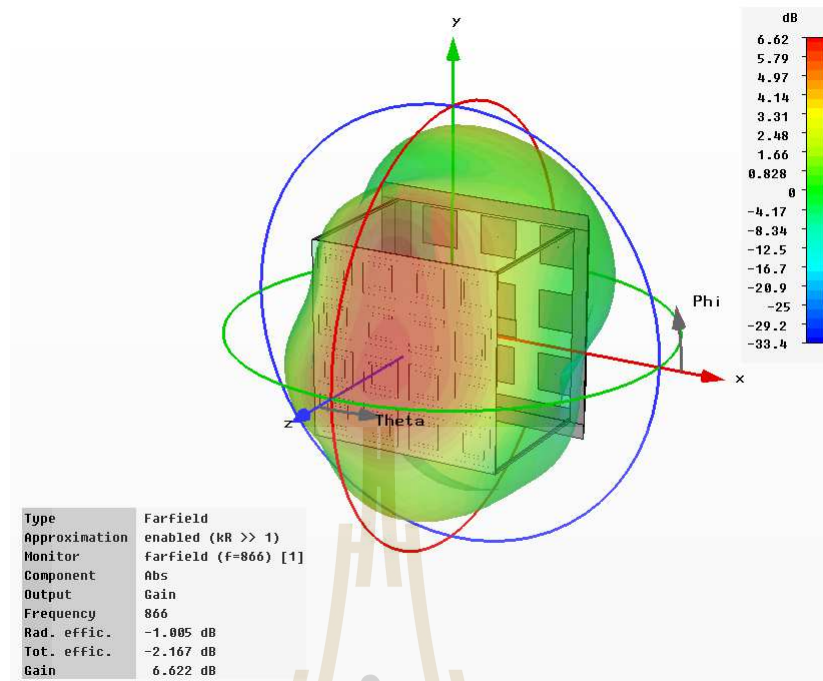
(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



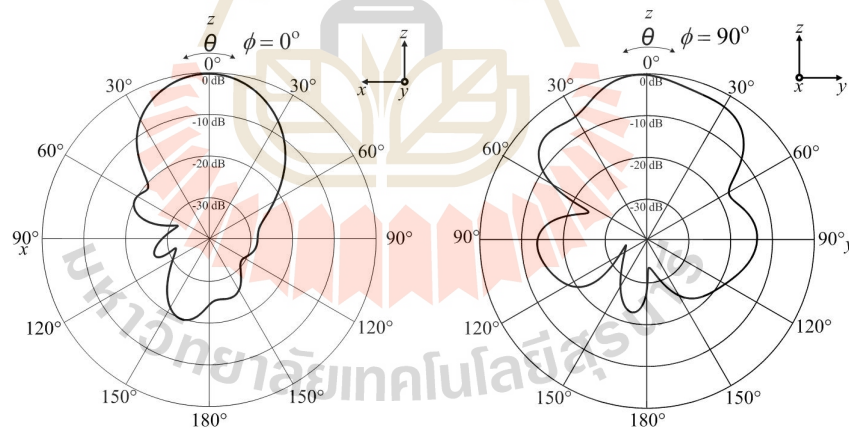
(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.79 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน พร้อมด้วย FSS ที่ความถี่ 668 MHz



(ก) แบบรูปการแผ่กำลัง



(ข) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ค) ระนาบสนามแม่เหล็ก

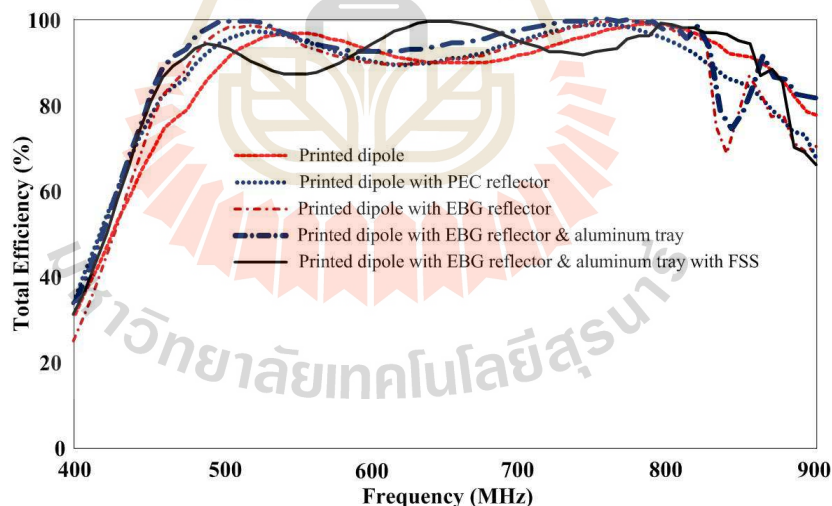
รูปที่ 4.80 ผลการจำลองแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG เพิ่มปีกโลหะทั้งสี่ด้าน พร้อมด้วย FSS ที่ความถี่ 866 MHz

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST หลังจากเพิ่มพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน เข้าไป กับสายอากาศในหัวข้อที่ 4.7 ที่ผ่านเพื่อพิจารณาอัตราขยาย จากรูปที่ 4.78 – 4.80 พบว่าอัตราขยายของสายอากาศที่นำเสนอ จะเท่ากับ 9.461 dB 10.62 dB และ 6.62 dB ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz

และ 866 MHz ตามลำดับ จะเห็นว่าค่าอัตราขยายของสายอากาศจะเพิ่มขึ้น โดยเฉพาะที่ความถี่กลางของแถบความถี่ปฏิบัติการ ที่ความถี่ 668 MHz แม้ว่าอัตราขยายที่เกิดขึ้นเมื่อใช้งานที่ความถี่ 866 MHz จะลดลงกว่าเดิมเล็กน้อย

ในการพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังทั้งสองระนาบนั้น พบว่าหลังจากเพิ่มพื้นผิวเลือกความถี่ผ่านเข้าไปแล้ว ในระนาบสนามไฟฟ้าจะมีโหลบด้านหลังลดลง ส่วนในระนาบสนามแม่เหล็กจะให้โหลบด้านหลังค่อนข้างต่ำ ซึ่งในภาพรวมแบบรูปการแผ่กำลังจะมีความแตกต่างกันน้อยมากตลอดทุกช่วงความถี่ที่กำหนด และที่ความถี่ 866 MHz แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้าก็มีความผิดเพี้ยนจากความถี่อื่นไม่มากนัก โดยความกว้างลำครึ่งกำลัง หรือ HPBW ในระนาบสนามแม่เหล็กจะมีขนาดค่อนข้างแคบและมีโหลบด้านข้างเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดจนจึงส่งผลให้มีอัตราขยายค่อนข้างต่ำลง แต่ให้โหลบด้านหลังค่อนข้างต่ำ โดยเกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็กจะมีค่า 61.3/64.4 องศา 54.8/54.6 องศา และ 56.1/58.2 องศา ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ

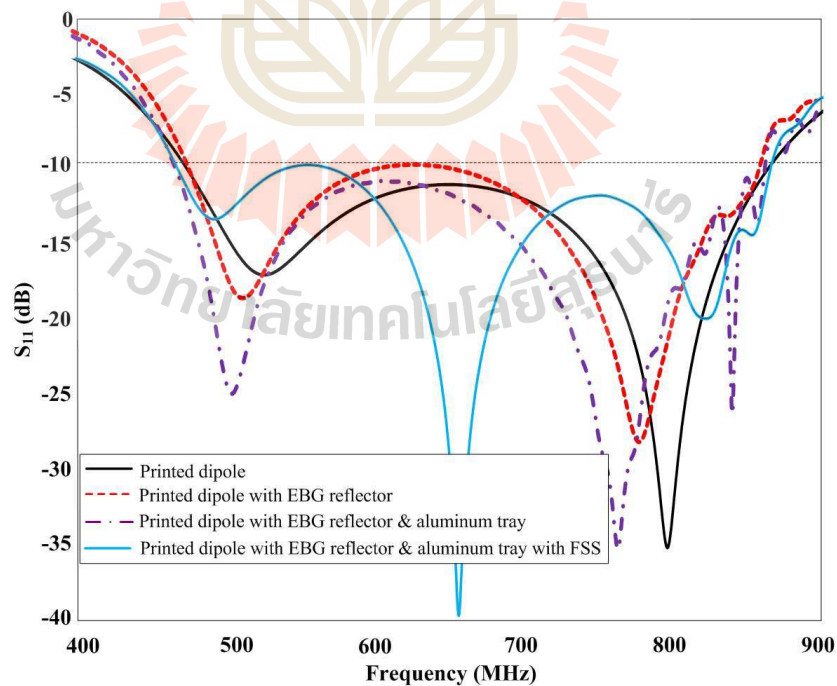
ผลการจำลองค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ (efficiency antenna) ที่ได้ทำการออกแบบและพัฒนาสามารถแสดงการเปรียบเทียบได้ดังรูปที่ 4.81



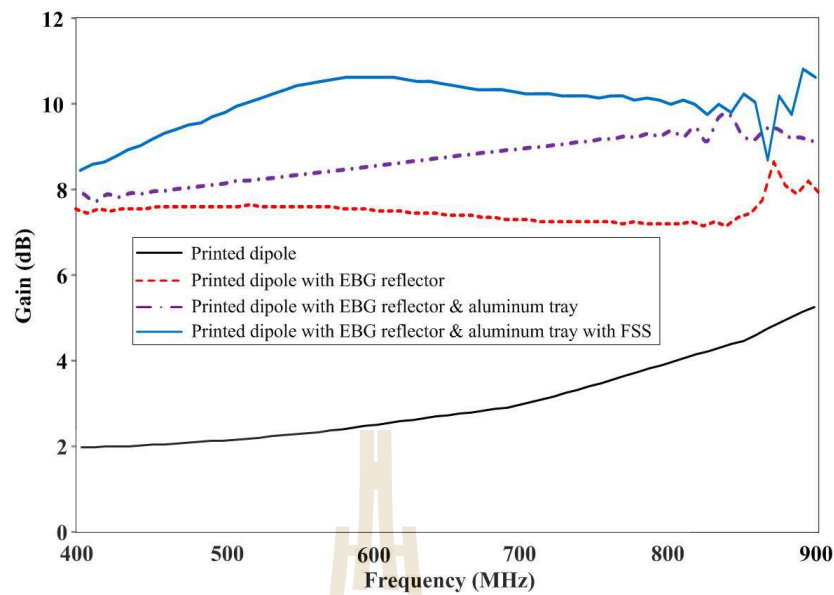
รูปที่ 4.81 เปรียบเทียบผลการจำลองค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ

จากรูปที่ 4.81 แสดงผลการจำลองเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของสายอากาศ ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ในหน่วยของ dB ตลอดช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz – 862 MHz แล้วทำการแปลงเป็นหน่วยเปอร์เซ็นต์ (%) ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของสายอากาศทั้งหมด 5 รูปแบบ พบว่า ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบ-

ร่องบาก มีค่าระหว่าง 77.02% - 99.39% โดยมีค่าสูงสุด เท่ากับ 99.39% ที่ความถี่ 802 MHz ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนแบบตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ มีค่าระหว่าง 84.74% - 99.58% โดยมีค่าสูงสุด เท่ากับ 99.58% ที่ความถี่ 770 MHz ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG มีค่าระหว่าง 70.52% - 99.90% โดยมีค่าสูงสุด เท่ากับ 99.90% ที่ความถี่ 786 MHz ค่าประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ที่มีปีกโลหะครบทั้งสี่ด้าน มีค่าระหว่าง 77.86% - 99.92% โดยมีค่าสูงสุด เท่ากับ 99.92% ที่ความถี่ 786 MHz และค่าประสิทธิภาพของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ที่มีปีกโลหะครบทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน มีค่าระหว่าง 88.81% - 99.93% โดยมีค่าสูงสุด เท่ากับ 99.93% ที่ความถี่ 650 MHz ตามลำดับ ซึ่งจากผลการจำลอง พบว่าสายอากาศที่นำเสนอคือสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ที่มีปีกโลหะครบทั้งสี่ด้าน จะให้ค่าประสิทธิภาพที่สูงตลอดแถบความถี่ปฏิบัติการอย่างชัดเจนและสุดท้ายสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อนแบบ EBG ที่มีปีกโลหะครบทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน จะให้ค่าประสิทธิภาพที่สูงตลอดแถบความถี่ปฏิบัติการ โดยเฉพาะที่ความถี่กลางแถบ (ประมาณ 650 MHz) จะให้ค่าประสิทธิภาพสูงสุดถึง 99.93% ดังแสดงไว้ในรูปที่ 4.81



(ก) ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ



(ข) ค่าอัตราขยาย

รูปที่ 4.82 เปรียบเทียบผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปของสายอากาศ 4 ชนิด

จากขั้นตอนการออกแบบสายอากาศทั้งหมดที่ผ่านมาได้ทำการเปรียบเทียบผลการจำลองค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) และค่าอัตราขยายของสายอากาศ ทั้ง 4 ชนิด แสดงได้ดังรูปที่ 4.82 (ก) และ (ข) ตามลำดับ

4.10 สรุป

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการแสดงถึงวิธีการออกแบบและพัฒนาารูปแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างและมีค่าอัตราขยายสูงสำหรับใช้รับสัญญาณโทรทัศนระบบดิจิทัลภาคพื้นดิน ในพื้นที่ที่อยู่ไกลจากสถานีส่งพร้อมผลเฉลยคุณลักษณะสำคัญของสายอากาศต้นแบบโดยการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST สายอากาศต้นแบบที่มีความเหมาะสมและถูกเลือกใช้งานจะเป็นสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ซึ่งให้คุณลักษณะเรื่องของความถี่แถบครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 470 MHz – 866.55 MHz มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุดอยู่ที่เท่ากับ -35.52 dB และมีค่าอัตราขยาย เท่ากับ 2.722 dB จากนั้นเมื่อนำมาทำงานร่วมกับอิลิเมนต์ตัวสะท้อนที่ทำจากตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์ที่มีขนาดและระยะห่างจากอิลิเมนต์ตัวขั้วที่เหมาะสม จะให้ค่าความถี่แถบครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 497 MHz – 850 MHz ขณะที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุดอยู่ที่ เท่ากับ -26.183 dB และมีค่าอัตราขยายเพิ่มขึ้นเป็น เท่ากับ 7.324 dB ที่ความถี่กลาง 650 MHz ต่อมาได้เปลี่ยนอิลิเมนต์ตัวสะท้อนจากตัวนำทางไฟฟ้าสมบูรณ์มาเป็นแบบ

EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ พบว่ายังคงให้ค่าความกว้างแถบครอบคลุมช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการ ตั้งแต่ 470 MHz – 866 MHz มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุดอยู่ที่ เท่ากับ -25.49 dB และให้อัตราขยาย ณ ความถี่กลาง 650 MHz เพิ่มขึ้นเป็น เท่ากับ 7.473 dB พร้อมกันนี้ได้ทำการปรับแต่งรูปแบบของสายอากาศต้นแบบให้มีประสิทธิภาพในการรับสัญญาณสูงขึ้น โดยทำการเพิ่มปีกโลหะมาติดตั้งบนขอบทั้งสี่ของตัวสะท้อน EBG ขนาด 3x3 อีลิเมนต์ จะทำให้มีอัตราขยายเพิ่มเป็น เท่ากับ 8.679 dB ที่ความถี่กลาง 650 MHz สุดท้ายได้ทำการเพิ่มองค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (FSS) เป็นวัสดุวางซ้อนด้านหลังของสายอากาศต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ ซึ่งจะพบว่าอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ เพิ่มขึ้นเป็น เท่ากับ 10.13 dB ณ ความถี่กลาง 650 MHz ซึ่งจะได้นำผลการจำลองและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้ไปทำการสร้างสายอากาศต้นแบบ และวัดผลเปรียบเทียบกับผลการจำลองต่อไป



บทที่ 5

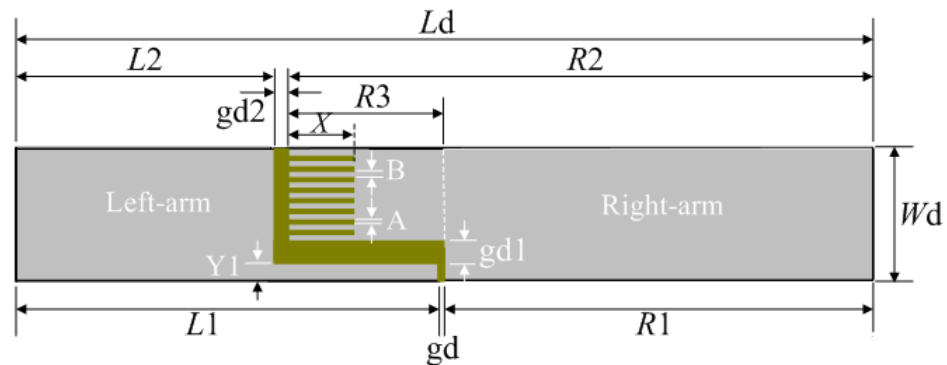
ผลการทดลองและการวัดสายอากาศ

5.1 กล่าวนำ

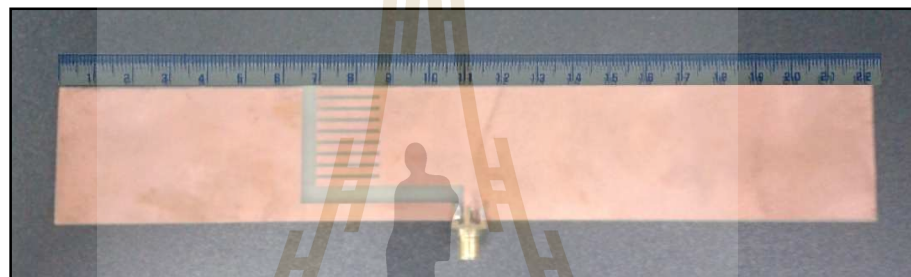
ในบทนี้ได้้นำทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา ทำการออกแบบสายอากาศต้นแบบตามคุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และเพิ่มองค์ประกอบไดเรกเตอร์ คือพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (FSS) และได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่กำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก อิมพีแดนซ์ด้านเข้า อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (voltage standing wave ratio: VSWR) และ อัตราขยาย เป็นต้น ซึ่งในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้น โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) PNA รุ่น N5224A ซึ่งทำการทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น (anechoic chamber) จากนั้นได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวิเคราะห์และจากผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST พร้อมอภิปรายผลต่อไป

5.2 การสร้างสายอากาศต้นแบบไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

ในวิทยานิพนธ์นี้ ในขั้นตอนแรกได้นำผลจากการวิเคราะห์สายอากาศด้วยการออกแบบสร้างสายอากาศแถบความถี่กว้าง คือ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากเป็นอีลิเมนต์ตัวป้อน ตามลักษณะและโครงสร้างที่ได้จากการจำลองในโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยมีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวัสดุในการสร้าง คือ ใช้แผ่นวงจรพิมพ์แบบ FR-4 มีค่าไดอิเล็กตริกสภาพยอมสัมพัทธ์ (relative permittivity: ϵ_r) เท่ากับ 4.4 แทนเจนต์การสูญเสีย (loss tangent: δ) เท่ากับ 0.02 ความสูงของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (h) เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร ความหนาของทองแดง เท่ากับ 0.035 มิลลิเมตร ซึ่งได้แสดงโครงสร้างของสายอากาศไว้แล้วในรูปที่ 4.11 และสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบที่ใช้สำหรับเป็นตัวป้อน สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1



(ก) โครงสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก



(ข) สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบที่สร้างขึ้น

รูปที่ 5.1 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ

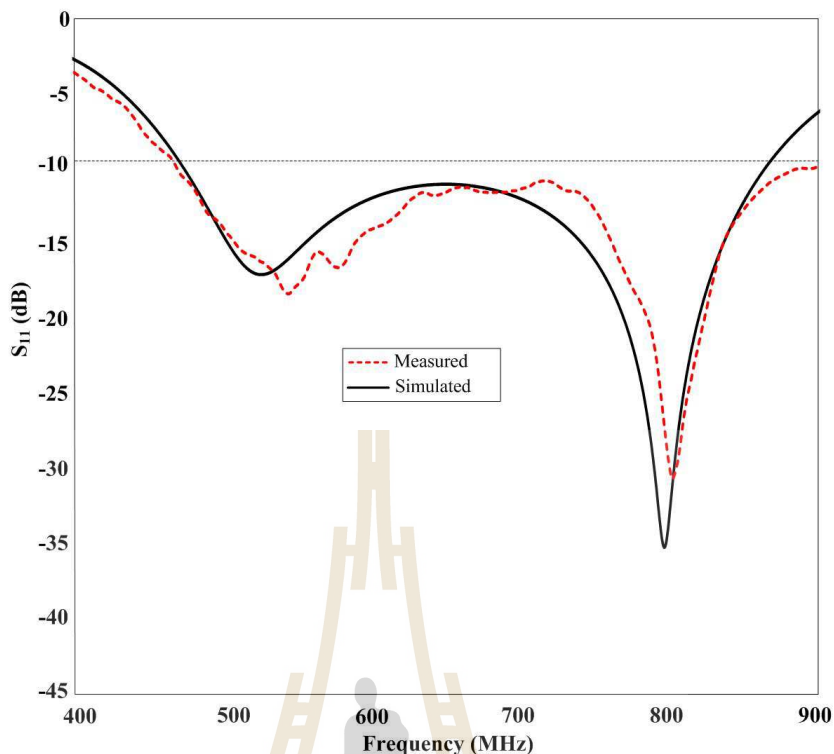
พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้าที่ ความถี่ 650 MHz	ขนาดทางกายภาพ (มิลลิเมตร)
ความกว้างของสายอากาศ (Wd)	0.075λ	35
ความยาวของสายอากาศ (Ld)	0.483λ	223
ความยาวของแพทช์ด้านซ้าย ($L1$)	0.239λ	110.5
ความยาวของแพทช์ด้านซ้าย ($L2$)	0.144λ	66.5
ความยาวของแพทช์ด้านขวา ($R1$)	0.241λ	111.5
ความยาวของแพทช์ด้านขวา ($R2$)	0.33λ	152.5
ความยาวของ Feed Gap ($R3$)	0.09λ	41.5
ความกว้างของ Feed Gap (gd)	0.0021λ	1

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ (ต่อ)

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้าที่ ความถี่ 650 MHz	ขนาดทางกายภาพ (มิลลิเมตร)
ความกว้างของ Feed Gap ($gd1$)	0.0097λ	4.5
ความกว้างของ Feed Gap ($Y1$)	0.0086λ	4
ความกว้างของ Feed Gap ($gd2$)	0.0086λ	4
ความกว้างของร่อง (A)	0.0021λ	1
ความกว้างระหว่างร่อง (B)	0.0043λ	2
ความลึกของร่อง (X)	0.037λ	17.5

5.2.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

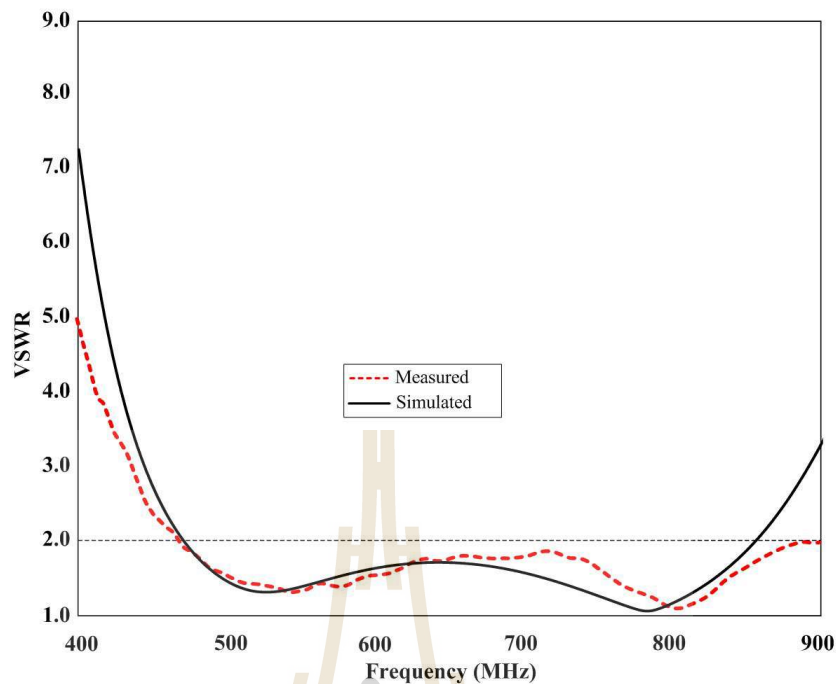
พารามิเตอร์ที่สำคัญสำหรับการพิจารณาการแมตซ์คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (S_{11}) ซึ่งเป็นการพิจารณาการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้าของสายอากาศ ขนาดของ S_{11} อาจมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึง ลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าลบเท่ากับ 0 dB แสดงว่าเกิดการไม่แมตซ์ที่สมบูรณ์ และถ้ามีค่าลบเป็นอนันต์ แสดงว่าเกิดการแมตซ์ที่สมบูรณ์ที่ดีที่สุด (รังสรรค์ และ ชูวงศ์) ในการใช้งานด้านวิศวกรรมสายอากาศค่าของ S_{11} ที่ยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่า หรือ เท่ากับ -10 dB ซึ่งจะสอดคล้องกับค่า VSWR ที่มีค่าเท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า จึงถือว่าเป็นที่ยอมรับได้ว่าสายอากาศนั้นมีการแมตซ์ที่ดี จากรูปที่ 5.2 ได้ทำการแสดงกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากสำหรับเป็นตัวป้อน ซึ่งจากรูปจะพบว่า ที่แถบความถี่ปฏิบัติการจากผลการวัดทดสอบ มีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 468.61 MHz – 896.82 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 62.72% ซึ่งเมื่อเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะมีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 470 MHz – 866.55 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 59.34% จะสังเกตได้ว่า ณ แถบความถี่ปฏิบัติการของผลการวัดและทดสอบมีความถี่แถบความถี่สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังนั้น ผลที่ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากที่ได้ทำการสร้างสามารถนำไปใช้สำหรับเป็นตัวป้อนสายอากาศโทรทัศน์ระบบดิจิตอลที่มีแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz – 862 MHz ได้เป็นอย่างดีนั่นเอง



รูปที่ 5.2 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ต้นแบบ

5.2.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

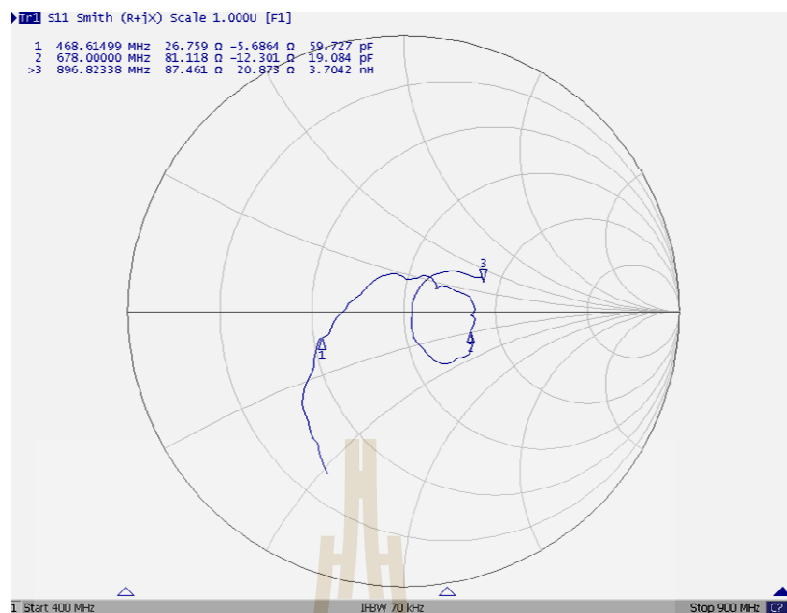
จากสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ ที่ได้ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว ค่าพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศอีกค่าหนึ่งก็คือได้ว่ามีความสำคัญเป็นอย่างมาก คือ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) สำหรับค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งนี้ สามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่ 1 ถึง อนันต์ โดยหากค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตช์ที่สมบูรณ์ หมายความว่า กำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศมีแบบรูปการแผ่กำลังออกไปทั้งหมดโดยไม่มีการสะท้อนกลับ และถ้าสายอากาศมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับอนันต์ หมายความว่า สายอากาศนั้นไม่แมตช์ที่สมบูรณ์ทำให้กำลังงานไฟฟ้าที่ส่งออกไปเกิดการสะท้อนกลับหมด ซึ่งจะส่งผลให้เกิดความเสียหายได้ จากการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแล้วทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ผลการเปรียบเทียบ แสดงดังรูปที่ 5.3 จะพบว่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศตลอดความถี่แถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 468.61 MHz–896.82 MHz ผลที่ได้จากการวัด มีค่า VSWR ไม่เกิน 2.0



รูปที่ 5.3 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก

5.2.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ผลการวัดทดสอบที่แถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 468.61 MHz ถึง 896.82 MHz นั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $26.75 - j5.68$ โอห์ม $81.11 - j12.3$ โอห์ม และ $87.46 + j20.87$ โอห์ม ที่ความถี่ปฏิบัติการ 468.61 MHz 678 MHz และ 896.82 MHz ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากคั่นแบบ

5.2.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

ในการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะ R คือ ระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศคั่นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง เท่ากับหรือมากกว่าสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณสนามระยะไกลได้ระยะ $R \geq 0.29$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ระยะ $R = 1$ เมตร เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ โดยใช้สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น (half-wave dipole antenna) ในแต่ละความถี่ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศอ้างอิง มาทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งซึ่งสายอากาศดังกล่าวได้มีการวัดทดสอบมาตรฐานอัตราขยายที่แต่ละความถี่ใช้งานเรียบร้อยแล้ว โดยมีค่าเท่ากับ 2.15 dBi จำนวนได้ดังสมการ (5.1) และสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากคั่นแบบที่จะทำการวัดทดสอบเป็นสายอากาศภาครับ จากนั้นนำมาคำนวณด้วยสมการการส่งผ่านของฟรีส ดังแสดงในรูปที่ 5.5 จากการคำนวณโดยใช้ทฤษฎีและหลักการคำนวณจากสมการ (5.2) จะสามารถนำค่าอัตราขยายจากการวัดเปรียบเทียบกับสายอากาศอ้างอิงและสายอากาศภายใต้การวัดทดสอบมาคำนวณหาอัตราขยายได้ตลอดทุกช่วงความถี่ปฏิบัติการ ดังแสดงในรูปที่ 5.6 พร้อมกับเปรียบเทียบกับค่าอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะเห็นว่าสายอากาศคั่นแบบให้ค่าอัตราขยายจริงใกล้เคียงกับค่าอัตราขยายที่ได้จากการจำลองผลอย่างชัดเจน ค่าอัตราขยายของสายอากาศที่ต้องการทราบจะหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$G_{r(dB)} = G_{t(dB)} = \frac{1}{2} \left[P_{r(dB)} - P_{t(dB)} + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \right] \quad (5.1)$$

ดังนั้น ถ้าคำนวณอัตราขยายของสายอากาศอ้างอิงที่ความถี่ 470 MHz

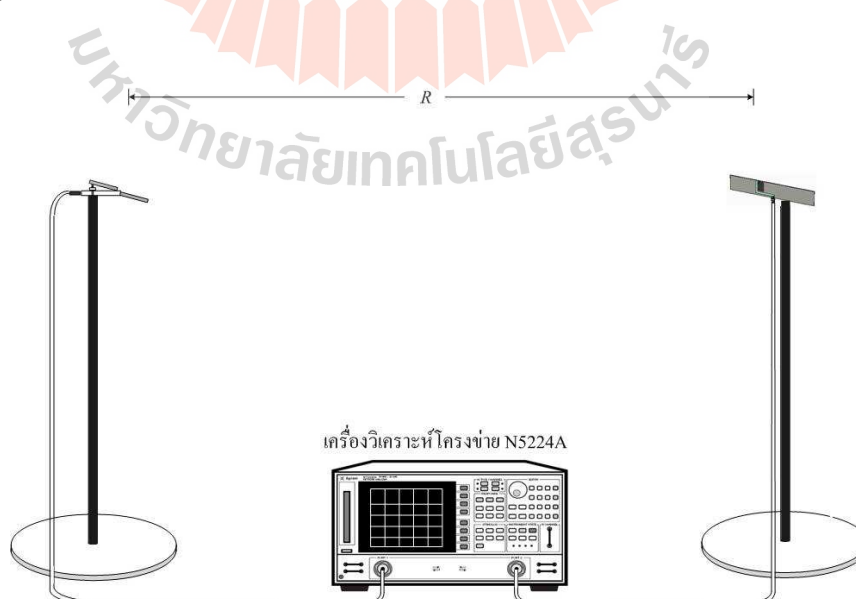
$$G_{r(dB)} = G_{t(dB)} = \frac{1}{2} \left[(-57.474) - (-10) + 20 \log \left(\frac{4\pi(1)}{0.635} \right) \right] = 2.15 \text{ dB}$$

โดยที่ $P_r = -57.474 \text{ dB}$, $P_t = -10 \text{ dB}$, $R = 1 \text{ m}$

นำมาคำนวณหาค่าอัตราขยาย ซึ่งเป็นอัตราขยายของสายอากาศต้นแบบ ดังสมการ (5.2)

$$G_{r(dB)} = P_{r(dB)} - P_{t(dB)} + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) - G_{t(dB)} \quad (5.2)$$

โดยที่ $G_{(dB)}$ คือ ค่าอัตราขยายรวมของสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ
 R คือ ระยะทางระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ (เมตร)
 G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง
 G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ
 λ คือ ความยาวคลื่นในอากาศ



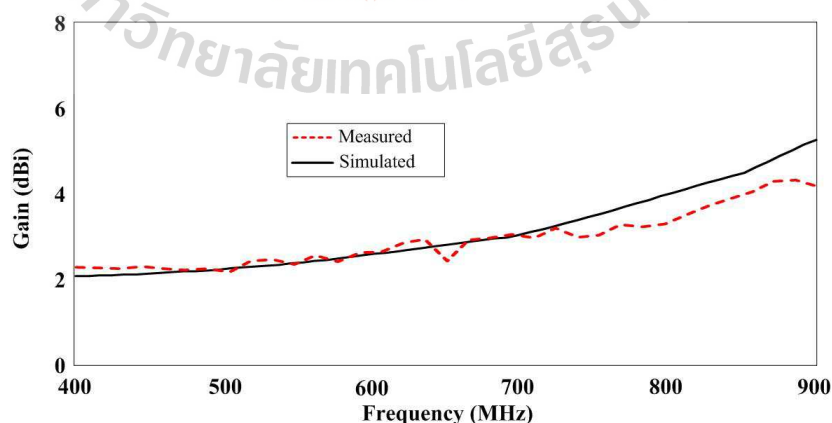
(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย



(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.5 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก

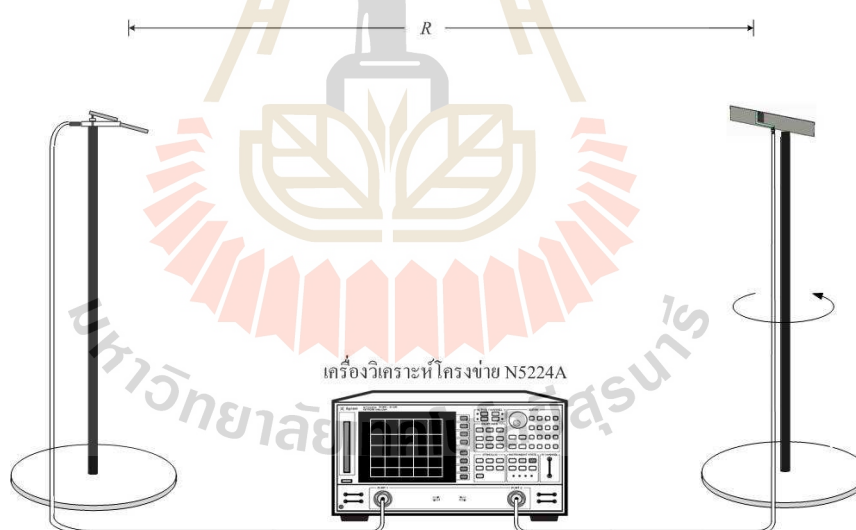
จากผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ต้นแบบ พบว่ามีอัตราขยาย เท่ากับ 2.65 dBi ที่ความถี่กลาง 650 MHz นอกจากนี้ในการวัดทดสอบ ได้ทำการพิจารณาการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ต้นแบบในช่วงความถี่กว้างความถี่ของสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในช่วงความถี่ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz ซึ่งในขั้นตอนการวัดอัตราขยายโดยใช้วิธีการวัดอัตราขยายตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว โดยกราฟผลการเปรียบเทียบอัตราขยาย ดังแสดงในรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก

5.2.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

ในการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก รูปที่ 5.7 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศต้นแบบ ในระนาบสนามไฟฟ้าและวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.8 โดยในการวัดทดสอบได้ทำการวัดในห้องไม่สะท้อนคลื่นและโดยมีระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าบริเวณสนามไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณบริเวณสนามไกลได้ระยะ $R \geq 0.29$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ระยะ $R = 1$ เมตร โดยใช้สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่น ในแต่ละความถี่ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก (สายอากาศภาครับ) โดยจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่ง ตั้งแต่มุม 0 องศา ถึง 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศทั้งหมดในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก

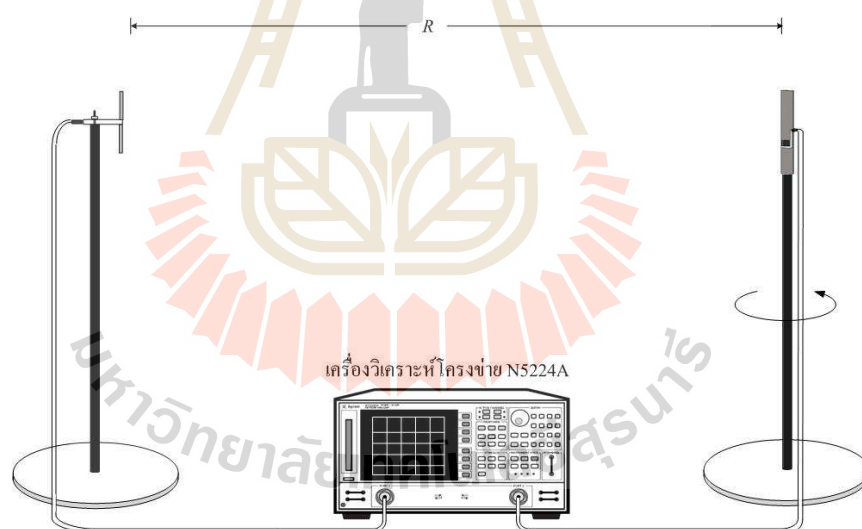


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า

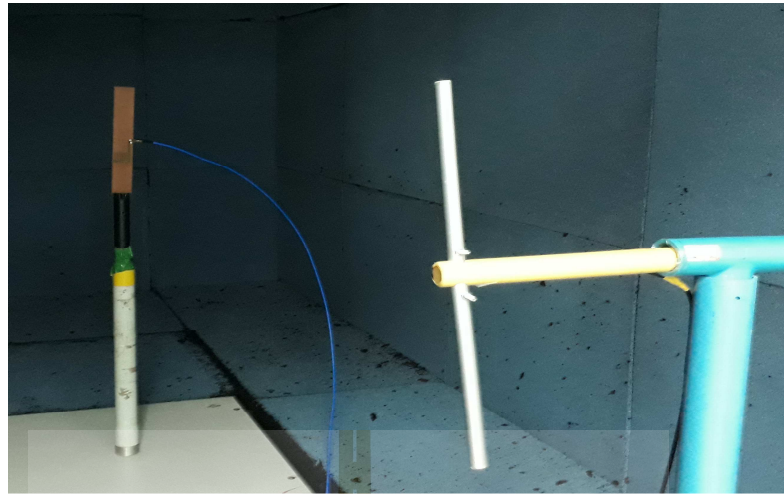


(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.7 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพลแผ่น-
วงจรมิมพ์แบบร่องบาก

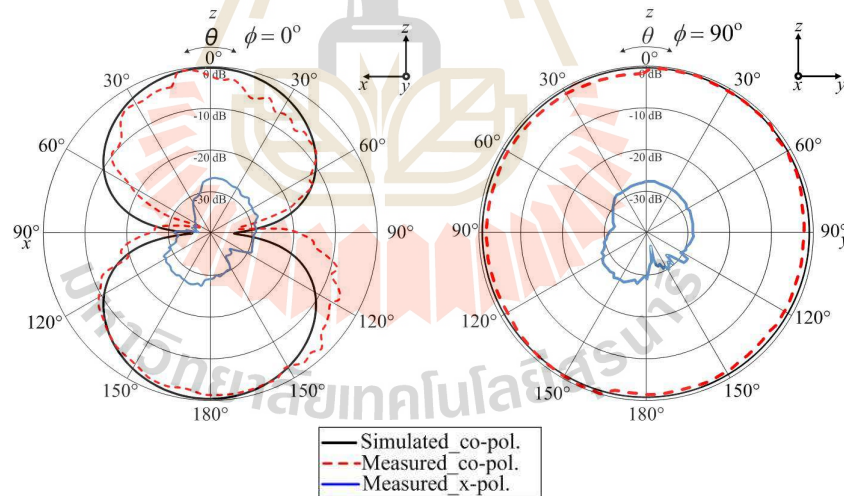


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก



(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก

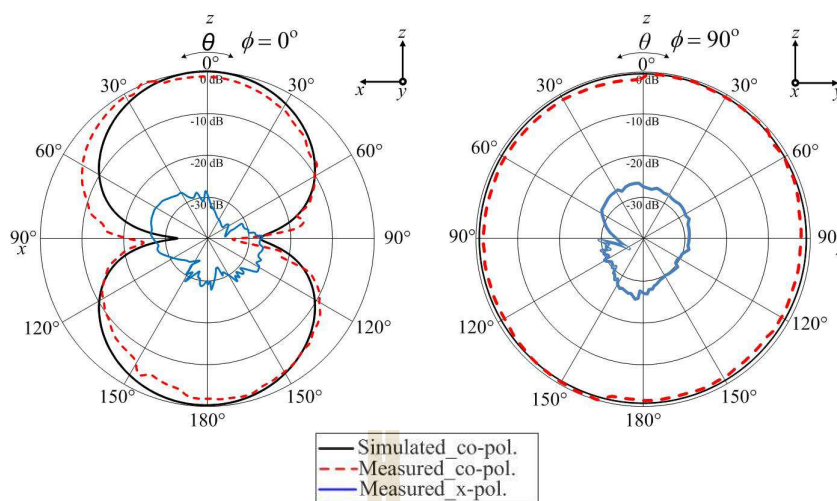
รูปที่ 5.8 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพล
ผ่านวงจรมิมพ์แบบร่องบาก



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

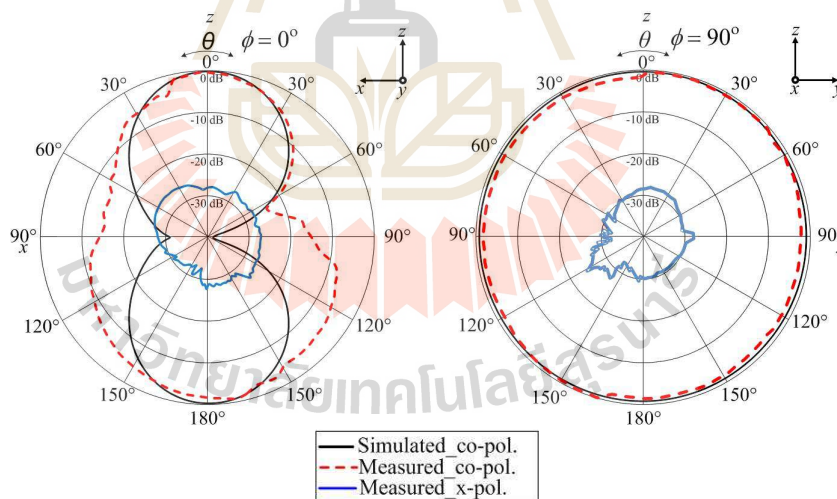
รูปที่ 5.9 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของ
สายอากาศไดโพลผ่านวงจรมิมพ์แบบร่องบากที่ความถี่ 470 MHz



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.10 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากที่ความถี่ 668 MHz



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.11 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากที่ความถี่ 866 MHz

จากรูปที่ 5.9 – 5.11 ในทั้งสองระนาบโดยได้แยกการพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศเป็นสามช่วงความถี่ ได้แก่ ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ เพื่อ

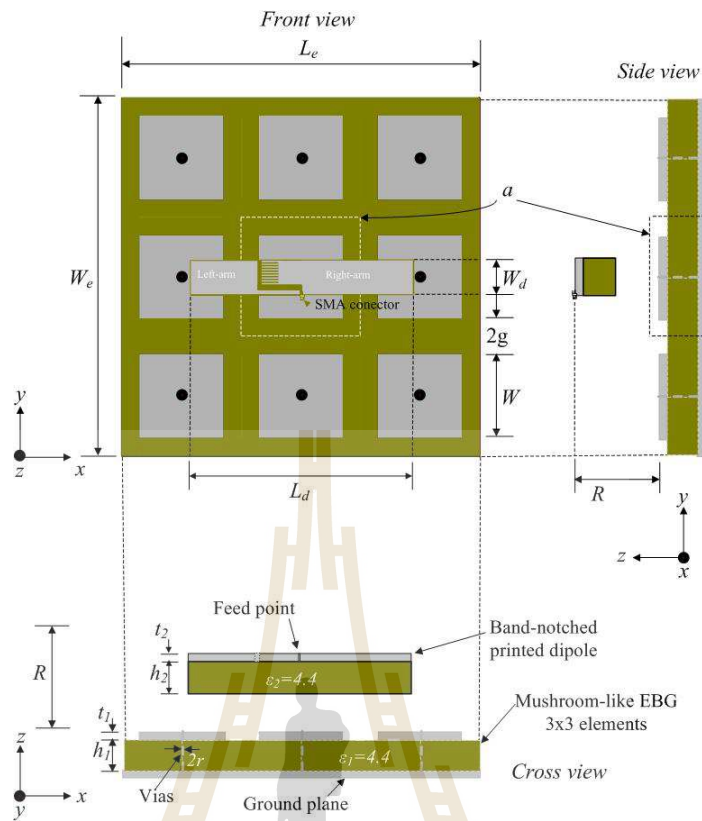
พิจารณาผลกระทบของความถี่ที่แตกต่างกันว่าส่งผลต่อแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศหรือไม่ พบว่า แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เป็นอย่างดี

5.3 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG

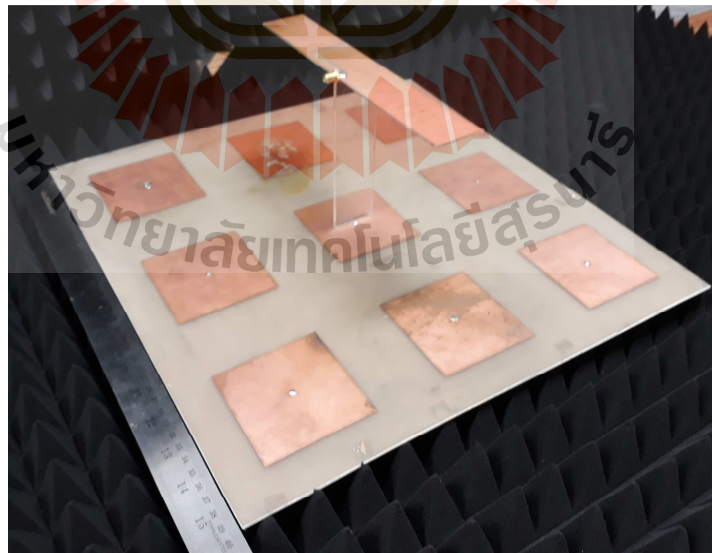
วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์ในการออกแบบและพัฒนาสายอากาศแถบความถี่กว้างเพื่อใช้งานสำหรับรับสัญญาณ โทรศัพท์ระบบดิจิทัลในย่านความถี่สูงยิ่งช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz - 862 MHz ที่มีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าสูงกว่าด้านอื่น ๆ ดังนั้นจากผลการออกแบบและสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากต้นแบบ จากหัวข้อที่ 5.2 ดังได้กล่าวไปแล้ว พบว่าสายอากาศแถบความถี่กว้างต้นแบบนี้จะให้อัตราขยายค่อนข้างต่ำตลอดแถบความถี่ปฏิบัติการ จึงได้ทำการออกแบบพัฒนาสายอากาศแถบความถี่กว้างนี้ให้มีอัตราขยายในทิศทางด้านหน้าสูงขึ้นกว่าเดิมโดยใช้เทคนิคตัวสะท้อน EBG ขนาด 3×3 อีลิเมนต์ วางอยู่ด้านหลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากเพื่อใช้บังคับทิศทางของคลื่นให้พุ่งออกไปด้านหน้าและกำจัดคลื่นผิวเพื่อลดพुकคลื่นด้านหลังให้ได้มากที่สุด ซึ่งได้มีผลการวิเคราะห์และออกแบบพารามิเตอร์ต่าง ๆ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังกล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ผ่านมา โดยได้นำเสนอโครงสร้างการออกแบบไว้แล้ว ดังรูปที่ 4.44 และค่าพารามิเตอร์สายอากาศต้นแบบแสดงไว้ดังตารางที่ 5.2 โดยรูปแบบโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ แสดงดังรูปที่ 5.12

ตารางที่ 5.2 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้าที่ความถี่ 650 MHz	ขนาดทางกายภาพ (มิลลิเมตร)
ความกว้างของตัวสะท้อน EBG (W_e)	0.859λ	396
ความยาวของตัวสะท้อน EBG (L_e)	0.859λ	396
ระยะห่างระหว่างตัวป้อนกับตัวสะท้อน EBG (R)	0.281λ	130
ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (g)	0.058λ	27
ความกว้างของแผ่นตัวนำ (W)	0.169λ	78
รัศมีของเส้นลวด (r)	0.001λ	0.5
ความยาวของเส้นลวด (h)	0.0035λ	1.635



(ก) โครงสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG

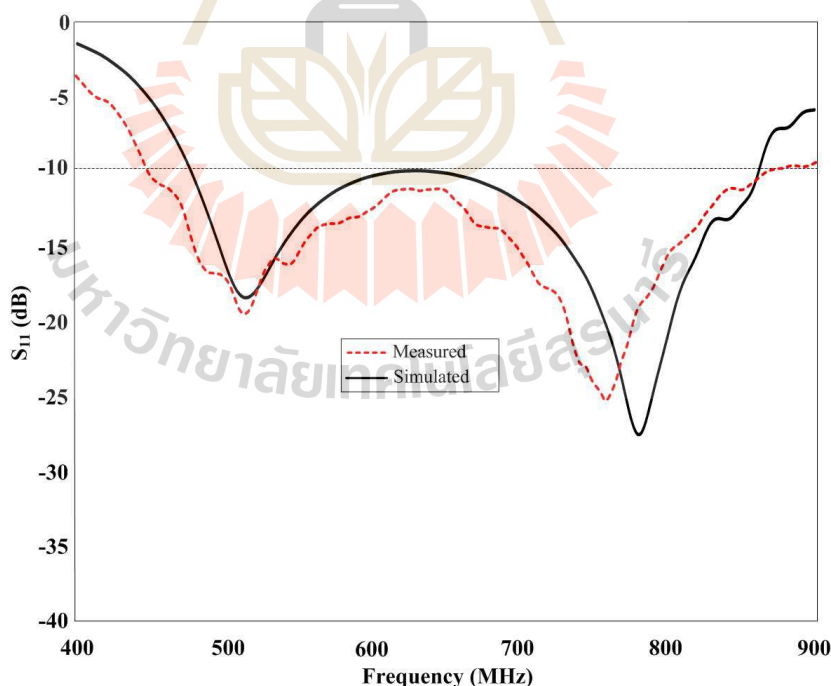


(ข) สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ

รูปที่ 5.12 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG

5.3.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

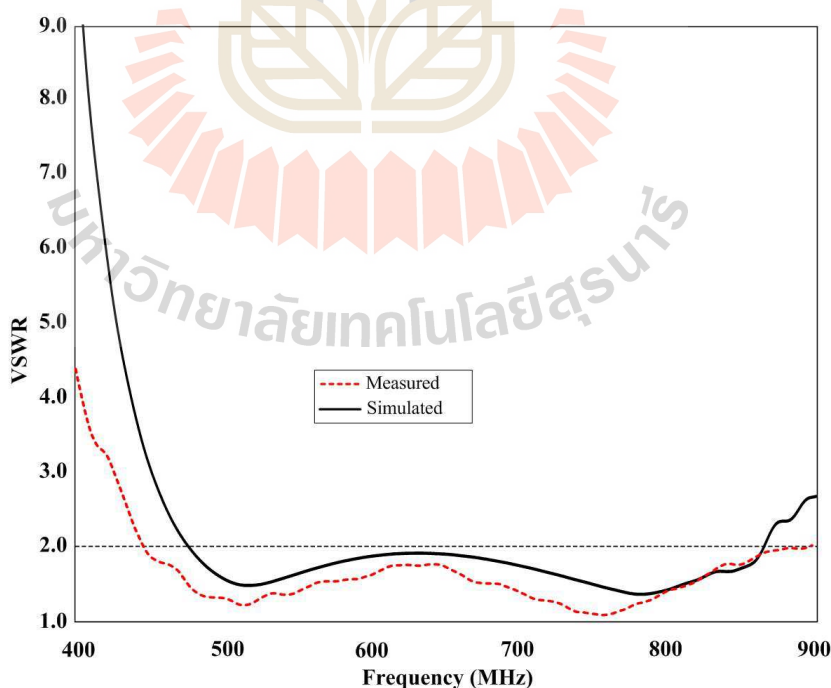
จากสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ ที่ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว จึงได้นำสายอากาศที่ได้มาทำการเปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST รูปที่ 5.13 แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน กลับระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ซึ่งจากรูปที่ 5.13 พบว่าที่แถบความถี่ปฏิบัติการจากผลการวัดทดสอบ มีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 447.01 MHz – 896.18 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 66.88% ซึ่งเมื่อเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะมีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 470 MHz – 866.55 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 59.34% จะสังเกตได้ว่า แถบความถี่ปฏิบัติการของผลการวัดและทดสอบมีความถี่แถบความถี่สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังนั้น ผลที่ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ได้ทำการสร้างสามารถนำไปใช้สำหรับรับสัญญาณ โทรศัพท์ระบบดิจิทัลที่มีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz – 862 MHz ได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 5.13 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG

5.3.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

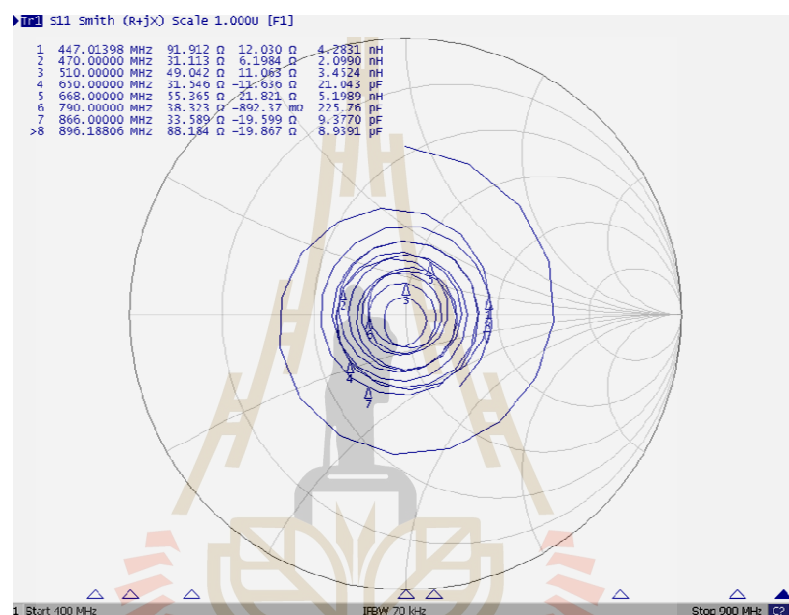
จากสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่อนบาร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ได้ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว ค่าพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงประสิทธิภาพของสายอากาศอีกค่าหนึ่งก็คือได้มีความสำคัญเป็นอย่างมาก คือ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR) สำหรับค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งนี้สามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่ 1 ถึง อนันต์ โดยหากค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่า เท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตซ์ที่สมบูรณ์ หมายความว่า กำลังไฟฟ้าด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศมีแบบรูปการแผ่กำลังออกไปทั้งหมดโดยไม่มีการสะท้อนกลับ และถ้าสายอากาศมีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งเท่ากับอนันต์ หมายความว่า สายอากาศนั้นไม่แมตซ์ที่สมบูรณ์ทำให้กำลังงานไฟฟ้าที่ส่งออกไปเกิดการสะท้อนกลับหมด ซึ่งจะส่งผลให้เกิดความเสียหายได้ จากการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่อนบาร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแล้วทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ผลการเปรียบเทียบ แสดงดังรูปที่ 5.14 จะพบว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศตลอดความกว้างแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 447.01 MHz – 896.18 MHz ผลที่ได้จากการวัด มีค่า VSWR ไม่เกิน 2.0 จึงถือว่าสามารถใช้งานได้ดีในช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการของการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัล ที่ 470 MHz – 862 MHz



รูปที่ 5.14 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่อนบาร่วมกับตัวสะท้อน EBG

5.3.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ผลการวัดทดสอบที่แถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 447.01 MHz – 896.18 MHz นั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $91.91 + j12.03$ โอห์ม $31.54 - j11.63$ โอห์ม และ $88.14 - j19.86$ โอห์ม ที่ความถี่ปฏิบัติการ 447.01 MHz 650 MHz และ 896.18 MHz ตามลำดับ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ 50 โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 5.15

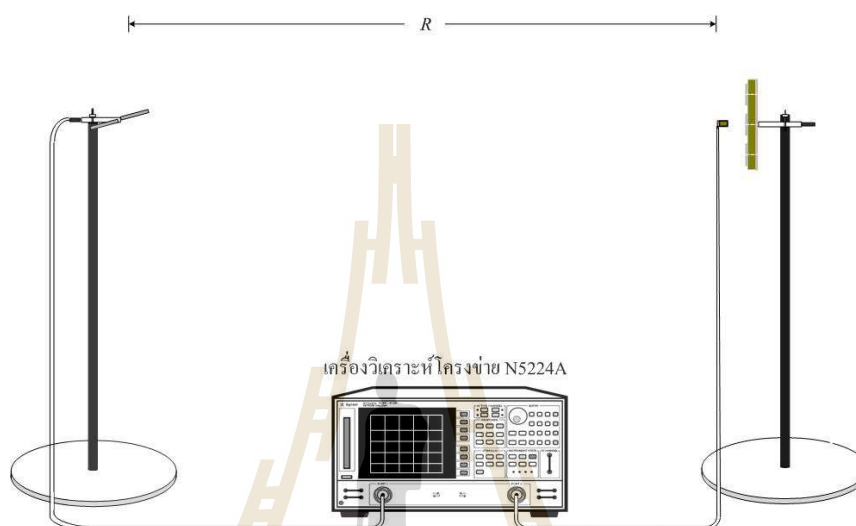


รูปที่ 5.15 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ

5.3.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

ในการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะ R คือ ระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง เท่ากับหรือมากกว่าบริเวณสนามไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณบริเวณสนามไกลได้ระยะ $R \geq 1.36$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ระยะ $R=1.8$ เมตร เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ โดยใช้สายอากาศไดโพล ครึ่งความยาวคลื่น ในแต่ละความถี่ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งจากนั้นนำมาคำนวณด้วยสมการการส่งผ่านของฟรีส ดังแสดงในรูปที่ 5.16 จากการคำนวณโดยใช้ทฤษฎีและหลักการคำนวณจากสมการ (5.1) – (5.3) จะสามารถนำค่าอัตราขยายจากการวัดเปรียบเทียบกับระหว่าง

สายอากาศอ้างอิงและสายอากาศภายใต้การวัดทดสอบมาคำนวณหาค่าอัตราขยายได้ตลอดทุกช่วงความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 5.17 พร้อมกับเปรียบเทียบกับค่าอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะเห็นว่าสายอากาศต้นแบบให้ค่าอัตราขยายจริงใกล้เคียงกับค่าอัตราขยายที่ได้จากการจำลองผลอย่างชัดเจน



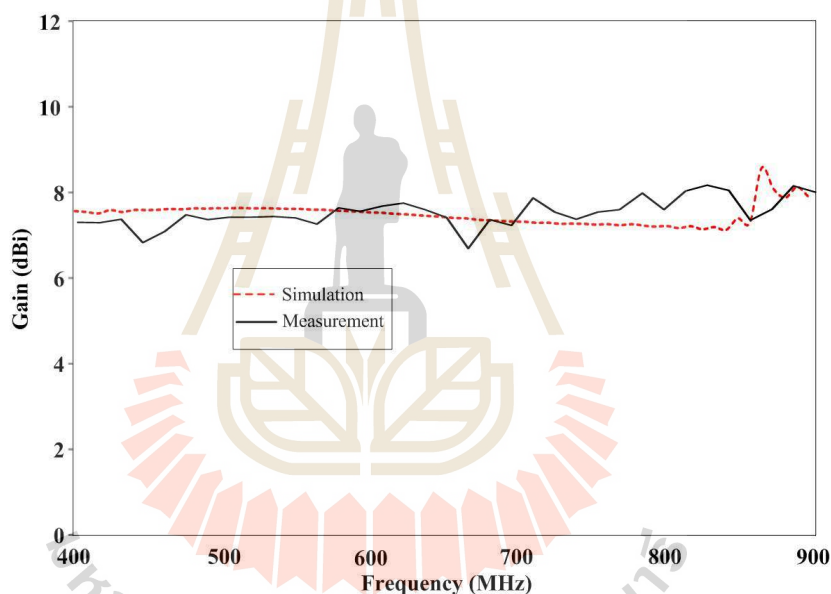
(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย



(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.16 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG

จากผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ พบว่ามีอัตราขยายเท่ากับ 7.12 dBi ที่ความถี่กลาง 650 MHz ซึ่ง ณ ความถี่ปฏิบัติการนี้จะมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากกรณีสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากอย่างเดียว เท่ากับ 4.47 dBi นอกจากนี้ในการวัดทดสอบได้ทำการพิจารณาการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ ในช่วงความถี่ความถี่ของสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในช่วงความถี่ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz ซึ่งในขั้นตอนการวัดอัตราขยายโดยใช้วิธีการวัดอัตราขยายตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว โดยกราฟผลการเปรียบเทียบอัตราขยาย ดังแสดงในรูปที่ 5.17

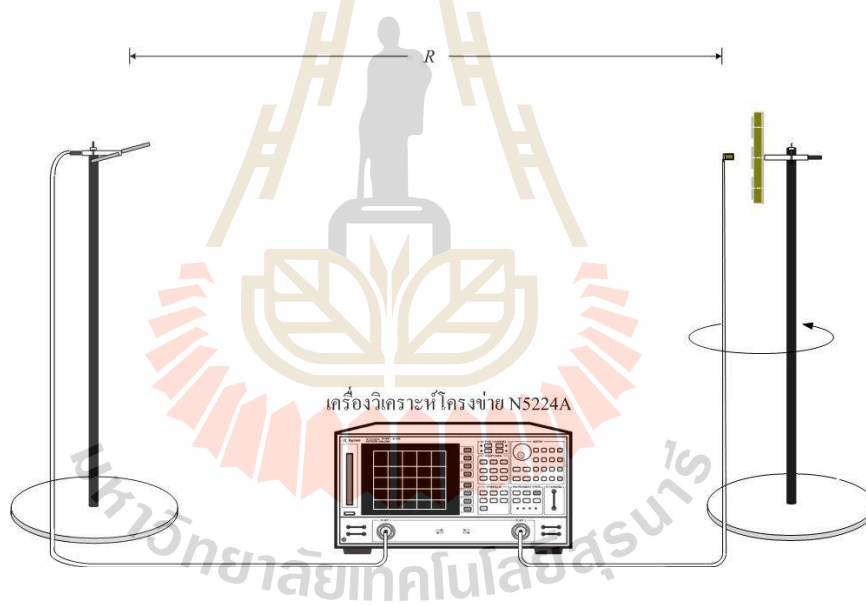


รูปที่ 5.17 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ในช่วงความถี่ ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz

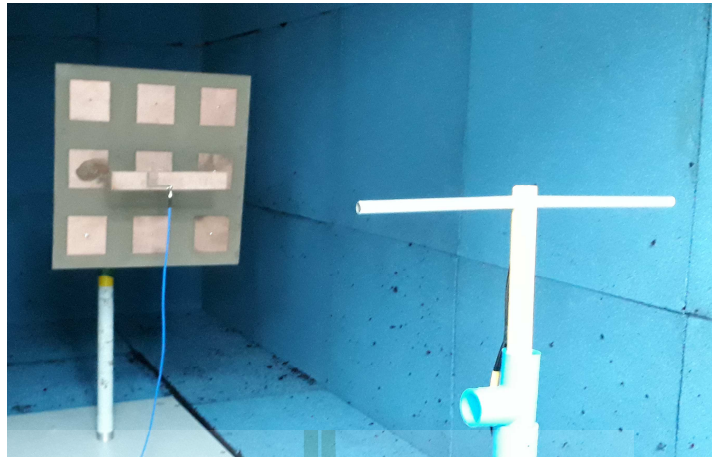
5.3.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

ในการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG รูปที่ 5.18 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศต้นแบบ ในระนาบสนามไฟฟ้าและวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 5.19 โดยในการวัดทดสอบได้ทำการวัดในห้องไม่สะท้อนคลื่นและโดยมีระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าบริเวณสนามไกล คือ คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการ

คำนวณบริเวณสนามไกลได้ระยะ $R \geq 1.36$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ระยะ $R = 1.8$ เมตร โดยใช้สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่นในแต่ละความถี่ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร็อง-บากร่วมกับตัวสะท้อน EBG โดยจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่งตั้งแต่มุม 0 องศา ถึง 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศทั้งหมดในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 5.20 – 5.22 ในทั้งสองระนาบ โดยได้แยกการพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศเป็นสามช่วงความถี่ ได้แก่ ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ เพื่อพิจารณาผลกระทบของความถี่ที่แตกต่างกันว่าส่งผลต่อแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศหรือไม่ พบว่า แบบรูปการแผ่พลังงานของในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เป็นอย่างดี

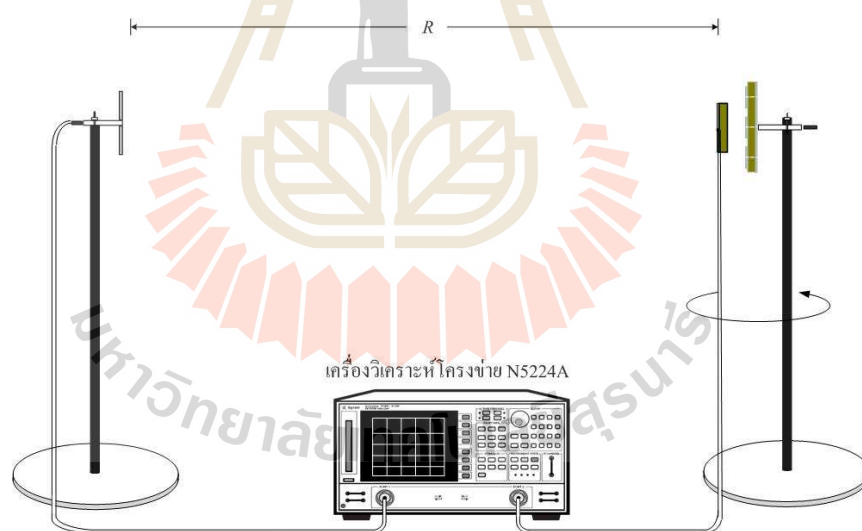


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.18 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพลแผ่น-
วงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG

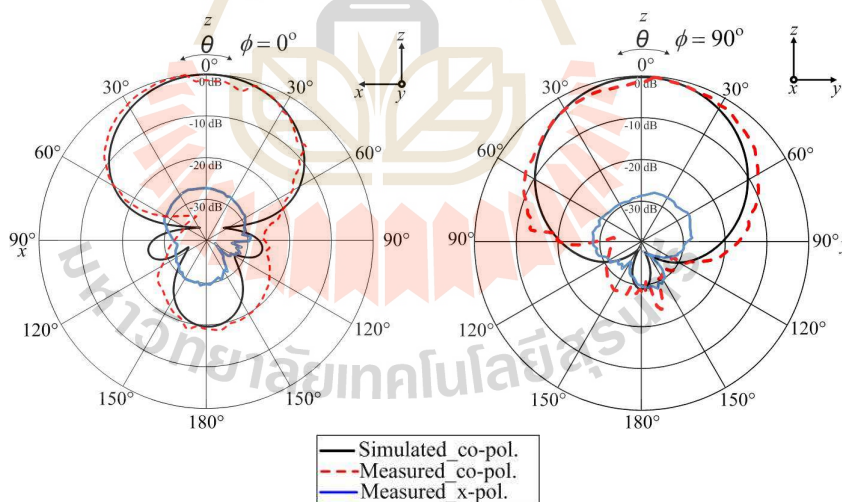


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก



(จ) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก

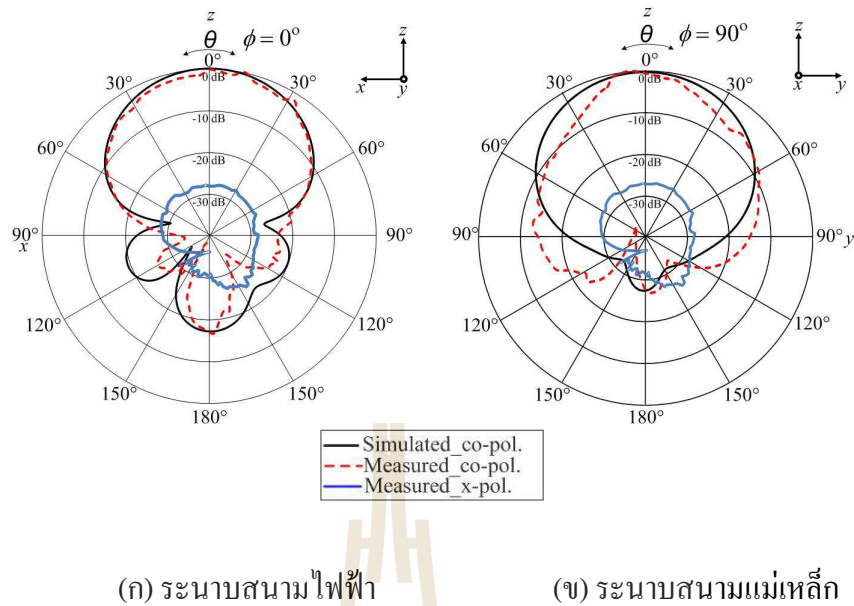
รูปที่ 5.19 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG



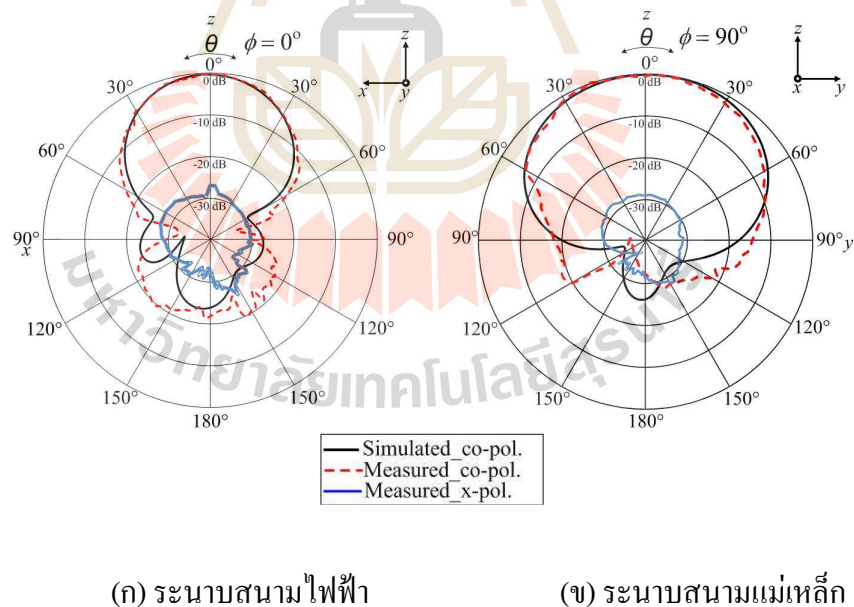
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(จ) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.20 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ความถี่ 470 MHz



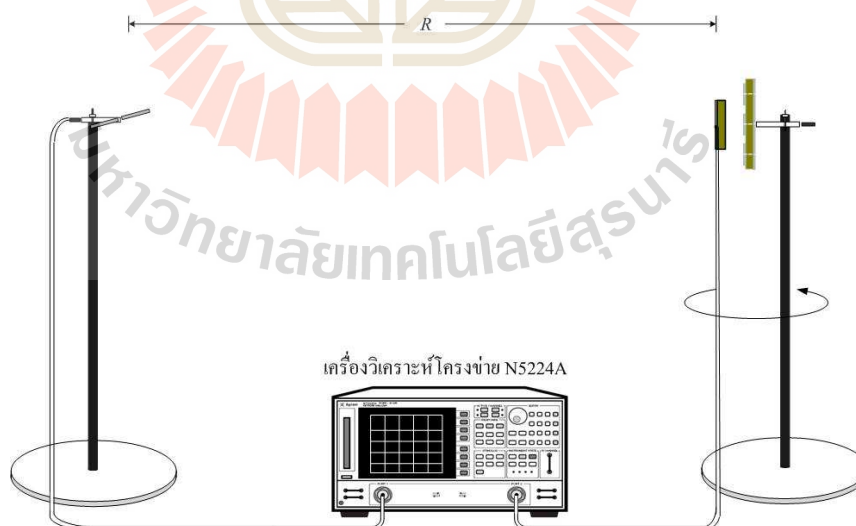
รูปที่ 5.21 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ความถี่ 668 MHz



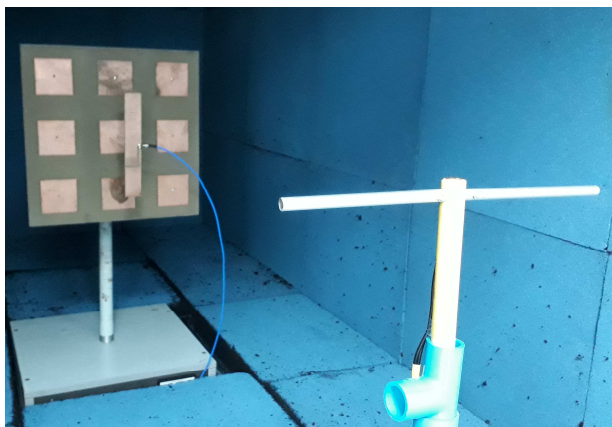
รูปที่ 5.22 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่ความถี่ 866 MHz

จากรูปที่ 5.20 – 5.22 เป็นผลที่ได้จากการวัดแบบรูปการแผ่กำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG โดยนำผลการวัดมาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศต้นแบบ จากผลการวัดทดสอบ พบว่าสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ให้ขนาดความกว้างลำครึ่งกำลัง (half-power beamwidth: HPBW) ที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็ก จะมีค่า 65.2/100.5 องศา 76.1/104.3 องศา และ 62.3/102.3 องศา ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าผลที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และผลที่ได้จากการวัดทดสอบนั้นจะมีความสอดคล้องที่สามารถยอมรับได้เป็นอย่างดี

อย่างไรก็ตามทางผู้จัดทำได้ทำการการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศต้นแบบที่เป็นการโพลาไรซ์แบบไขว้ (cross-polarization) เพิ่มเติมด้วย เพื่อใช้เป็นผลพิสูจน์ว่าสายอากาศต้นแบบของงานวิทยานิพนธ์นี้จะให้ประสิทธิภาพสูงที่สุดในขณะที่ทำงานในแบบของการโพลาไรซ์แบบเส้นตรงในแนวใดแนวหนึ่งเท่านั้น (ในระบบการแพร่สัญญาณโทรทัศน์จะใช้การโพลาไรซ์แบบเส้นตรงในแนวนอนหรือ horizontal linearly polarization) ซึ่งมีการจัดวางสายอากาศภาครับและภาคส่งดังแสดงในรูปที่ 5.23



(ก) วิธีการวัดแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศแบบโพลาไรซ์ไขว้

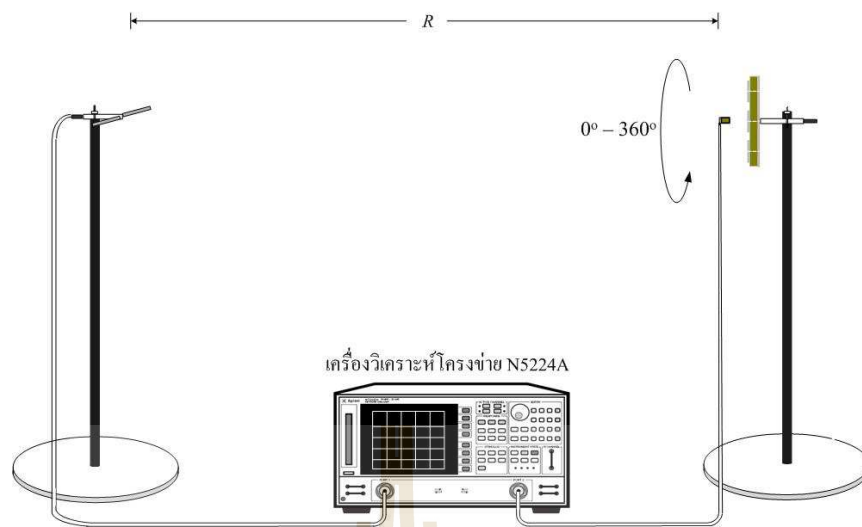


(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในรูปแบบโพลาไรซ์
ไขว้

รูปที่ 5.23 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในรูปแบบโพลาไรซ์ไขว้ของสายอากาศ
ไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG

จากรูปที่ 5.20 – 5.22 เป็นผลการวัดแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจร
พิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ดันแบบในกรณีรูปแบบโพลาไรซ์ไขว้ด้วย ซึ่งเป็นการ
นำมาเปรียบเทียบผลการวัดแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กใน
รูปแบบโพลาไรซ์ร่วมที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ที่ได้ดำเนินการไป
ก่อนหน้านี้แล้ว จะเห็นได้ว่าแบบรูปการแผ่กำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบ
สนามแม่เหล็กนั้น หากเป็นการโพลาไรซ์ไขว้จะไม่สามารถรับหรือส่งคลื่นเข้าหากันได้ จะเห็น
ความแตกต่างระหว่างความแรงของสัญญาณที่แตกต่างกันกับการโพลาไรซ์ร่วมอย่างมาก ซึ่งในแต่ละ
ระนาบมีค่าแตกต่างกันประมาณ -25 dB และ -30 dB ตามลำดับ

เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน
EBG สามารถให้การโพลาไรซ์เป็นแบบเส้นตรงแนวนอนเพื่อให้สอดคล้องกับมาตรฐานการ
แพร่กระจายสัญญาณโทรทัศน์ จึงจำเป็นต้องวัดทดสอบโพลาไรซ์ของสายอากาศดันแบบนี้ด้วย ซึ่ง
วิธีการวัดการโพลาไรซ์อย่างง่ายจะมีการวัดคล้ายกันกับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง
โดยทั่วไปเพียงแตกต่างกันที่การจัดวางสายอากาศที่ภาครับหรือภาคส่งเท่านั้น และยังคงทดสอบใน
บริเวณสนามไกลเช่นเดิม โดยจะใช้สายอากาศดันแบบทำหน้าที่เป็นภาครับและในขณะที่
สายอากาศภาครับมีการหมุนคล้ายเข็มนาฬิกา ส่วนสายอากาศภาคส่งอยู่ในระนาบสนามไฟฟ้า ซึ่ง
จะปรากฏทั้งระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กในขณะที่มีการหมุนสายอากาศภาคส่ง
ตั้งแต่ 0 - 360 องศา ดังแสดงในรูปที่ 5.24 (ก)



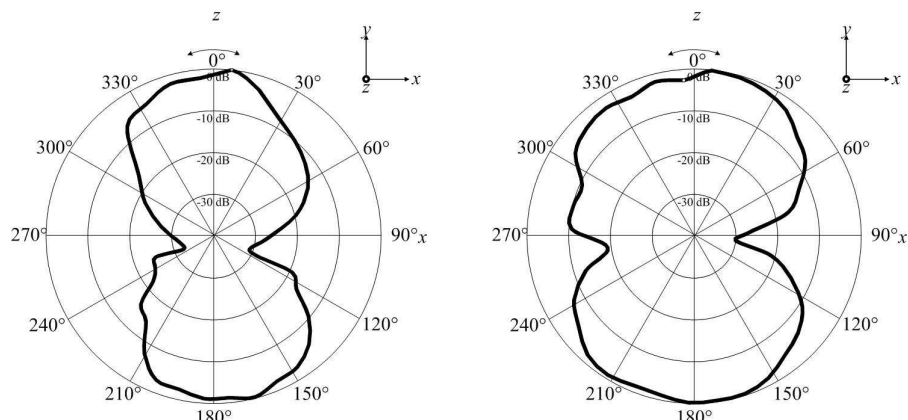
(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบโพลาไรซ์ของสายอากาศต้นแบบ



(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบโพลาไรซ์

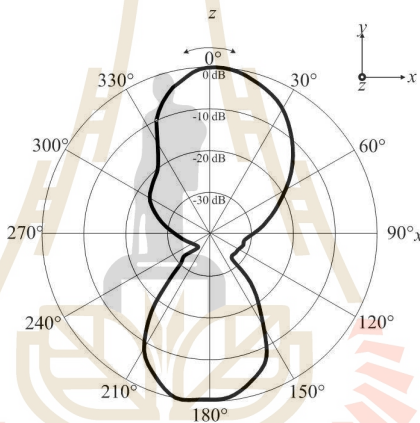
รูปที่ 5.24 วิธีการวัดทดสอบโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน

EBG



(ก) ความถี่ 470 MHz

(ข) ความถี่ 668 MHz



(ค) ความถี่ 866 MHz

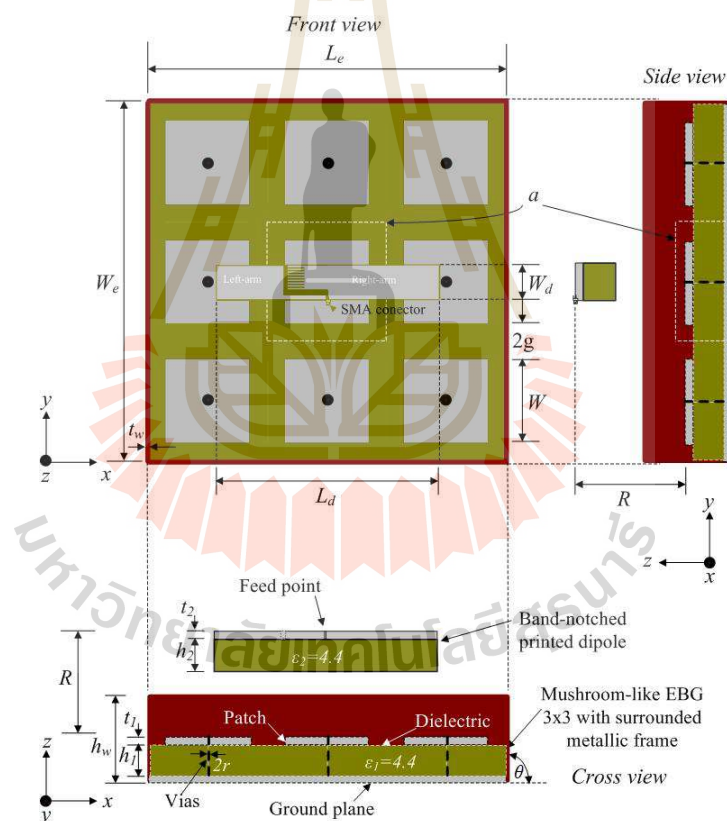
รูปที่ 5.25 ผลการวัดทดสอบการ โพลารไรซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ

จากรูปที่ 5.25 พบว่าในทิศทางที่สายอากาศภาครับสามารถรับสัญญาณจากสายอากาศภาคส่งได้ดีที่สุดจะอยู่ที่ตำแหน่ง 0 องศา และ 180 องศา ซึ่งเป็นตำแหน่งที่แนวการวางตัวของสายอากาศภาครับอยู่ในแนวเดียวกับการวางตัวของสายอากาศภาคส่ง ส่วนในตำแหน่งที่ 90 องศา จะเห็นว่าสายอากาศภาครับจะรับสัญญาณไม่ได้หรือได้น้อยมาก ซึ่งเป็นตำแหน่งที่สายอากาศภาครับวางตัวอยู่ในแนวตั้งฉากกับสายอากาศภาคส่งทำให้ไม่สามารถรับสัญญาณจากสายอากาศภาคส่งได้ ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากเมื่อทำงาน

ร่วมกับตัวสะท้อน EBG จะยังคงให้การ โพลไรซ์เป็นแบบเส้นตรงเหมือนเดิมและตรงกับความ ต้องการ

5.4 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมีขบกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบ โลหะทั้งสี่ด้าน

ในขั้นตอนต่อมาจะดำเนินการทดสอบสายอากาศต้นแบบที่มีองค์ประกอบส่วนที่เป็น สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมีขบกับตัวสะท้อน EBG ที่ใช้องค์ประกอบตัวป้อนร่วมกับตัว สะท้อน EBG ที่ใช้หลักการของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคล้ายดอกเห็ดขนาด 3×3 อิลิ- เมนต์ พร้อมขอบโลหะยกสูง (h_w) มีค่าเท่ากับ 65 มิลลิเมตร ล้อมรอบทั้งสี่ด้าน ดังแสดงในรูปที่ 5.26



(ก) โครงสร้างสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมีขบกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะ ทั้งสี่ด้าน

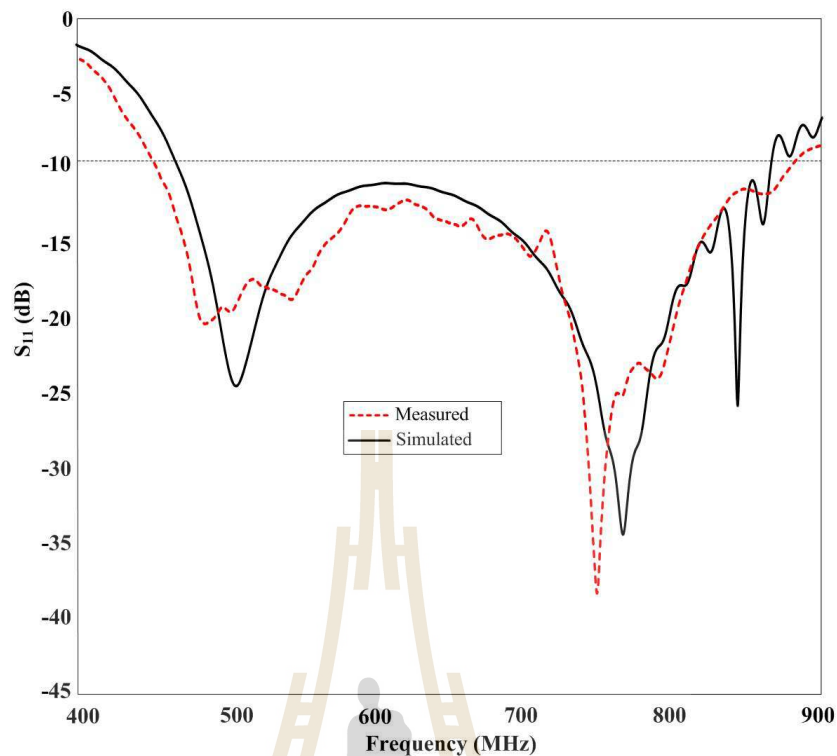


(ข) สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพร้อมด้วยตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้าน

รูปที่ 5.26 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพร้อมด้วยตัวสะท้อนแบบ EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน

5.4.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

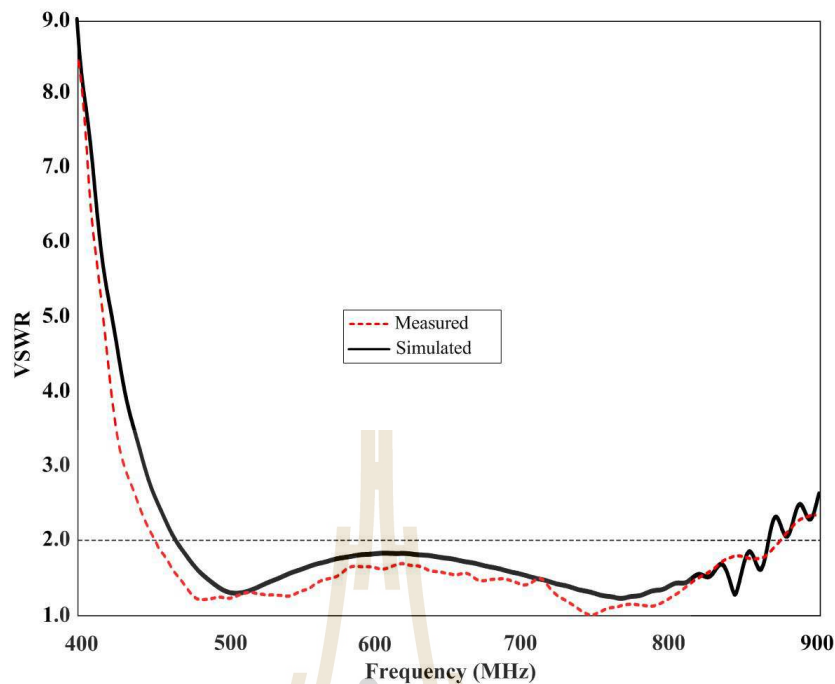
ในการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพร้อมด้วยตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว จึงได้นำสายอากาศที่ได้มาทำการเปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังรูปที่ 5.27 แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพร้อมด้วยตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูง ซึ่งจากรูปจะพบว่า ที่แถบความถี่ปฏิบัติการจากผลการวัดทดสอบ มีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 454 MHz – 868.23 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 62.65% ซึ่งเมื่อเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะมีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 468.18 MHz – 866.55 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 59.69% จะสังเกตได้ว่า ณ แถบความถี่ปฏิบัติการของผลการวัดและทดสอบมีความถี่แถบความถี่สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังนั้น ผลที่ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพร้อมด้วยตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน ที่ได้ทำการสร้างสามารถนำไปใช้สำหรับรับสัญญาณ โทรศัพท์ระบบดิจิทัลที่มีแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz – 862 MHz ได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 5.27 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้าน

5.4.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

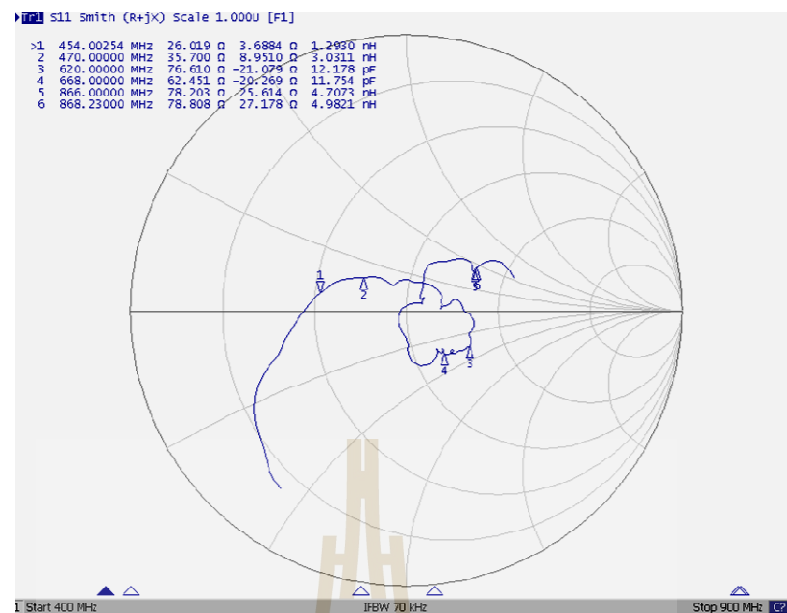
จากสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านที่ได้ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว จากการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแล้วทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ผลการเปรียบเทียบ แสดงดังรูปที่ 5.28 จะพบว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศตลอดความกว้างแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 454 MHz – 868.23 MHz ผลที่ได้จากการวัด มีค่า VSWR ไม่เกิน 2.0 จึงถือว่าสามารถใช้งานได้ดีในช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการของการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลที่ความถี่ 470 MHz – 862 MHz



รูปที่ 5.28 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบ สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน

5.4.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

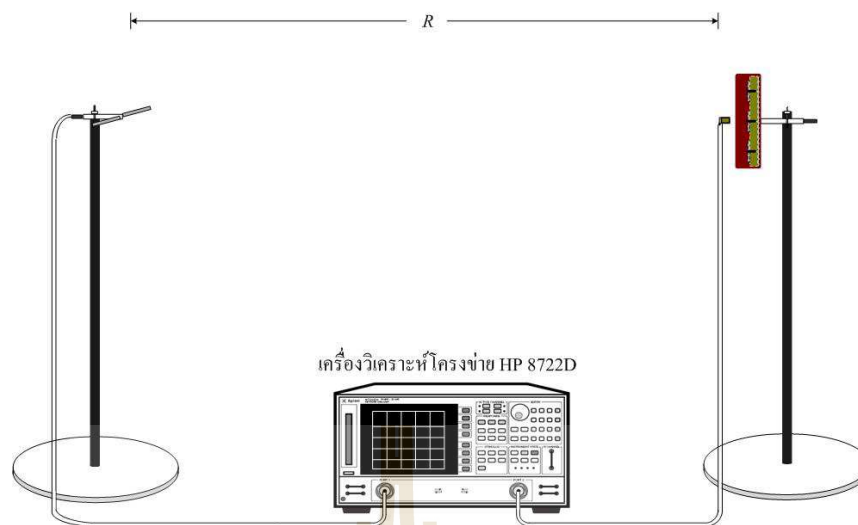
จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ผลการวัดทดสอบที่แถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 454.002 MHz – 868.23 MHz นั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $35.7 + j8.95$ โอห์ม $62.451 - j20.26$ โอห์ม และ $78.808 + j27.17$ โอห์ม ที่ความถี่ปฏิบัติการ 470 MHz 668 MHz และ 868 MHz ตามลำดับ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ 50 โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 5.29



รูปที่ 5.29 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่อนบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงตั้งสี่ด้านต้นแบบ

5.4.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

สำหรับการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะ R คือ ระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง เท่ากับหรือมากกว่าบริเวณสนามไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณบริเวณสนามไกลได้ระยะ $R \geq 1.36$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ระยะ $R = 1.8$ เมตร เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ โดยใช้สายอากาศไดโพลครึ่ง-ความยาวคลื่นในแต่ละความถี่ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งจากนั้นนำมาคำนวณด้วยสมการการส่งผ่านของฟรีส ดังแสดงในรูปที่ 5.30 จากการคำนวณโดยใช้ทฤษฎีและหลักการคำนวณจากสมการ (5.1) – (5.3) จะสามารถนำค่าอัตราขยายจากการวัดเปรียบเทียบระหว่างสายอากาศอ้างอิงและสายอากาศภายใต้การวัดทดสอบมาคำนวณหาอัตราขยายได้ตลอดทุกช่วงความถี่ ดังแสดงด้วยกราฟในรูปที่ 5.31 พร้อมกับเปรียบเทียบกับค่าอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะเห็นว่าสายอากาศต้นแบบให้ค่าอัตราขยายจริงใกล้เคียงกับค่าอัตราขยายที่ได้จากการจำลองผลอย่างชัดเจน



(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตรายาย

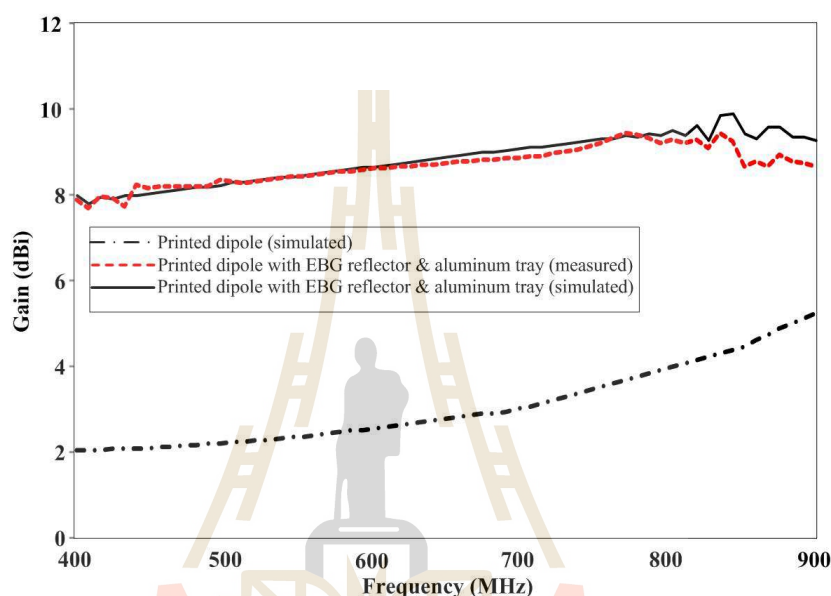


(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบอัตรายาย

รูปที่ 5.30 วิธีการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก
ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ

จากผลการวัดทดสอบอัตรายายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก
ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ต้นแบบ พบว่ามีอัตรายาย เท่ากับ 8.632 dBi ที่ความถี่กลาง 650 MHz ซึ่ง
ณ ความถี่ปฏิบัติการนี้จะมีอัตรายายเพิ่มขึ้นจากกรณีสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่อง
บากอย่างเดียว เท่ากับ 5.982 dBi นอกจากนี้ในการวัดทดสอบได้ทำการพิจารณาการวัดทดสอบ
อัตรายายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบ

โลหะขงสูงทั้งสี่ด้านต้นแบบในช่วงความถี่ของสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในช่วงความถี่ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz ซึ่งในขั้นตอนการวัดอัตราขยายโดยใช้วิธีการวัดอัตราขยายตามที่ได้อธิบายไว้แล้ว โดยกราฟผลการเปรียบเทียบอัตราขยายดังแสดงในรูปที่ 5.31

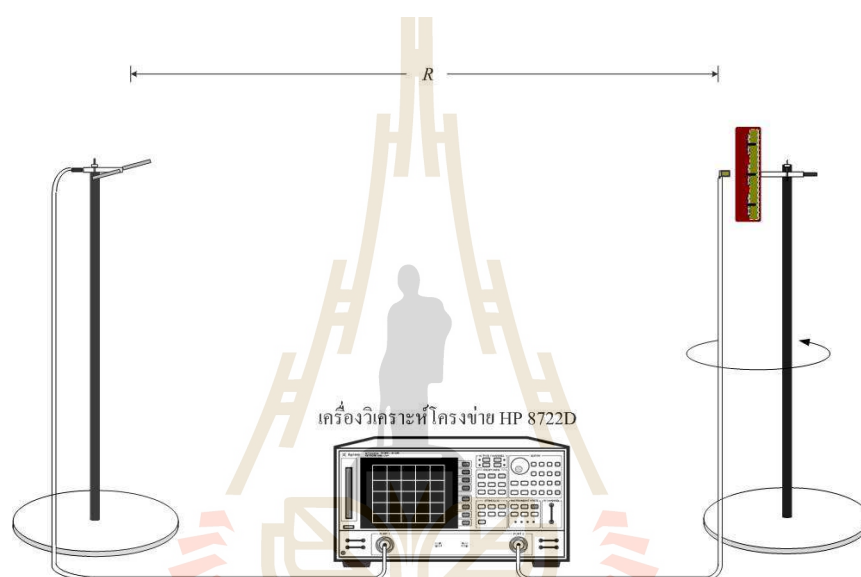


รูปที่ 5.31 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ในช่วงความถี่ ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz

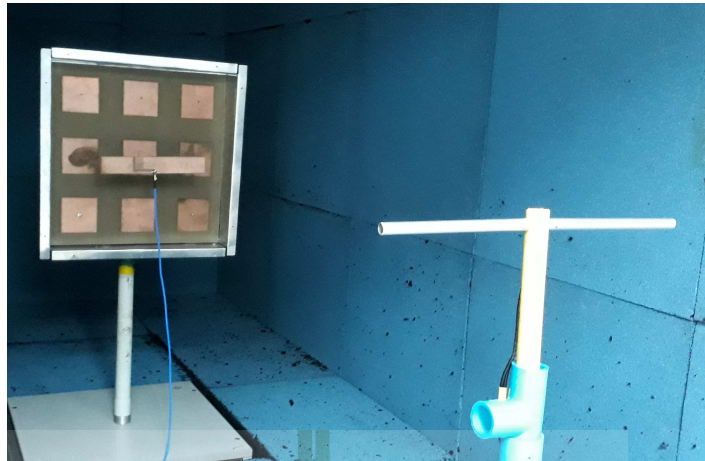
5.4.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

สำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขงสูงทั้งสี่ด้าน ดังรูปที่ 5.32 และ 5.33 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศต้นแบบในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ โดยในการวัดทดสอบได้ทำการวัดในห้องไม่สะท้อนคลื่นและโดยมีระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิงเท่ากับหรือมากกว่าบริเวณสนามไกล คือ คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณบริเวณสนามไกลได้ระยะ $R \geq 1.36$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ระยะ $R = 1.8$ เมตร โดยใช้สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่นในแต่ละความถี่ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขงสูงทั้งสี่ด้าน โดยจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนใน

แต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่งตั้งแต่มุม 0 องศา ถึง 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศทั้งหมดในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 5.34 – 5.36 ในทั้งสองระนาบโดยได้แยกการพิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศเป็นสามช่วงความถี่ ได้แก่ ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ เพื่อพิจารณาผลกระทบของความถี่ที่แตกต่างกันว่าส่งผลต่อแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศหรือไม่ พบว่า แบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เป็นอย่างดี

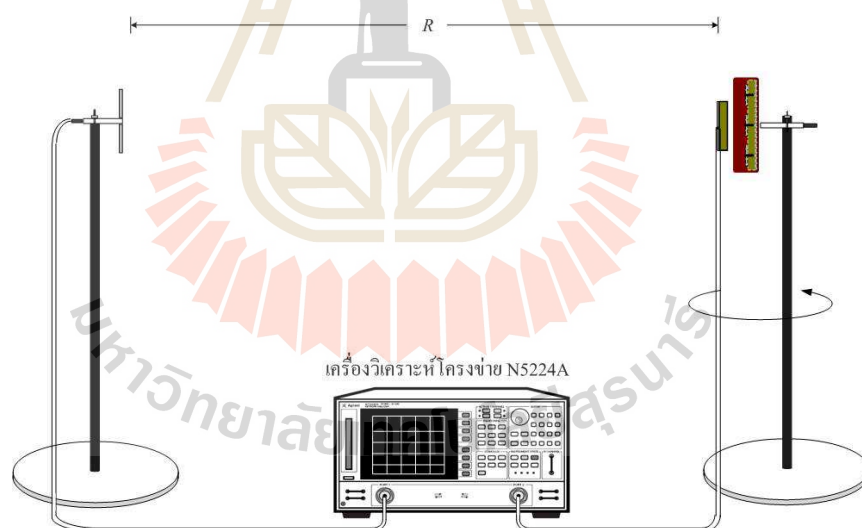


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า

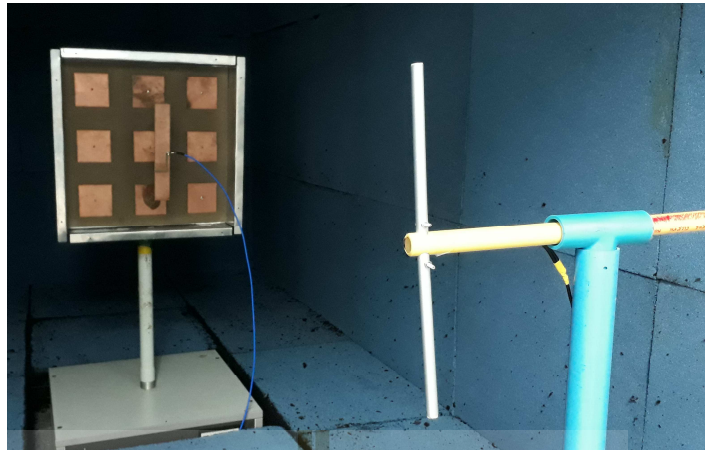


(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.32 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพลแผ่น-
วงจรมิพัวร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน

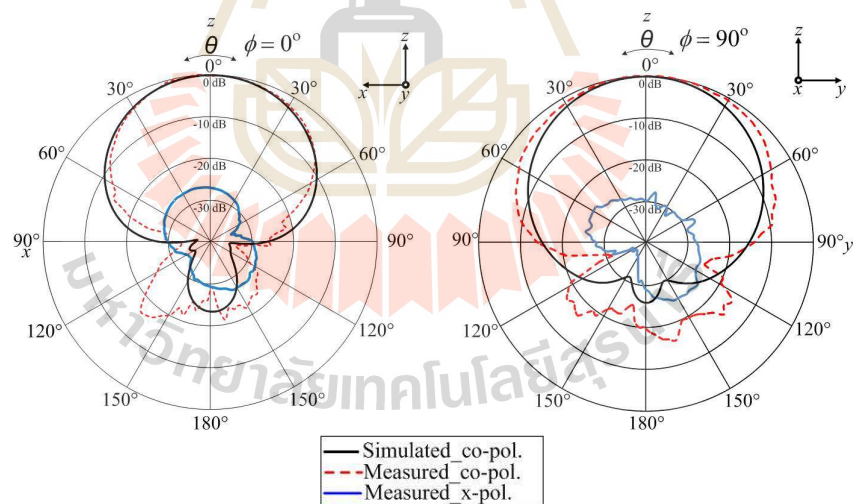


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก



(๗) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก

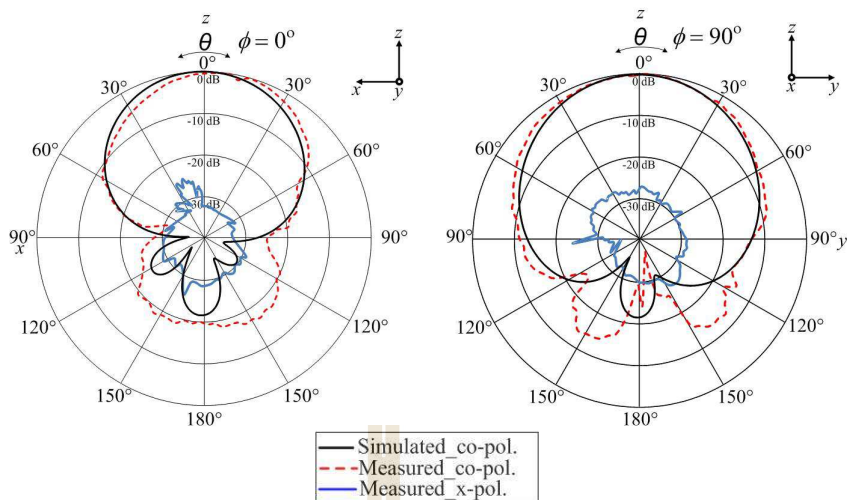
รูปที่ 5.33 วิธี การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

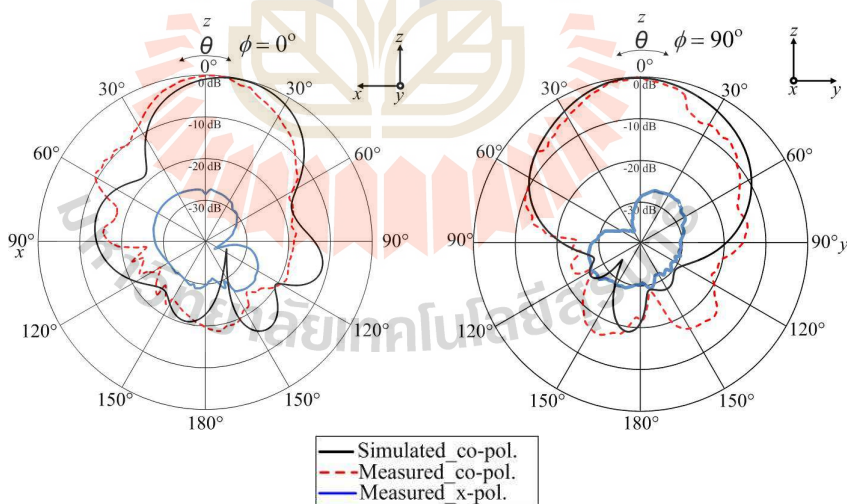
รูปที่ 5.34 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านที่ความถี่ 470 MHz



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า

(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.35 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่อนบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขกสูงทั้งสี่ ด้านที่ความถี่ 668 MHz



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า

(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.36 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศ ไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่อนบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขกสูงทั้งสี่ ด้านที่ความถี่ 866 MHz

จากรูปที่ 5.34 – 5.36 เป็นผลที่ได้จากการวัดแบบรูปการแผ่กำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน โดยนำผลการวัดมาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วย โปรแกรมสำเร็จรูป CST ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศ ต้นแบบ จากผลการวัดดังกล่าวพบว่า สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบยกสูงทั้งสี่ด้านให้ขนาดความกว้างลำคลื่นกำลัง ที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ ปฏิบัติการทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็ก จะมีค่า 69.8/83.6 องศา 71.7/86 องศา และ 74.8/85.4 องศา ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าผลที่ได้ จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และผลที่ได้จากการวัดทดสอบนั้นจะมีความ สอดคล้องที่สามารถยอมรับได้เป็นอย่างดี

5.5 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบ โลหะกรณีใส่องค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

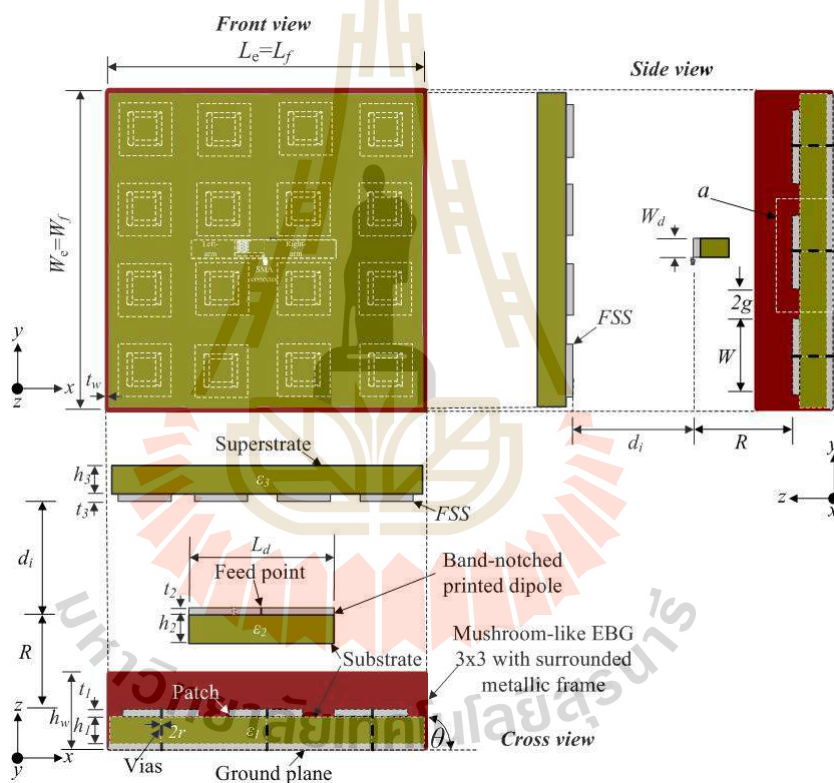
ในขั้นตอนต่อไปได้ดำเนินการทดสอบสายอากาศต้นแบบกรณีใส่องค์ประกอบสำหรับใช้ เพิ่มอัตราขยายให้สูงขึ้น นั่นคือใช้เป็นพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (FSS) ตามที่ได้ออกแบบและ วิเคราะห์ในบทที่ผ่านมา โดยโครงสร้างของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องร่วมกับตัว สะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้านใส่องค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ได้แสดงดังรูปที่ 5.37 ซึ่งได้แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศดังตารางที่ 5.3 หลังจากนั้นได้ทำการวัดเพื่อ ทดสอบประสิทธิภาพของสายอากาศและเปรียบเทียบผลการวัดกับผลที่ได้จากการจำลองด้วย โปรแกรม CST

ตารางที่ 5.3 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัว สะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้านใส่องค์ประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

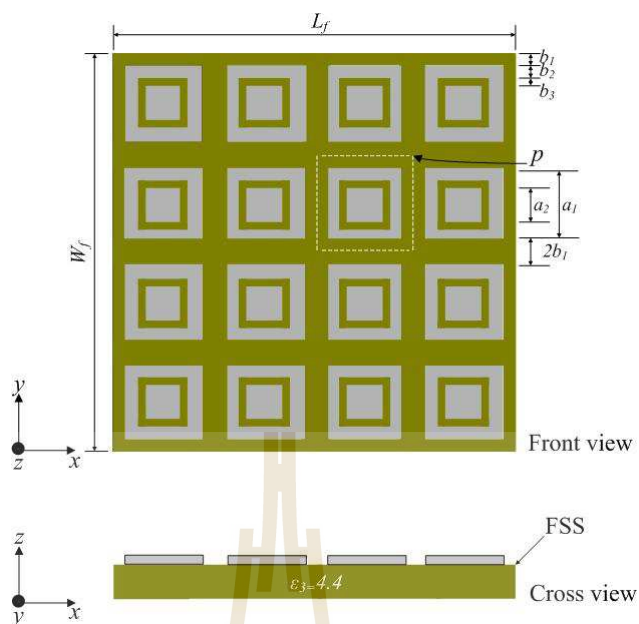
พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้าที่ ความถี่ 650 MHz	ขนาดทางกายภาพ (มิลลิเมตร)
ความกว้างของพื้นผิวเลือกความถี่ (W_f)	0.859λ	396
ความยาวของพื้นผิวเลือกความถี่ (L_f)	0.859λ	396
ระยะห่างระหว่างตัวป้อนกับพื้นผิวเลือกความถี่ (di)	0.52λ	240
ความกว้างของแผ่นตัวนำ ($a1$)	0.162λ	75
ความกว้างของแผ่นตัวนำ ($a2$)	0.084λ	39

ตารางที่ 5.3 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้านในช่องประกอบพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (ต่อ)

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้าที่ความถี่ 650 MHz	ขนาดทางกายภาพ (มิลลิเมตร)
ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ ($b1$)	0.026λ	12
ความกว้างของแผ่นตัวนำ ($b2$)	0.026λ	12
ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ ($b3$)	0.016λ	6



(ก) โครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอ



(ข) โครงสร้างพื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน



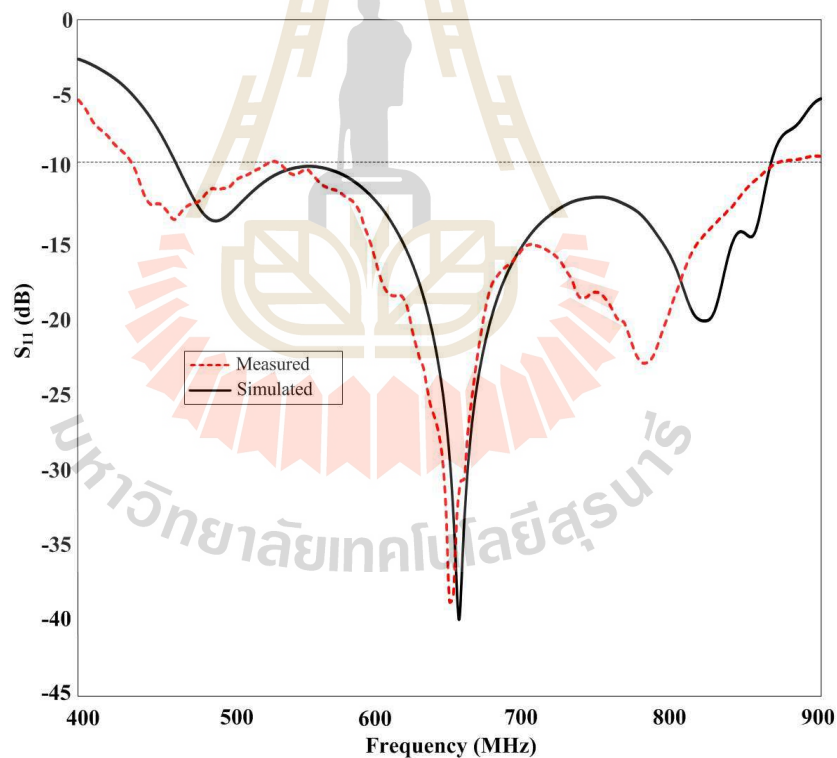
(ค) สายอากาศต้นแบบ

รูปที่ 5.37 สายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมป์แบบร่อนบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบ

5.5.1 ผลการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อน

ในการวัดทดสอบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมป์แบบร่อนบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบที่ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว จึงได้นำสายอากาศที่ได้มาทำการเปรียบเทียบผลการวัดกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ดังรูปที่ 5.38 แสดงกราฟเปรียบเทียบค่าสัมประสิทธิ์

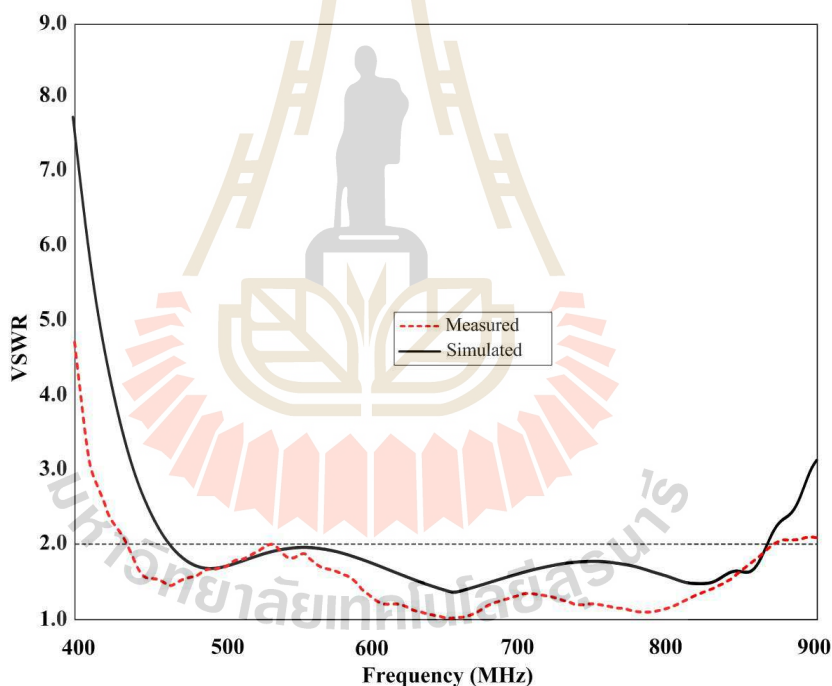
การสะท้อนกลับระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ของค่า S_{11} ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ซึ่งจากรูปจะพบว่า ที่แถบความถี่ปฏิบัติการจากผลการวัดทดสอบ มีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 439.39 MHz – 863.78 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 65.13% ซึ่งเมื่อเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะมีช่วงความถี่แถบอยู่ที่ 465.21 MHz – 866.65 MHz หรือมีค่าเปอร์เซ็นต์ความถี่แถบประมาณ 60.28% จะสังเกตได้ว่า แถบความถี่ปฏิบัติการของผลการวัดและทดสอบมีความถี่สูงกว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยเฉพาะบริเวณแถบความถี่สูง ดังนั้น ผลที่ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ที่ได้ทำการสร้างสามารถนำไปใช้สำหรับรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่มีแถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 470 MHz – 862 MHz ได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 5.38 กราฟเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

5.5.2 ผลการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่ง

จากสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านที่ได้ทำการสร้างขึ้นมาเรียบร้อยแล้ว จากการวัดทดสอบอัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแล้วทำการเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ผลการเปรียบเทียบแสดงดังรูปที่ 5.39 พบว่า อัตราส่วนคลื่นนิ่งของสายอากาศตลอดความถี่แถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 439.39 MHz – 863.78 MHz ผลที่ได้จากการวัด มีค่า VSWR ไม่เกิน 2.0 จึงถือว่าสามารถใช้งานได้ดีในช่วงแถบความถี่ปฏิบัติการของการรับสัญญาณ โทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่ความถี่ 470 MHz – 862 MHz

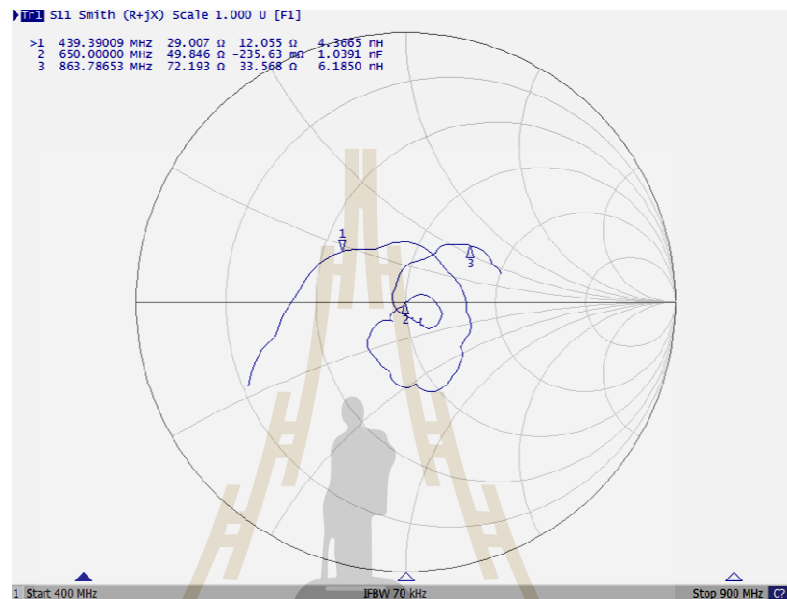


รูปที่ 5.39 กราฟเปรียบเทียบอัตราส่วนคลื่นนิ่งระหว่างผลการจำลองและผลการวัดทดสอบสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

5.5.3 ผลการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์

จากการวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะขสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบด้วย

เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ผลการวัดทดสอบที่แถบความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 439.39 MHz – 863.78 MHz นั้น จะมีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $29.007 + j12.05$ โอห์ม $49.846 - j0.235$ โอห์ม และ $72.193 + j33.56$ โอห์ม ที่ความถี่ปฏิบัติการ 439 MHz 650 MHz และ 863 MHz ตามลำดับ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่ยอมรับได้ คือ 50 โอห์ม ดังแสดงในรูปที่ 5.40



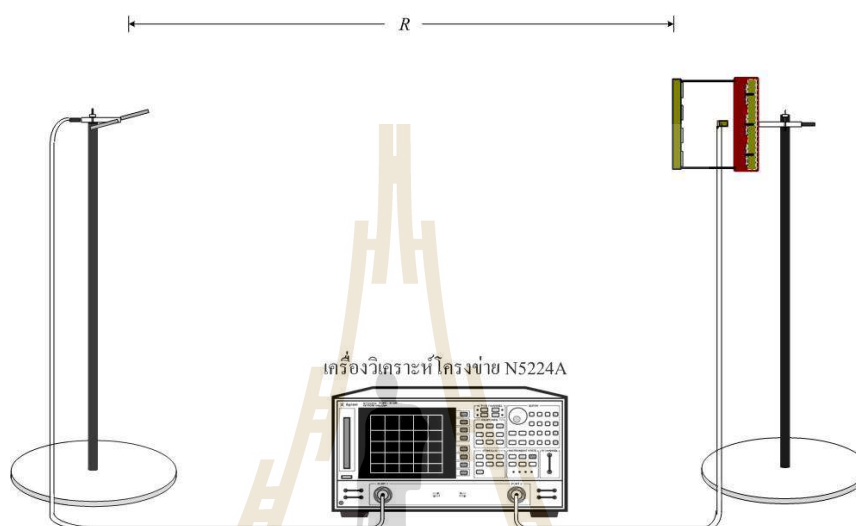
(ข) ผลการวัดค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าของสายอากาศ

รูปที่ 5.40 การวัดทดสอบค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิพแบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบ

5.5.4 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย

สำหรับการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศนั้นได้ทำการวัดทดสอบในห้องไม่สะท้อนคลื่น โดยมีระยะ R คือ ระยะห่างระหว่างการติดตั้งสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง เท่ากับหรือมากกว่าบริเวณสนามไกล คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัดทดสอบ จากการคำนวณบริเวณสนามไกลได้ระยะ $R \geq 2.59$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้กำหนดให้ระยะ $R = 2.8$ เมตร เพื่อใช้ในการวัดทดสอบ โดยใช้สายอากาศไดโพล ครึ่งความยาวคลื่นในแต่ละความถี่ใช้งานเพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่งจากนั้นนำมาคำนวณด้วยสมการการส่งผ่านของฟรีส ดังแสดงในรูปที่ 5.41 จากการคำนวณโดยใช้ทฤษฎีและหลักการคำนวณจากสมการ (5.1) – (5.3) จะสามารถนำค่าอัตราขยายจากการวัดเปรียบเทียบระหว่าง

สายอากาศอ้างอิงและสายอากาศภายใต้การวัดทดสอบมาคำนวณหาค่าอัตราขยายได้ตลอดช่วงความถี่ ดังแสดงด้วยกราฟในรูปที่ 5.42 พร้อมกับเปรียบเทียบกับค่าอัตราขยายในแต่ละช่วงความถี่ที่ได้จากการจำลองผลด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST จะเห็นว่าสายอากาศต้นแบบให้ค่าอัตราขยายจริงใกล้เคียงกับค่าอัตราขยายที่ได้จากการจำลองอย่างชัดเจน



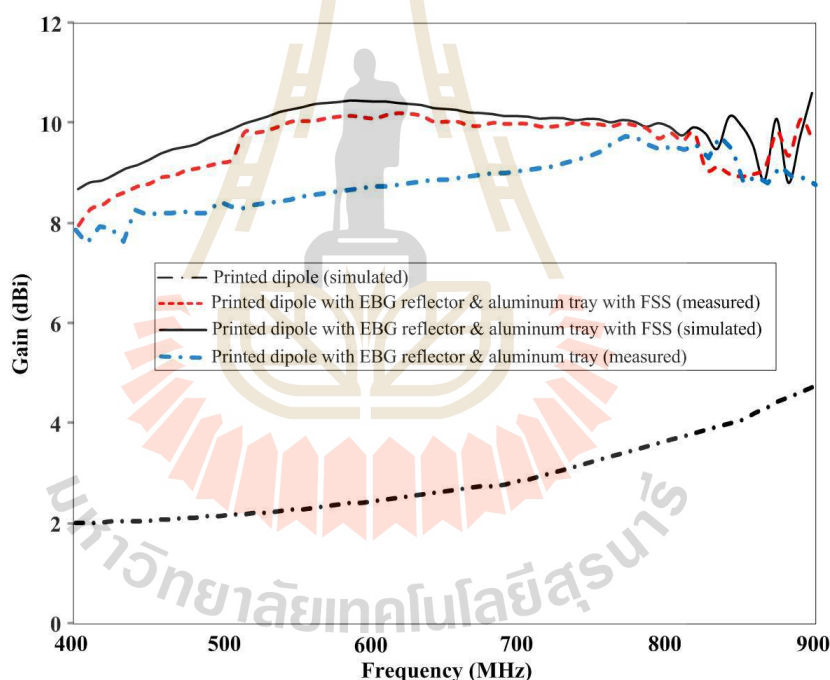
(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบอัตราขยาย



(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบอัตราขยาย

รูปที่ 5.41 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านต้นแบบ

จากผลการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ดันแบบ พบว่ามีอัตราขยาย เท่ากับ 10.01 dBi ที่ความถี่กลาง 650 MHz ซึ่ง ณ ความถี่ปฏิบัติการนี้จะมีอัตราขยายเพิ่มขึ้นจากกรณีสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากอย่างเดียว เท่ากับ 7.36 dBi นอกจากนี้ในการวัดทดสอบได้ทำการพิจารณาการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านดันแบบในช่วงความถี่ความถี่ของสายอากาศโดยทำการเปรียบเทียบอัตราขยายระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST โดยทำการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศในช่วงความถี่ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz ซึ่งในขั้นตอนการวัดอัตราขยายโดยใช้วิธีการวัดอัตราขยายตามที่ได้กล่าวไว้แล้ว โดยกราฟผลการเปรียบเทียบอัตราขยาย ดังแสดงในรูปที่ 5.42

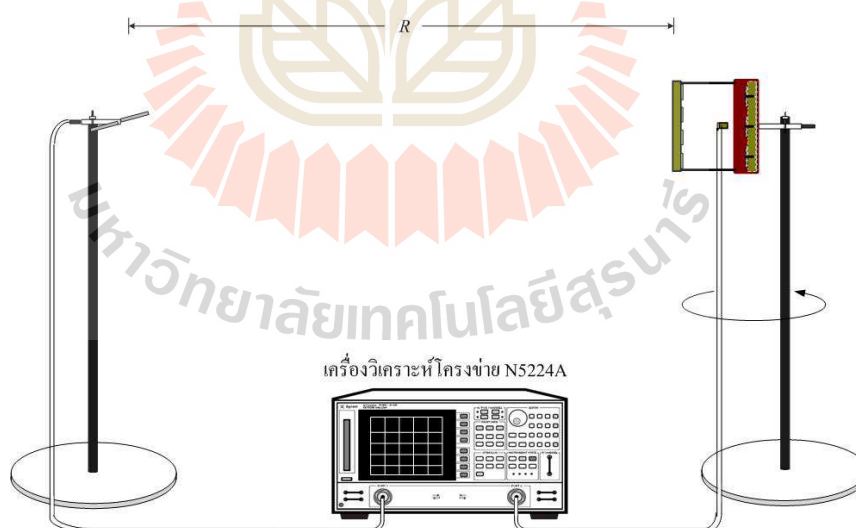


รูปที่ 5.42 ผลการเปรียบเทียบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก ร่วมกับตัวสะท้อน EBG กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่านในช่วงความถี่ตั้งแต่ 400 MHz – 900 MHz

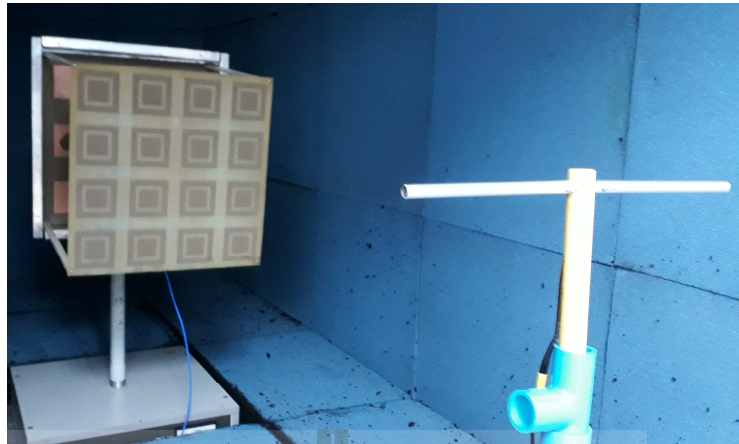
5.5.5 ผลการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลัง

สำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

ดังรูปที่ 5.43 และ 5.44 แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศต้นแบบใน
 ระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก โดยในการวัดทดสอบได้ทำการวัดในห้องไม่สะท้อนคลื่น
 และโดยมีระยะ R ในการติดตั้งระหว่างสายอากาศต้นแบบที่ทำการวัดทดสอบกับสายอากาศอ้างอิง
 เท่ากับหรือมากกว่าบริเวณสนามไกล คือ คือ $R \geq 2D^2/\lambda$ โดยที่ D คือ ขนาดของสายอากาศวัด
 ทดสอบ จากการคำนวณบริเวณสนามไกลได้ระยะ $R \geq 2.59$ เมตร ซึ่งในการวัดทดสอบนี้ ได้
 กำหนดให้ระยะ $R = 2.8$ เมตร โดยใช้สายอากาศไดโพลครึ่งความยาวคลื่นในแต่ละความถี่ใช้งาน
 เพื่อทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง และในการวัดทดสอบจะทำการหมุนสายอากาศไดโพลแผ่น-
 วงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือก
 ความถี่ผ่าน โดยจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนในแต่ละระนาบเพื่อรับคลื่นจากสายอากาศภาคส่ง
 ตั้งแต่มุม 0 องศา ถึง 360 องศา ทำให้ได้แบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศทั้งหมดในระนาบ
 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 5.45 – 5.47 ซึ่งทั้งสองระนาบโดยได้แยกการ
 พิจารณาแบบรูปการแผ่กำลังของสายอากาศเป็นสามช่วงความถี่ ได้แก่ ที่ความถี่ 470 MHz 668
 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ เพื่อพิจารณาผลกระทบของความถี่ที่แตกต่างกันว่าส่งผลต่อแบบ
 รูปการแผ่กำลังของสายอากาศหรือไม่ พบว่าแบบรูปการแผ่กำลังของในระนาบสนามไฟฟ้าและ
 สนามแม่เหล็กมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST เป็นอย่างดี

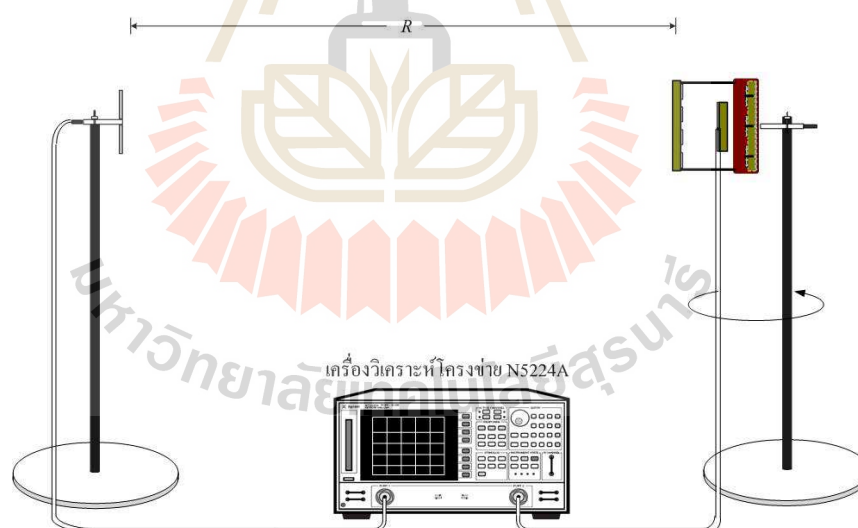


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า

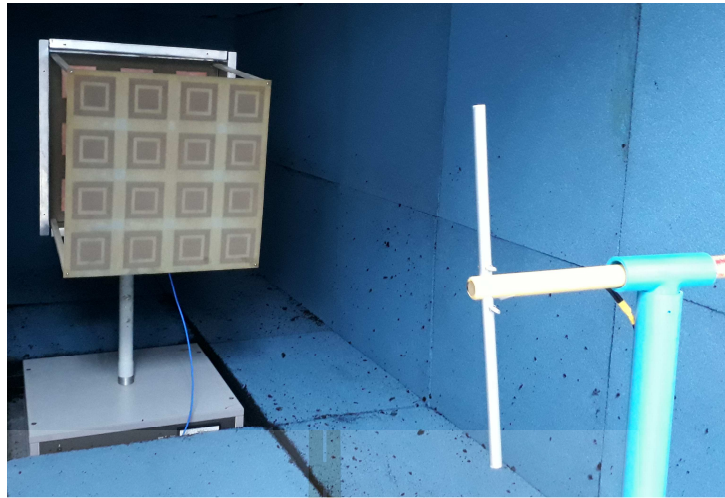


(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 5.43 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามไฟฟ้าของสายอากาศไดโพล แผ่นวงจรพิมพ์ร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน

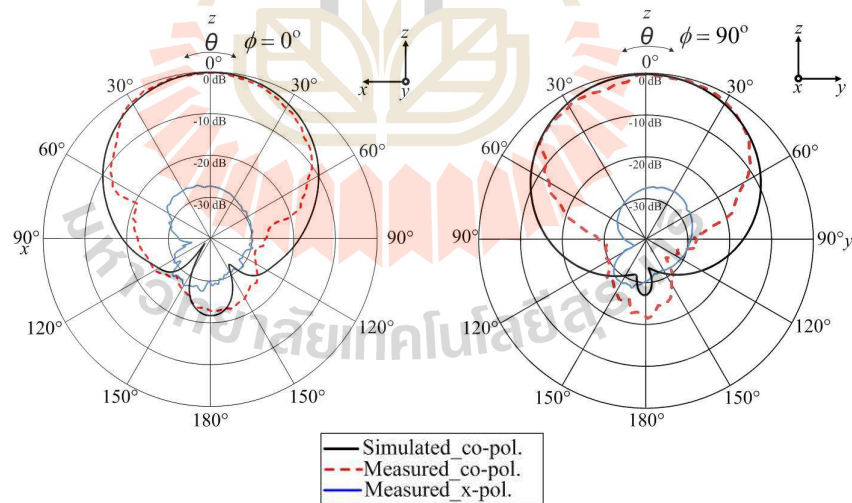


(ก) แสดงวิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก



(ข) การติดตั้งสายอากาศสำหรับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังในระนาบสนามแม่เหล็ก

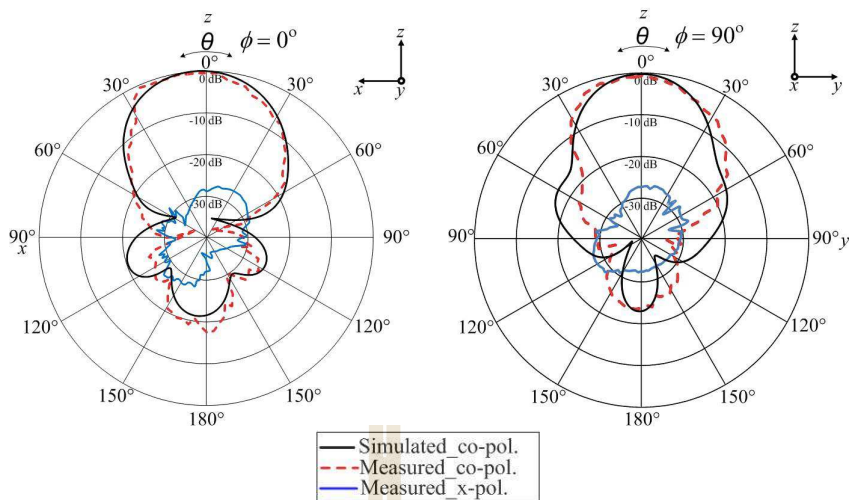
รูปที่ 5.44 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กำลังระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

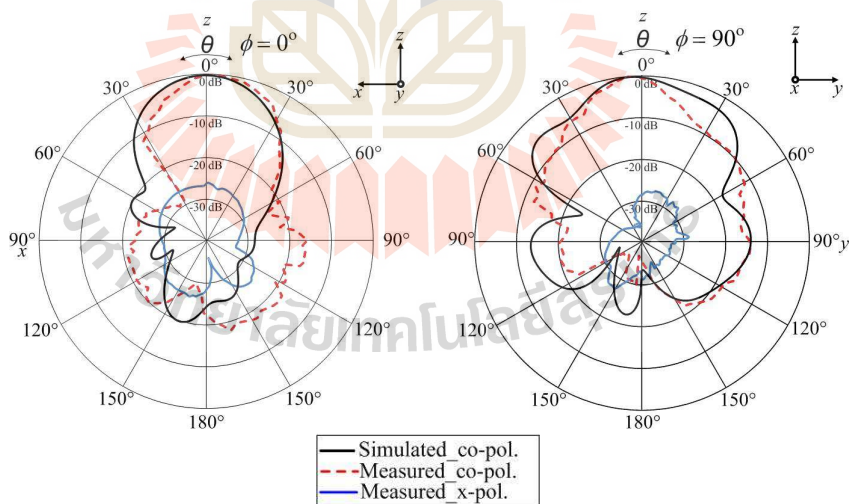
รูปที่ 5.45 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 470 MHz



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.46 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 668 MHz



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า

(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.47 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กำลังระหว่างผลการจำลองและการวัดของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้าน กรณีใส่พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 866 MHz

จากรูปที่ 5.45 – 5.47 เป็นผลที่ได้จากการวัดแบบรูปการแผ่กำลังทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีที่ใช้พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน โดยนำผลการวัดทดสอบมา เปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและ ระนาบสนามแม่เหล็กของสายอากาศต้นแบบ จากผลการวัดดังกล่าวพบว่า สายอากาศไดโพลแผ่น- วงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีใส่องค์ประกอบพื้นผิว เลือกความถี่ผ่าน ให้ขนาดความกว้างลำคลื่นกำลังที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วงความถี่ปฏิบัติการทั้งใน ระนาบสนามไฟฟ้า/ระนาบสนามแม่เหล็ก จะมีค่า 60.5/60.5 องศา 60.4/60.3 องศา และ 54.3/54.3 องศา ที่ความถี่ 470 MHz 668 MHz และ 866 MHz ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าผลที่ได้จากการจำลองผล ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST และผลที่ได้จากการวัดทดสอบนั้นจะมีความสอดคล้องที่สามารถ ขอมรับได้เป็นอย่างดี

5.6 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้างและการวัดทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศไดโพลแผ่น วงจรพิมพ์แบบร่องบากร่วมกับตัวสะท้อน EBG ที่มีขอบโลหะยกสูงทั้งสี่ด้านกรณีที่ใช้พื้นผิวเลือก ความถี่ผ่าน เพื่อนำมาวัดทดสอบค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญได้ทำการออกแบบโดยมีโครงสร้างพื้นฐาน มาจากการจำลองด้วย โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ว่ามีความสอดคล้องกันมากขึ้น เพียงใด ซึ่งพารามิเตอร์ที่ได้ทำการวัดทดสอบ ได้แก่ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ค่าสัมประสิทธิ์การ สะท้อนกลับ อัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่กำลังและค่าอัตราขยาย ซึ่งพบว่าค่าที่ได้จากการวัด ทดสอบจริงนั้นมีค่าใกล้เคียงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกัน อาจมีสาเหตุจากค่าความสูญเสีย ของไดอิเล็กตริกที่นำมาใช้เป็นวัสดุเพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบมีค่าแตกต่างกันบ้างจากการจำลอง ด้วยโปรแกรม อีกสาเหตุหนึ่งอาจมาจากค่าการสูญเสียในสายนำสัญญาณสำหรับการวัดทดสอบ จึง อาจส่งผลต่อความคลาดเคลื่อนในการวัดทดสอบบ้างเล็กน้อย อย่างไรก็ตามสมมุติฐานที่ได้ตั้งไว้ใน ตอนต้นนั้นได้เป็นไปตามทฤษฎีและบรรลุลวัตถุประสงค์ นั่นคือ สายอากาศนี้จะเป็นสายอากาศที่ให้ ความกว้างแถบที่รองรับการรับสัญญาณโทรศัพท์ระบบดิจิตอลอย่างแท้จริงในทุกช่องความถี่ ซึ่ง พิสูจน์ได้จากผลการจำลองและการวัดค่าอัตราขยายที่ค่อนข้างมีความใกล้เคียงกันตลอดทั้งย่าน ความถี่ที่กำหนดไว้ตั้งแต่ 470 MHz – 862 MHz ซึ่งมีค่าสูงเพียงพอสำหรับการใช้งานในพื้นที่ที่ ห่างไกลจากสถานีส่งสัญญาณ

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้ดำเนินการศึกษา วิเคราะห์ ออกแบบและสร้างสายอากาศต้นแบบ แล้วทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศแถบความถี่กว้างร่วมกับตัวสะท้อนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดินเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป CST คุณสมบัติของสายอากาศจะต้องมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป สามารถประกอบได้ง่าย มีน้ำหนักเบา ดังนั้น วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ออกแบบสายอากาศแถบความถี่กว้างที่มีอัตราขยายสูงสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลภาคพื้นดินที่ห่างไกลจากสถานีส่งสัญญาณที่ได้นำเสนอมาตั้งแต่ บทที่ 1 จนถึงบทที่ 5 ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ถูกเริ่มต้นจากเป้าหมายที่กำหนดไว้ว่า สายอากาศต้นแบบนี้จะต้องสามารถรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่ถูกส่งออกอากาศในช่วงความถี่ 470 MHz – 862 MHz หรือความถี่แถบ ประมาณ 58.86% ได้ตลอดทั้งย่านโดยมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันในทุกช่องความถี่ที่มีการรับสัญญาณเข้ามา ซึ่งหมายถึง สายอากาศนี้จะต้องสามารถให้อัตราขยายด้านหน้า (directive gain) มีค่าสูงเพียงพอและมีค่าใกล้เคียงกันตลอดทุกช่องความถี่ เพื่อไม่ให้เกิดความเหลื่อมล้ำในการรับชมสัญญาณรายการโทรทัศน์ระบบดิจิทัลของประชาชนในแต่ละช่องความถี่ที่มีความแตกต่างกัน จึงได้ทำการศึกษาทฤษฎีขั้นพื้นฐานที่เกี่ยวข้องของสายอากาศที่สามารถตอบสนองวัตถุประสงค์ดังกล่าวเป็นอันดับแรก โดยได้เลือกใช้เทคนิคการออกแบบและพัฒนาสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมิมพ์แบบร่องบาก (band-notched printed dipole) ให้มีความถี่แถบกว้างเพียงพอและครอบคลุมช่วงความถี่ที่กำหนด นอกจากนี้ได้เลือกใช้เทคนิคช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด (mushroom-like electromagnetic band gap) มาทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนเพื่อให้มีอัตราขยายกำลังในทิศทางด้านหน้าที่สูงขึ้น โดยเลือกใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST Microwave Studio ในการจำลองการทำงานและทำการปรับแต่งโครงสร้างของสายอากาศที่ถูกออกแบบด้วยการคำนวณในขั้นต้นให้มีความเหมาะสมที่สุด จนกระทั่งได้คุณลักษณะตามที่กำหนดไว้แล้วจึงนำตัวแปรที่ประกอบด้วยขนาดของสายอากาศในทุกมิติมาสร้างเป็นสายอากาศต้นแบบ เพื่อวัดทดสอบพารามิเตอร์ที่สำคัญ ได้แก่ ค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง แบบรูปการแผ่กำลัง และอัตราขยายในทิศทางด้านหน้า ซึ่งได้รายงานผลอย่างเป็นลำดับแล้วตั้งแต่บทที่ 4 และ 5 อย่างไรก็ตามผลผลิตจากการ

ศึกษาวิจัยนี้ประกอบด้วย (1) สายอากาศต้นแบบที่ประกอบด้วยสายอากาศไดโพลแผ่นวงจรมหัพพแบบร่องบากทำหน้าที่เป็นองค์ประกอบตัวป้อนร่วมกับตัวสะท้อนคลื่นแบบ EBG ที่ใช้หลักการของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด ขนาด EBG 3x3 อีลิเมนต์พร้อมขอบโลหะยกสูงล้อมรอบทั้งสี่ด้าน และ (2) สายอากาศต้นแบบในกรณีแรกแต่มีองค์ประกอบเพิ่มเติมสำหรับใช้เพิ่มอัตราขยายและใช้เป็นทิกซ์นำคลื่นหรือที่เรียกว่าองค์ประกอบขึ้นนำคลื่นได้แก่ พื้นผิวเลือกความถี่ผ่าน (FSS) ซึ่งสายอากาศต้นแบบทั้งสองกรณีจะให้ความกว้างแถบครอบคลุมช่องความถี่ตั้งแต่ 470 MHz – 862 MHz ได้อย่างน่าพอใจ และให้อัตราขยายที่มีค่าใกล้เคียงกันตลอดทุกช่องความถี่ซึ่งได้แสดงด้วยผลเฉลยจากการจำลองผลเปรียบเทียบกับผลจากการวัดทดสอบ ทั้งในกรณีสายอากาศที่ไม่มีองค์ประกอบขึ้นนำคลื่นและในขณะที่มีองค์ประกอบขึ้นนำคลื่นแบบ FSS

ตารางที่ 6.1 จะเห็นได้ว่าสายอากาศต้นแบบที่ไม่มีองค์ประกอบขึ้นนำ จะให้อัตราขยายตั้งแต่ 7.516 dBi – 9.257 dBi ซึ่งจัดได้ว่ามีอัตราขยายที่ค่อนข้างสูงเมื่อเทียบกับโครงสร้างที่เรียบง่ายและสวยงาม ในขณะที่มีการเพิ่มองค์ประกอบขึ้นนำคลื่นแบบ FSS ติดตั้งไว้ที่ด้านหน้าของสายอากาศต้นแบบในลักษณะที่คล้ายกับสายอากาศยาคิ-อูตะ นั้น จะให้อัตราขยายเพิ่มขึ้นมากกว่ากรณีแรกจะให้อัตราขยายตั้งแต่ 8.813 dBi - 10.079 dBi ซึ่งในการนำสายอากาศต้นแบบในกรณีแรกออกไปทดสอบเพื่อใช้งานจริงในภาคสนาม พบว่าเมื่อทดลองรับสัญญาณ โทรศัพท์ระบบดิจิทัลที่ออกอากาศด้วยกำลังส่งประสิทธิภาพ (effective radiated power: ERP) ประมาณ 50 kW สายอากาศต้นแบบนี้ยังสามารถรับสัญญาณ โทรศัพท์ดิจิทัลได้ครบทุกช่องรายการที่ส่งออกมาจากสถานี ณ ที่ระยะทางประมาณ 80 กิโลเมตร โดยสายอากาศถูกยกสูงขึ้นจากพื้นดิน 6 เมตร และไม่จำเป็นต้องติดตั้งองค์ประกอบขึ้นนำคลื่นเพิ่มเติม อย่างไรก็ตามหากมีการติดตั้งเพิ่มองค์ประกอบขึ้นนำคลื่นเพิ่มเติมเข้าไปจะพบว่าความแรงของสัญญาณ (signal strength) ที่ปรากฏบนหน้าจอภาพจะมีระดับเพิ่มขึ้นไปอีก

อย่างไรก็ตาม ข้อดีของสายอากาศต้นแบบจากการศึกษาวิจัยนี้ ก็คือ สายอากาศนี้สามารถคงรูปหรือคงทิศทางของลำคลื่นที่แผ่กำลังออกไปจากสายอากาศได้เป็นอย่างดีไม่ว่าจะทำงาน ณ ที่ความถี่ใดก็ตาม ทำให้เมื่อติดตั้งสายอากาศนี้ให้อยู่กับที่เพื่อใช้งานแล้ว โดยหันด้านหน้าเข้าหาสถานีส่ง ไม่ว่าจะรับสัญญาณที่ช่องความถี่ใดก็ตามอัตราขยายก็จะไม่แตกต่างกันมากนัก ซึ่งแตกต่างจากสายอากาศหลายๆ ชนิดที่เป็นสายอากาศความถี่กว้างแถบที่กว้างมากแต่มักจะให้อัตราขยายที่ต่ำ และที่สำคัญคือ เมื่อเปลี่ยนไปทำงานที่ความถี่อื่นที่แตกต่างกันมาก แม้จะยังอยู่ในความถี่แถบที่กำหนดก็ตาม จะทำให้แบบรูปการแผ่กำลังมีการชี้ทิศทางด้านหน้าผิดเพี้ยนไปจากทิศทางหลักที่กำหนดไว้แต่ต้น

สรุปผลที่ได้จากการวัดทดสอบสายอากาศมีความสอดคล้องกับผลเฉลยที่ได้จากการวิเคราะห์และคำนวณ โดยใช้โปรแกรมสำเร็จรูป CST แต่ผลจากการวัดทดสอบอาจจะให้ค่าที่

คลาดเคลื่อนขึ้นได้เล็กน้อย ซึ่งสาเหตุของการคลาดเคลื่อนระหว่างผลการวัดทดสอบและผลการจำลองผล คือ อาจเกิดจากความสูญเสียในระบบสายอากาศ เช่น ความสูญเสียในสายส่ง สุดท้ายเกิดจากผลกระทบจากสภาพแวดล้อมขณะวัดทดสอบสายอากาศ เป็นต้น คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศต้นแบบที่นำเสนอ

คุณลักษณะของสายอากาศ		สายอากาศที่ไม่มี FSS		สายอากาศที่มี FSS	
		E-plane	H-plane	E-plane	H-plane
HPBW (470 MHz)	ผลการวัด	69.8°	83.6°	60.5°	60.5°
	ผลการจำลอง	69.8°	82.7°	61.3°	64.4°
HPBW (668 MHz)	ผลการวัด	71.7°	86.0°	60.4°	60.3°
	ผลการจำลอง	68.7°	81.9°	54.8°	54.6°
HPBW (866 MHz)	ผลการวัด	74.8°	85.4°	54.3°	54.3°
	ผลการจำลอง	68.7°	81.7°	56.1°	58.2°
ความกว้างแถบความถี่ (MHz)	ผลการวัด	454 – 868.23; (62.65%)		439.4 – 866.78; (65.44%)	
	ผลการจำลอง	467.8 – 866.65; (59.77%)		465.21 – 864.65; (60.07%)	
อัตราส่วนคลื่นหน้าต่อคลื่นหลัง (F/B ratio)		@ 470 MHz = 19.7 dB		@ 470 MHz = 22.1 dB	
		@ 668 MHz = 19.8 dB		@ 668 MHz = 19.8 dB	
		@ 866 MHz = 19.9 dB		@ 866 MHz = 18.9 dB	
อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (VSWR)		@ 470 MHz = 1.48:1		@ 470 MHz = 1.51:1	
		@ 668 MHz = 1.53:1		@ 668 MHz = 1.006:1	
		@ 866 MHz = 1.82:1		@ 866 MHz = 1.89:1	
อัตราขยาย (dBi)	ผลการวัด	7.516 – 9.257		8.813 – 10.079	
	ผลการจำลอง	7.623 – 9.604		9.348 – 10.27	
อิมพีแดนซ์ด้านเข้า (โอห์ม)	ผลการวัด	35.7 + j8.95 ถึง 78.2 + j25.61		29.007 + j12.05 ถึง 72.193 + j33.56	
		ผลการจำลอง	27.10 – j4.88 ถึง 57.22 – j24.98		28.07 + j10.65 ถึง 54.11 + j4.83
ขนาด (กว้างxยาวxสูง) (มิลลิเมตร)			396x396x130		396x396x374

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

สำหรับข้อเสนอแนะในการพัฒนาสายอากาศต้นแบบนี้ไปสู่เชิงพาณิชย์ ทางผู้วิจัยขอให้แนวทางทั้งด้านการพัฒนา การผลิต และการประชาสัมพันธ์ ดังต่อไปนี้

1) ในการวิจัยพัฒนาในส่วนขององค์ประกอบชิ้นนำคลื่นนั้น มีวัตถุประสงค์หลักเพื่อเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราขยายให้สูงขึ้น ดังนั้นจึงควรวิจัยเพื่อหาวัสดุที่มีราคาถูกกว่า FR4 แต่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน เพื่อเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศให้สูงยิ่งขึ้น โดยยังคงรักษาความกว้างแถบที่เกิดขึ้นให้มีประสิทธิภาพเช่นเดิม และไม่ทำให้โครงสร้างของสายอากาศมีความซับซ้อนมากขึ้น

2) ในการผลิตสายอากาศเพื่อออกมาจำหน่ายในเชิงพาณิชย์ จะต้องใช้เครื่องมือผลิตที่มีความแม่นยำสูงในระดับอุตสาหกรรม เนื่องจากการกำหนดขนาดของร่องที่อยู่บนองค์ประกอบตัวป้อนจะมีขนาดเล็กมากและขนาดของเซลล์หนึ่งหน่วยของโครงสร้าง EBG ที่ทำหน้าที่เป็นองค์ประกอบตัวสะท้อนจะต้องมีขนาดที่สม่ำเสมอ รวมทั้งต้องสรรหาวัสดุอื่นที่มีราคาต่ำกว่าแผ่นอลูมิเนียมและแผ่นอะคริลิกที่นำมาใช้เป็นกล่องบรรจุสายอากาศมาทดแทน

3) สายอากาศที่ได้รับการออกแบบนี้เหมาะสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ดิจิทัลในพื้นที่ห่างไกลสถานีส่ง ดังนั้นจะเป็นการลงทุนที่สูงเกินไปหากนำไปใช้ในพื้นที่ที่สัญญาณโทรทัศน์มีความเข้มสูงอยู่แล้ว เช่น ในเขตเมืองหรือพื้นที่ใกล้สถานี เพราะในพื้นที่ดังกล่าวเราสามารถนำสายอากาศแบบพื้นฐานโดยทั่วไปที่มีต้นทุนต่ำกว่า มีอัตราขยายต่ำกว่า หรือมีแถบความถี่ที่แคบกว่ามารับสัญญาณได้เช่นเดียวกัน แต่หากต้องการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่มีคุณภาพใกล้เคียงกันทุกช่องจากผลการวิจัยนี้สามารถลดขนาดของสายอากาศให้เล็กลงได้โดยการลดจำนวนอีลิเมนต์ของตัวสะท้อน EBG เป็นขนาด 2x2 อีลิเมนต์ โดยยังคงตอบสนองความกว้างแถบปฏิบัติการได้ครอบคลุมเหมือนเดิม แต่อัตราขยายจะลดต่ำลง ดังแสดงในขั้นตอนการออกแบบที่ผ่านมา

รายการอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สวรรค์ และ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์. (ม.ป.ป.). **คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ**. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี.
- รังสรรค์ วงศ์สวรรค์. (2555). **วิศวกรรมสายอากาศ** (พิมพ์ครั้งที่ 3). ศูนย์นวัตกรรมและเทคโนโลยีการศึกษา: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- ประยูทธ อัครเอกตมาลิน. (2550). **การออกแบบวงจรไมโครเวฟ**. พิมพ์ที่ บริษัท มิสเตอร์ก็้อปปี (ประเทศไทยจำกัด).
- ศราวุธ ชัยมูล และประยูทธ อัครเอกตมาลิน. (2557). **อภิวัตต์สำหรับประยุกต์ใช้ด้านสายอากาศ**. Journal of King Mongkut's University of Technology North Bangkok, Vol. 21, no. 2, 2557.
- Chalmers M. Butter, (1982). **The Equivalent Radius of a Narrow Conducting Strip**, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. AP-30, No. 4, pp. 755-758.
- D.M. Pozar, (1985). **Microstrip Antenna Aperture-Coupled to a Microstripline**, Electronics Letters, Vol. 21, No. 2, pp. 49-50.
- Girish Kumar, and Kuldip C. Gupta, (1985). **Directly Coupled Multiple Resonator Wide-band Microstrip Antenna**, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 33, No. 6, pp. 588-593.
- Huynh, T. and Lee, K.-F. (1995), **Single-layer Single-patch Wide-band Microstrip Antenna**, Electronics Letters, Vol. 31, No. 16, pp. 1310-1312.
- Yang, F.-R., Ma, K.-P., Qian, Y. and Itoh, T. (1999). **A Uniplanar Compact Photonic-Bandgap (UC-PBG) Structure and Its Applications for Microwave Circuits**, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, 1509-14.
- Colburn, J.S. and Rahmat-Samii, Y. (1999). **Patch Antennas on externally perforated high Dielectric constant substrates**, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 47, 1785-94.
- Li, Z. and Rahmat-Samii, Y. (2000). **PBG, PMC and PEC ground planes: a case study of dipole antenna**, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 4, pp. 2258-61.

- Barlevy, A.S. and Rahmat-Samii, Y. (2001). **Characterization of electromagnetic band-gaps composed of multiple periodic tripods with interconnecting vias: concept, analysis, and design**, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, 242-353.
- Fan Yang, Xue-Xia Zhang, Xiaoning Ye, and Yahya Rahya Rahmat-Samii, (2001). **Wide Band E-Shaped Patch Antennas for Wireless Communications**, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 49, No. 7, pp. 1094-1100.
- Yang, F. and Rahmat-Samii, Y. (2001). **A Low-Profile Circularly Polarized Curl Antenna over an Electromagnetic Band Gap (EBG) Surface**, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 31, No. 4, 264-7.
- Yang, F. and Rahmat-Samii, Y. (2003). **Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications**, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 51, No. 10, 2691-2703.
- Clavijo, S., Diaz, R.E. and McKinzie, W.E. (2003). Design methodology for sevenpiper high impedance surfaces: an artificial magnetic conductor for positive gain electrically small antennas, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 51, No. 10, 2678-90.
- Balanis, C. A. (2005). **Antenna Theory Analysis and Design**. John Wiley & Sons. New York.
- Patric Antoione, Philippe Bauser, Hugues Beaulaton, Martin Buchholz, Declan Carey, Thierry Cassagnes, T.K. Chan, Stephane Colomines, Fionn Hurley, David T. Jobling, Niall Kearney, Aidan C. Murphy, James Rock, Didier Salle, and Cao-Thong. (2005). **A Direct-Conversion Receiver for DVB-H**. IEEE Jour. of Solid-State Circuits, Vol. 40, No. 12, December, pp. 2536-2546.
- Wang, S., Feresidis, A.P., Goussetis, G. and Vardaxoglou, J.C. (2005), **Low Profile Highly Directive Antennas using EBG Superstrates and Metamaterial Ground Planes**. APS 2005 IEEE Proc., Vol. 4B, pp. 335-338.
- Hakano, H., Hitosugi, K., Tatsuzawa, N., Togashi, D., Mimaki, H. and Yamauchi, J. (2005). Effects on the radiation characteristics of using a corrugated reflector with a helical antenna and an electromagnetic band-gap reflector with a spiral antenna, IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 53, No. 1, 191-9.

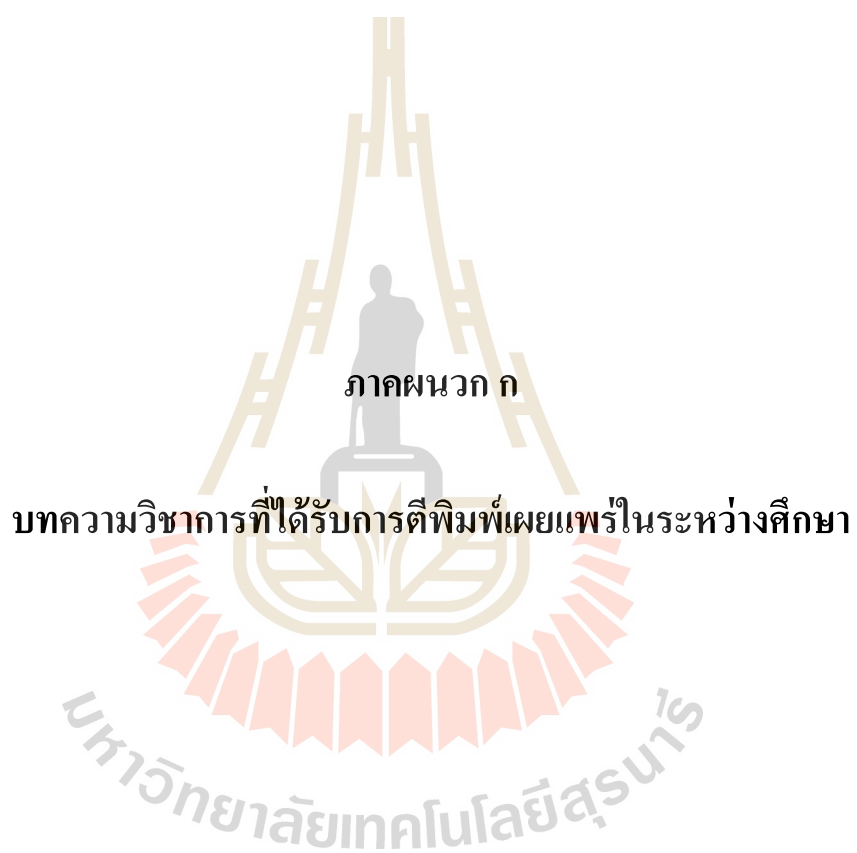
- Sievenpiper, D., Colburn, J., Fong, B., Ottusch, J. and Visher, J. (2005). Holographic artificial impedance surfaces for conformal antennas, *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, Vol. 1B, pp. 256-23.
- Yiyan Wu, Shuji Hirakawa, Ulrich H. Reimers, and Jerry Whitaker. (2006). **Overview of Digital Television Development Worldwide**. *Proceedings of the IEEE*, Vol. 94, No. 1, January, pp. 8-21.
- Kuroki, F., Ohta, H., Yamagucki, M. and Suematsu, E. (2006), **Wall-Hanging Type of Self-Complementary Spiral Patch Antenna for Indoor Reception of Digital Terrestrial Broadcasting**, *MWSYM 2006.249446*, *IEEE Proc.* pp. 194-197.
- Jari Holopainen, Juha Villanen, Clemens, and Pertti Vainikainen, (2006), **Mobile Terminal Antennas Implemented by Using Direct Coupling**. *EuCAP 2006*, *IEEE Proc.*, November, pp. 1-6.
- Nakano, H., Asano, Y., Tsutsumi, G. and Yamauchi, J. (2006), **A Low-Profile Inverted F Element Array Backed by an EBG Reflector**. *APS 2006 IEEE Proc.*, pp. 2985-2988.
- Vardaxoglou, Y. and Capolino, F. (2006), **Review of Highly-Directive Flat-Plate Antenna Technology with Metasurfaces and Metamaterials**. *EuMA 2006 IEEE Proc.*, September, pp. 963-966.
- Seunggil, Kwangwoo Ryu, Youngki Lee and Jaehoon Choi, (2007), **Internal Broadband Folded Monopole Antenna for DTV Laptop Application**. *KJMW 2007*, *IEEE Proc.*, pp. 81-84.
- Yun-Wen Chi, Kin-Lu Wong and Saou-Wen Su, (2007), **Wideband Printed Dipole for DTV Signal Reception**. *TENCON 2007*, *IEEE Proc.*, pp. 1-4.
- Geng, J., Jin, R., Wang, W., He, W., Ding, M., Wu, Q., Rui, X., Yang, G. and Fang, Z. (2007), **A New Quasi-omnidirectional Vertical Polarisation Antenna with Low profile and High Gain for DTV on Vehicle**. *IET Microw. Antennas Propag.*, Vol. 1, Issue : 4, pp. 918-924.
- Yading Li and Karu P. Esselle, (2007), **A Height-Reduced, Slot-Array-Fed EBG Resonator Antenna with High Gain and Large Bandwidth**. *APS 2007 IEEE Proc.*, pp. 4417-4420.

- Yuehe Ge, Karu P. Esselle, and Trevor S. Bird, (2007), **A High-Gain Low-Profile EBG Resonator Antenna**. APS 2007 IEEE Proc., pp. 1301-1304.
- Mahdi Moghadasi, S., Attari, A.R. and Mirsalehi, M.M. (2007), **Waveguide Model for Reflection Phase Characterization of Periodic EBG Surfaces**. APMC 2007 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Leila Yousefi, Baharak Mohajer-Iravani, and Omar M. Ramahi, (2007), **Low Profile Wide Band Antennas using Electromagnetic Bandgap Structures with Magneto-Dielectric Materials**. IWAT 2007 IEEE Proc., pp. 431-434.
- Kota Furuya, Yusuke Taira, and Hisao Iwasaki, (2008), **Wide Band Wearable Antenna for DTV Reception**. APS 2008 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Zenguo Liu, (2008), **Quasi-Periodic Structure Application in Fabry-Perot Resonator Printed Antenna**. APMC 2008 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Moustafa, L. and Jecko, B. (2008), **Broadband high gain compact resonator antennas using combined FSS**. APS 2008 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Luo, L., Cui, Z., Xiong, J.-P., Zhang, X.-M. and Jiao, Y.-C. (2008), **Compact Printed Ultra-Wideband Monopole Antenna with Dual Band-notch Characteristic**. IET Electronics Letters, Vol. 44, No. 19, September, pp. 1106-1107.
- Alain Martinez, Diana Zabala, Ivan Pena, Pablo Angueira, Manuel M. Velez, Amaia Arrinda, David de la Vega, and Juan Luis Ordiales, (2009). **Analysis of the DVB-T Signal Variation for Indoor Portable Reception**. IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 55, No. 1, March, pp. 11-19.
- Yading Li, (2009), **Investigation of Minimum Cavity Height of Small EBG-Resonator Antennas For Maximum Directivity**. APMC 2009 IEEE Proc., pp. 2687-2690.
- Nevin Altunyurt, Madhavan Swaminathan, Raj Pulugurtha, and Vijay Nair, (2009), **Analysis on the Miniaturization of Reactive Impedance Surfaces with Magneto-dielectrics**. APS 2009 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Kenny Seungwoo Ryu, and Ahmed A. Kishk, (2009), **UWB Antenna With Single or Dual Band-Notches for Lower WLAN Band and Upper WLAN Band**. IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 57, No. 12, December, pp. 3942-3950.

- Weng, Y.F. Lu, W.J. Cheung, S.W. and Yuk, T.I. (2009), **UWB Antenna with Single or Dual Band-Notched Characteristic for WLAN Band using Meandered Ground Stubs**. LAPC 2009 IEEE Proc., pp. 757-760.
- Aitor Arriola, Ezzeldin A. Soliman, Steven Brebel, and Walter De Raedt, (2009), **Single and Dual Band-Notched UWB Antennas with U-Shaped Structures**. EuMC 2009 IEEE Proc., pp. 89-92.
- Seung-Han Kim, Tai Thanh Nguyen, Dong-Ju Kim, and Jae-Hyung Jang, (2010), **Printed Dipole Antenna with a 1-D EBG Ground Plane**. APS 2010 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Nakano, H., Satake, R. and Yamauchi, J. (2010), **Realization of a Horizontally Polarized, Low-profile, Omnidirectional Antenna With an EBG Reflector**. EUCAP 2010 IEEE Proc., pp. 1-5.
- Zhi-Hang Wu, and Wen-Xun Zhang, (2010), **A Circularly Polarized Printed Compound Air-fed Array Antenna**. ICEAA 2010 IEEE Proc., pp. 337-340.
- Hsing-Yi Chen, and Yu Tao, (2010), **Antenna Gain and Bandwidth Enhancement Using Frequency Selective Surface with Double Rectangular Ring Elements**. ISAPE 2010 IEEE Proc., pp. 271-274.
- Zhi-Hang Wu, and Wen-Xun Zhang, (2010), **Broadband Printed Compound Air-Fed Array Antennas**. IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters, Vol. 9, April, pp. 187-190.
- Yongxing Che, Xinyu Hou, and Peng Zhang, (2010), **Design of Multiple FSS Screens with Dissimilar Periodicities for Directivity Enhancement of A Dual-band Patch Antenna**. ISAPE 2010 IEEE Proc., pp. 319-322.
- Weng, Y.F., Cheung, S.W. and Yuk, T.I. (2010), **Band-Notched Characteristic using Meandered Ground Stubs for Compact UWB Antennas**. ICUWB 2010 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Paitoon Rakluea, and Jintana Nakasuwan, (2010), **Planar UWB Antenna with Single Band-Notched Characteristic**. ICCAS 2010 IEEE Proc., pp. 1978-1981.
- Eva Antonino-Daviu, Marta Mabedo-Fabres, Miguel Ferrando-Bataller, and Vicent Miquel Rodrigo Penarrocha, (2010), **Modal Analysis and Design of Band-Notched UWB Planar Monopole Antennas**. IEEE Trans. on Antennas and Propag., Vol. 58, No. 5, May, pp. 1457-1467.

- Naser-Moghadasi, M., Sadeghzadeh, R.A., Asadpor, L., Soltani, S. and Virdee, B.S. (2010), **Improved band-notch technique for ultra-wideband antenna.** IET Microw. Antennas Propag., Vol. 4, Iss. 11, pp. 1886-1891.
- Kim, D.-O. and Kim, C.-Y. (2010), **CPW-fed ultra-wideband antenna with triple-band notch function.** IET Electronics Letters, Vol. 46, No. 18, September, pp. 1246-1248.
- Ya-li. Yan, Guang. Fu, Shu-xi. Gong, Xi. Chen and Dong-chao. Li. (2010). **Design of a wide-band Yagi-Uda Antenna Using Differential Evolution Algorithm.** ISSSE2010 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Huan-Huan Xie, Yong-Chang Jiao, Shu-Man Ning and Yue Song. (2010). **A pattern-reconfigurable Yagi antenna based on EBG ground plane.** IEEE2010 IEEE Proc., pp. 1-3.
- Rezaei Abkenar, M. and Rezaei, P. (2011), **Design of a Novel EBG Structure and Its Application for Improving Performance of a Low Profile Antenna.** ICEE 2011 IEEE Proc., pp. 1-5.
- Sarbandi Farahani, H., Fereidoony, F., Veysi, M., Soufiani, E. and Khaleghi, A. (2011), **A Low-Profile, Wideband Circularly Polarized Curl Antenna Backed by a Polarization Dependent Reflector.** EUCAP 2011 IEEE Proc., pp. 1085-1088.
- Fhafhiem, N., Krachodnok, P. and Wongsan, R. (2011), **The 2x2 Curved Strip Dipole Antenna Array on EBG Reflector Plane.** ECTI-CON 2011 IEEE Proc., pp. 192-195.
- Parth C. Kalaria, and Kartikeyan, M.V. (2011), **Modified CPW Fed Band-Notched Ultra-Wideband Antenna.** AEMC 2011 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Ian T. McMichael, Mark Mirotnik, and Amir I. Zaghloul, (2012), **A Method for Determining Optimal EBG Reflection Phase for Low Profile Antennas.** APS 2012 IEEE Proc., pp. 1-2.
- Moustapha. Salah Toubet, Mohamad. Hajj, and Bernard. Jecko, (2012), **2D Matrix of Joint Ultra Low-Profile (ULP) EBG Antennas for High Gain Applications.** ANTEN 2012 IEEE Proc., pp. 1-3.
- Kamphikul, P., Krachodnok, P. and Wongsan, R. (2012), **Gain Improvement of MSA Array for Base Station using Covered EBG.** APCAP 2012 IEEE Proc., pp. 193-194.

- Fhafhiem, N., Krachodnok, P. and Wongsan, R. (2012), **The Circularly Polarized Resonator Antenna using Double Polarizing Metallic EBG**. APCAP 2012 IEEE Proc., pp. 47-48.
- Mehranpour, M., Nourinia, J., Ghobadi, Ch. and Ojaroudi, M. (2012), **Dual Band-Notched Square Monopole Antenna for Ultrawideband Applications**. IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters, Vol. 11, pp. 172-175.
- Weng, Y.F., Cheung, S.W., and Yuk, T.I. (2012), **Design of multiple band-notch using meander lines for compact ultra-wide band antennas**. IET Microw. Antennas Propag., Vol. 6, Iss. 8, pp. 908-914.
- Mohammad Asif Zaman and Md. Abdul Matin. (2012). **Constrained Optimization of a Yagi-Uda Antenna Using Differential Evolution Algorithm**. 2012 7th International Conference on Electrical and Computer Engineering. pp. 698-701.
- Pengthaisong, K., Krachodnok, P. and Wongsan, R. (2013), **Design of a Dual-band Antenna using a Patch and Frequency Selective Surface for WLAN and WiMAX**. ECTI-CON 2013 IEEE Proc., pp. 1-4.
- Nasser Ojaroudi, Mohammad Ojaroudi, and Noradin Ghadimi, (2013), **Dual band-notched small monopole antenna with novel W-shaped conductor backed-plane and novel T-shaped slot for UWB applications**. IET Microw. Antennas Propag., Vol. 7, Iss. 1, pp. 8-14.
- Rangsan Wongsan, Piyaporn Krachodnok, and Paowphattra Kamphikul, (2014), **Gain Improvement of MSAs Array by Using Curved Woodpile EBG and U-shaped Reflector**. Proc. of the International Electrical Engineering Congress 2014 (iEECON2014). pp. 1-4.



ภาคผนวก ก

บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในระหว่างศึกษา

งานตีพิมพ์วารสารระดับชาติ

Sompop Pimpol, and Rangsan Wongsan. “**Wide-Bandwidth and Flat-Gain Printed Dipole with EBG Reflector for Terrestrial DTV Reception**”, Suranree Journal of Science and Technology (Suranaree J. Sci. Technol.: SJST), 24(2): 179 – 192, Thailand, 2017.

งานประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

Sompop Pimpol, and Rangsan Wongsan. “**Bandwidth Improvement of Band-Notched Printed Dipole Antenna for DTV Signal Reception**”, 2013 13th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), Thailand, 2013.

Sompop Pimpol, and Rangsan Wongsan. “**Band-Notched Printed Dipole Antenna with EBG Reflector**”, 2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTICON), Thailand, 2014.

WIDE-BANDWIDTH AND FLAT-GAIN PRINTED DIPOLE WITH EBG REFLECTOR FOR TERRESTRIAL DTV RECEPTION

Sompop Pimpol* and Rangsan Wongsan

Received: ; Revised: ; Accepted:

Abstract

This paper reports the design of a compact high-gain broadband printed dipole antenna for receiving digital television (DTV) signals from any broadcast station in remote areas of Thailand with the frequency bandwidth of 470 MHz - 862 MHz. The proposed antenna consists of a modified step-shaped printed dipole antenna, to which the band-notch technique is applied by adding 8 small slots on the inner edge of the long side arm for bandwidth enlargement up to 7.65% compared to the conventional one, while the directive gain of the antenna is increased up to around 8 dBi over the frequency bandwidth by using a mushroom-like EBG reflector, which can suppress the surface wave on the surface and wave diffraction on the edges of such a reflector. In order to validate the simulation results from CST licensed software, the prototype antenna was fabricated and measured in the laboratory. We found that the proposed antenna can provide a high gain around 7 - 8 dBi over the desired bandwidth. Moreover, the radiation patterns over the bandwidth of the antenna are a little bit changed in the front direction.

Keywords: Digital television (DTV), step-shaped printed dipole, mushroom-like EBG

Introduction

Nowadays, terrestrial digital television (DTV) broadcasting has already reached the implementation stage in many countries after more than a decade of intense research and development (Wu *et al.*, 2006). The DTV system can offer high data rate transmission, provide interactive services, and operate at low power. With these advantageous features, the DTV system becomes very attractive for applications in mobile communication devices such as laptop computers, mobile phones, and signal reception devices equipped in vehicles (Holopainen *et al.*,

2010; Iizuka *et al.*, 2005; Wong *et al.*, 2006). In Thailand especially, DTV broadcasting with the DVB-T2 system (470 MHz - 862 MHz) is expanding with the installation of broadcasting network stations to cover all areas of the country. However, some areas are out of the coverage area or far away from any broadcasting station and cannot receive the DTV signal. Antenna factories in Thailand have proposed many types of Yagi-Uda antennas to overcome this problem. Nevertheless, a Yagi-Uda antenna cannot resolve the problem completely because

School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, 30000, Thailand. Tel. 0-4422-4392; E-mail: spimpol@hotmail.com

* Corresponding author

Suranaree J. Sci. Technol. 24(2):179-192

it cannot provide the flat gain over the desired bandwidth, its front beam of radiation patterns changes direction when the frequency is changed, and the antenna's structure is too long and heavy. Therefore, this paper proposes a compact antenna, which provides the high and flat gain around 7-8 dBi over the specific bandwidth and overcomes the problems that a Yagi-Uda antenna cannot do.

In the past, a patch antenna was developed for utilization in many applications, especially the receiving antenna due to its attractive features, such as low radiation loss, low profile, light weight, and ease of fabrication. However, the disadvantages of patch antennas are that they provide a narrow bandwidth and low gain. Therefore, many researchers are exploring methods and techniques for designing wideband patch antennas (Ke and Wong, 1994). Many techniques have been reported in the literature for improvement in frequency response (Descardecì and Giarola, 1992; Wong *et al.*, 1994). A thick dielectric substrate having a low dielectric constant is more desirable since this provides better efficiency, larger bandwidth, and better radiation (Kumar *et al.*, 2005). However, these patch antennas still have complicated structures and selected dielectric materials which are expensive and thus they are not suitable for mass production. Therefore, the printed dipole was selected to develop the required performance because it has been comprehensively studied for broadband operation, especially with a step-shaped feed gap (Chi and Wong, 2007). After that, other researchers proposed various techniques and several shapes of printed antennas for wideband operation, such as the dual band-notched characteristic antennas, and the dual band-notched small monopole (Mehranpour *et al.*, 2012; Ojaroudi *et al.*, 2013; Weng *et al.*, 2009; Weng *et al.*, 2012). However, the antennas in the family of band-notched printed dipoles still provide low gain due to their bidirectional patterns. In order to improve the directive gain of bidirectional antennas, some authors have presented the patch antenna with a perfect conductor plane, but the image current has the opposite direction and cancels the radiation

from the original current (Kumar *et al.*, 2012; Tang and Ziolkowski, 2013; Taguchi and Kozaki, 2012). Therefore, we propose a technique for directive gain and wideband improvement of DTV reception antennas by using a new printed dipole antenna with a notch structure at the edge of the right arm of the dipole together with a mushroom-like electromagnetic band gap (EBG) reflector. The proposed antenna has a simple structure and lower cost compared to other high gain and wideband antennas. Furthermore, if we want to increase the directive gain of the proposed antenna, while its wide bandwidth is still maintained, the structures of the frequency selective surface (FSS) can also support this requirement (Chatterjee and Parui, 2015; Li *et al.*, 2017; Narayan and Jha, 2015).

In this paper, our proposed antenna comprises a step-shaped printed dipole antenna, which is modified for wide bandwidth operation, while the directive gain has been archived by using a mushroom-like EBG reflector. Furthermore, the FSS will be used to increase the directive gain in the last step as an option when we need a higher gain antenna for utilization in remote areas far away from broadcasting stations. The organization of this paper is as follows: Section I is the introduction, Section II will mention the configurations of the antenna and Section III discusses the optimized simulation results; after that, the conclusion will be presented in section IV.

Antenna Configurations and Mechanism

The structure geometry of our proposed antenna is shown in Figure 1 and consists of 2 parts: (1) a step-shaped printed dipole as the main radiator, and (2) an array of mushroom-like EBG with a surrounding metallic frame as the reflector.

A Wideband Step-shaped Printed Dipole

The proposed wideband printed dipole is made from the planar printed dipole antenna, in which its feed gap is formed in the shape of a step, while the band-notched technique is added into the long side arm of the step-shape printed dipole for enlarging its bandwidth at the

lower-edge frequency.

In Figure 2(a), the structure of the antenna element was started with a design based on a planar center-fed dipole generating a fundamental resonant mode centered at around 650 MHz of the operating band, for which the dimensions are 230.5 mm ($0.5\lambda_c$) in length (L_d) and 20 mm ($0.043\lambda_c$) in width (W_d), where λ_c is the free space wavelength. The antenna is built on the FR4 substrate with a thickness (h_2) of 1.6 mm, the dielectric constant (ϵ_2) 4.4, and loss tangent 0.02. However, all dimensions were optimized again by using the CST simulation software for better matching. In consequence, the optimal dimensions of the printed dipole, which provided around -15 dB of S11, are 223 mm ($0.48\lambda_c$) and 35 mm ($0.075\lambda_c$) in length (L_d) and width (W_d), respectively, while it provided the frequency bandwidth from 550 MHz to 620 MHz, as shown in Figure 3. In order to cover the desired bandwidth (470 MHz – 860 MHz), an additional resonant mode adjacent to the antenna's fundamental resonant mode (0.5-wavelength) can be excited by replacing from

the center-fed printed dipole to the step-shaped feed gap (Chi *et al.*, 2007). With this technique, the antenna is divided into asymmetric radiating arms (R_2 and L_2) and, consequently, 2 resonant modes that are excited at the feed gap can provide a 50% larger wide operating band (voltage standing wave ratio (VSWR) ≤ 2.0) as required. Here, the configuration of the step-shaped feed gap on the planar printed dipole is optimized by using the CST simulation software. It was found that the proper dimensions of the step-shaped feed gap structure are $L_1=110.5$ mm, $L_2=66.5$ mm, $R_1=111.5$ mm, $R_2=152.5$ mm, $g_d=1$ mm, $g_{d1}=4.5$ mm, $g_{d2}=4$ mm, and $Y_1=4$ mm, as depicted in Figure 2(b). Meanwhile, the first and the second resonant modes are around 550 MHz and 806 MHz, respectively, and the frequency bandwidth is around 355.55 MHz or 51.69% (510 MHz – 865.55 MHz), as shown in Figure 3. However, the obtained bandwidth is still not enough for the requirements, especially at the lower-edge frequency of 470 MHz.

In order to meet the requirements of the DTV band in Thailand (470 MHz - 862 MHz),

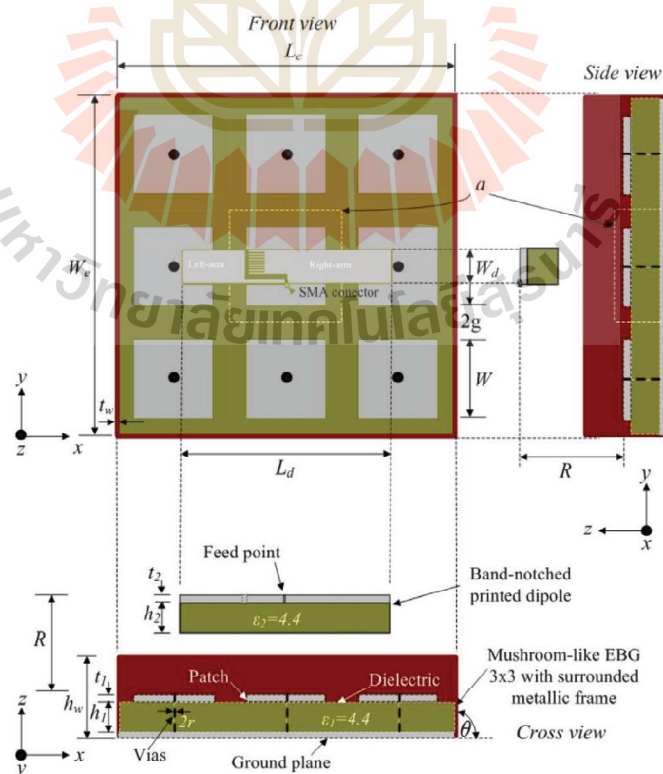


Figure 1. Structure geometry of the proposed antenna

the band-notched technique has been applied into the step-shaped printed dipole to cover 470 MHz of the operation band. The 8 small slots with the dimensions of $A=1$ mm, $B=2$ mm, and $X=17.5$ mm are notched into the long side arm that is close to the feed point, which supported the lower resonant frequency of the step-shaped printed dipole, as depicted in Figure 2(c). Moreover, we found that the antenna's bandwidth could be controlled with a number of small slots on the step-shaped printed dipole. Here, 8 slots are the proper number of slots for the desired bandwidth of 470 MHz – 866.55 MHz at $S_{11} = -10$ dB or 59.34% of the center frequency

at 668.27 MHz, as shown in Figure 4. Furthermore, Figure 5 shows the simulated current density at 541 MHz of the first resonant mode and 800 MHz of the second resonant mode. It is found that the current density on both arms of the step-shaped dipole are in the same direction and similar to that on the conventional dipole excited at the fundamental mode of half-wavelength, while the current density on both arms at 800 MHz are in the opposite direction, which is similar to that of the conventional dipole excited at the second resonant mode of full-wavelength. In addition, the current density on the longer side arm has a

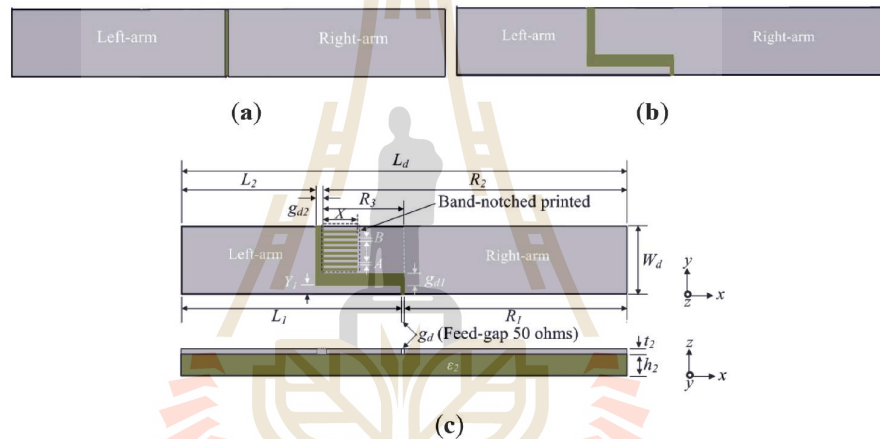


Figure 2. Structure geometry of step-shaped printed dipole antenna

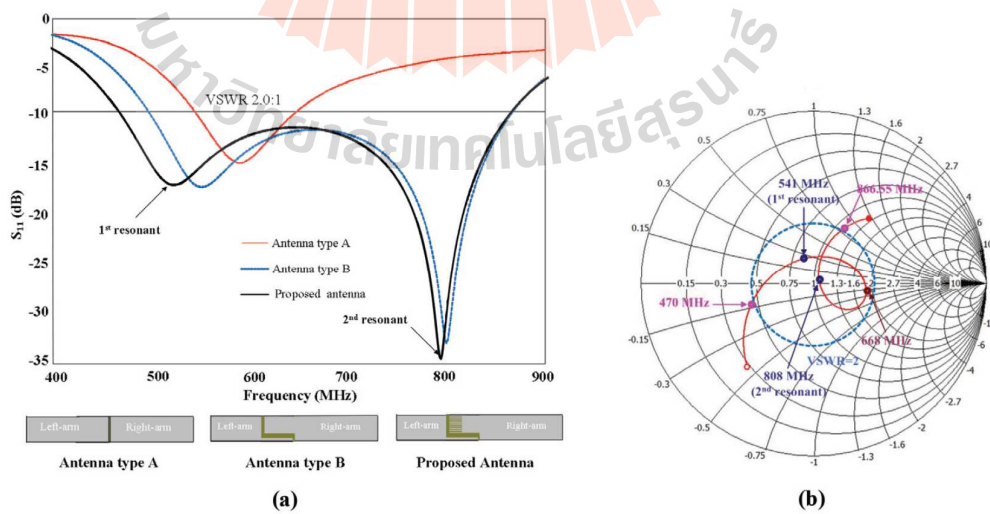


Figure 3. Comparison of the printed dipole antenna: (a) S_{11} impedance bandwidth (VSWR 2.0:1) of all antenna types, and (b) Input impedance of proposed antenna on the Smith chart

much longer length than the shorter arm causing the current density on this arm to be stronger than that on the shorter one; consequently, the radiation of this dipole at the second resonant mode is dominated mainly by the longer arm and is similar to the radiation of the dipole excited at the first resonant mode. Therefore, the obtained radiation patterns in both planes of the antenna are rather stable over the wide operating band, as shown in Figure 6.

A Wideband Step-shaped Printed Dipole with Mushroom-like EBG Reflector

In order to utilize a step-shaped printed dipole to be the directional wideband antenna, we used the mushroom-like EBG as a reflector (Yang *et al.*, 2009) to increase the directive gain in the boresight and suppress the surface waves which propagate towards the edges of the

reflector; consequently, the back lobe will be reduced. The scattering characteristics of the structure shown in Figure 7(a) and (b) are derived using a lumped element model. A resonance is generated inside the structure by the capacitance due to the fringing gap fields between adjacent patches and the inductance due to the current path created by the patches, vias, and ground plane. However, this can be represented as a parallel combination of an inductor and capacitor, as shown in Figure 7(c), while the structure can be assigned a surface impedance given by Equation (1) and a resonant frequency given by Equation (2).

The parameters of the EBG design consists of a patch width (W), gap width (g), substrate thickness (h_1), dielectric constant (ϵ_1), and vias radius (r), as illustrated in Figure 7, together with its typical equivalent circuit. The capacitance

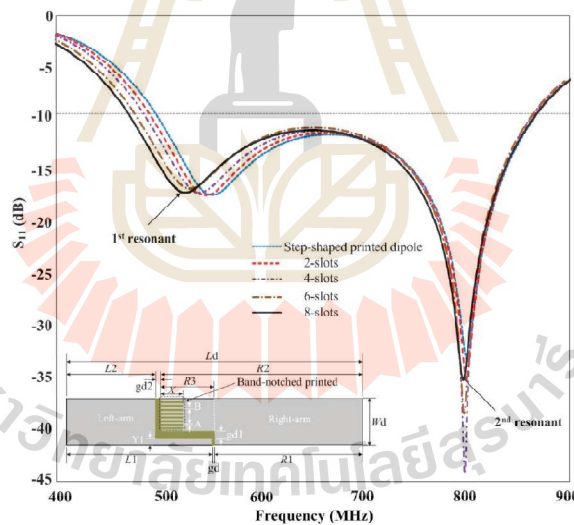


Figure 4. Simulated reflection coefficient (S_{11}) for bandwidth consideration of a step-shaped printed dipole with and without 8 slots on the right arm

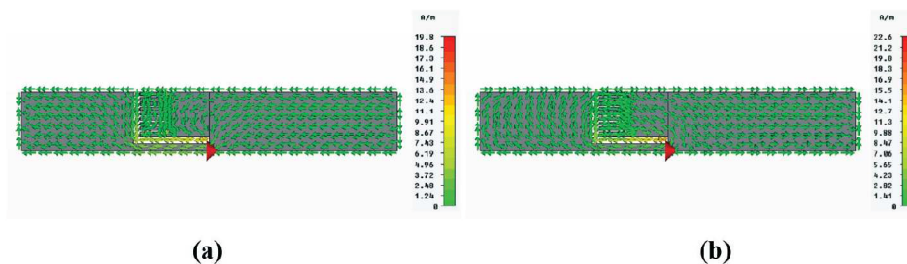


Figure 5. Simulated current density on the proposed dipole at: (a) 541 MHz, and (b) 800 MHz

and inductance of the EBG's equivalent circuit are C and L , which are represented by the gap between the adjacent metallic patches and the thickness of the substrate, respectively.

From the equivalent circuit in Figure 7, the impedance of a parallel resonant LC circuit is given by

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

and

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2}$$

The inductance and capacitance in Equations (1) and (2) are derived analytically (Yang and Rahmat-Samii, 2009) and are given by

$$C = \frac{W\epsilon_0(1 + \epsilon_1)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{W + g}{g}\right) \tag{3}$$

And

$$L = \mu_0 h_1, \tag{4}$$

where ϵ_1 is the dielectric constant, $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ F/m, and $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m (permeitivity)

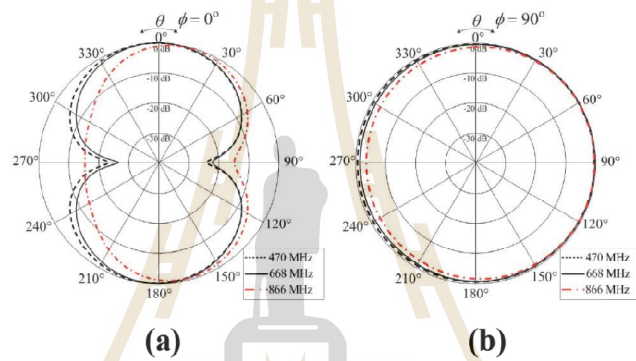


Figure 6. Simulated radiation patterns of single step-shaped printed dipole at different frequencies: (a) in the E-plane, and (b) in the H-plane

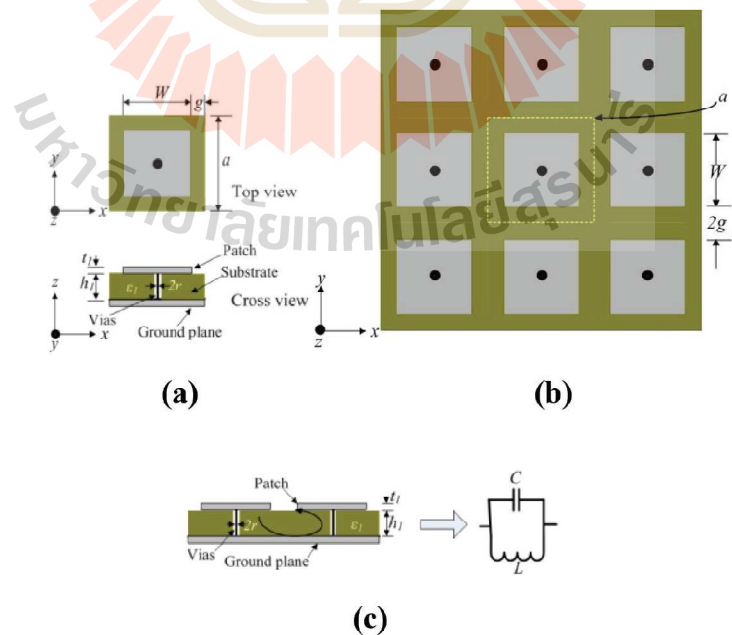


Figure 7. Mushroom-like EBG structure: (a) unit cell of EBG structure, (b) a mushroom-like EBG 3 × 3 elements, and (c) equivalent circuit

and permeability of air, respectively). Then, the reflection coefficient is derived by considering the transmission line analogy with a system impedance of $Z_o = \eta$, where η is the wave impedance in free space, terminated with a load impedance of Z_L . Since the load is modeled as a purely reactive load, the magnitude of the reflection coefficient is unity and the phase can be determined by

$$\Gamma = \frac{Z_L - \eta}{Z_L + \eta} \tag{5}$$

and

$$\phi = \text{Im} \left\{ \ln \left(\frac{Z_L - \eta}{Z_L + \eta} \right) \right\}. \tag{6}$$

The inductance and capacitance are calculated for an arbitrary geometry of $a = 132$ mm, $W = 78$ mm, $\epsilon_r = 4.4$, $h_l = 1.6$ mm, $g = 27$ mm, and $r = 0.5$ mm using Equations (3) and (4). The resulting reflection phase profile is plotted

by using the CST software, as shown in Figure 8. The reflection phase varies from $+180^\circ$ to -180° around the resonant frequency of the structure and an in-phase reflection bandwidth is defined from $+90^\circ$ to -90° . This reveals that the mushroom-like structure behaves as an artificial magnetic conductor supporting in-phase reflection for an incident plane wave over a desired bandwidth.

In our study, we found that 3×3 elements of unit cells are the proper size for the EBG reflector, as it then provides better radiation characteristics such as high directive gain, and low side lobe and back lobe over the desired bandwidth. After that, we investigated the proper distance between a step-shaped dipole and reflector based on the acceptable impedance matching ($S_{11} = -10$ dB) and its gain is high enough over the bandwidth, as shown in Figure 9. In this step, the proper distance is chosen at 130 mm ($0.28\lambda_c$), which provides very good front-

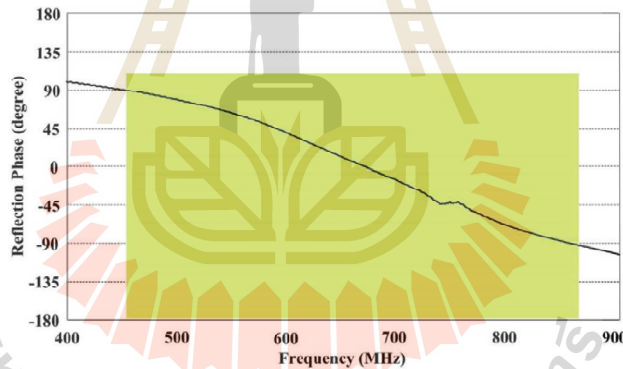


Figure 8. Lumped element model reflection phase profile

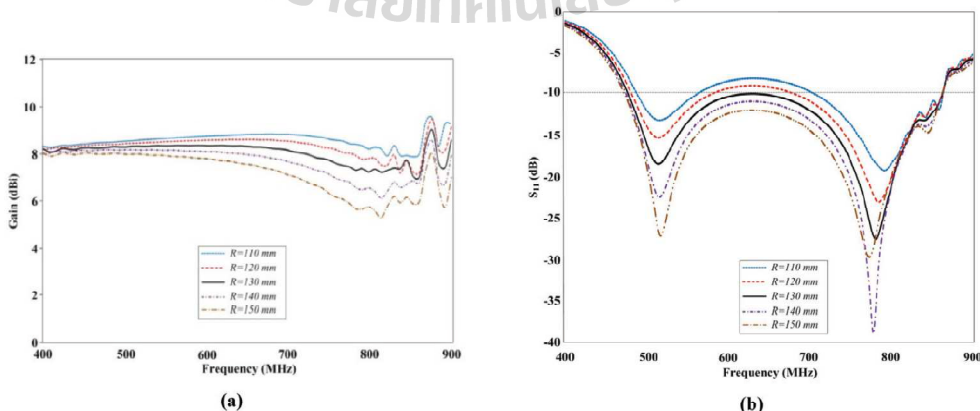


Figure 9. Simulated results of a step-shaped printed dipole with an EBG reflector with the different distance between dipole and reflector: (a) gain, and (b) reflected power (S_{11})

to-back ratios of more than 15 dB in both the E- and H-planes (Balanis, 2005).

In order to increase the radiation characteristics of the proposed antenna and realize this antenna for utilization, we contained the EBG reflector into a square aluminum tray, with its frame surrounding the 4 edges of the reflector, as shown in Figure 16. We investigated the effect of the aluminum frame's height with the CST simulation software calculating S_{11} against different frames' heights, as illustrated in Figure 12. It is seen that the proper height of the frame should be around 60-65 mm, since it provides a better and lower S_{11} over the desired bandwidth when compared to the EBG reflector without a frame.

From the aforementioned process, the simulated results such as S_{11} , directive gain, and radiation pattern of each case will be compared in 1 graph, which consists of the results of a

step-shaped printed dipole without/with an EBG reflector and such printed dipole together with the EBG reflector with a square aluminum tray, as shown in Figures 13-15.

The comparison results of S_{11} at -10 dB of the 3 antenna types are shown in Figure 13. We found that the frequency bandwidth of each antenna type is capable of covering 470 MHz – 862 MHz for DTV band reception. In addition, we also compared their simulated directive gain, as shown in Figure 14. It was found that the directive gains of a step-shaped printed dipole antenna with the EBG reflector and square aluminum tray are around 7.94 dBi, 8.753 dBi, and 9.375dBi at the frequencies of 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz, respectively, while the maximum gain is around 9.674 dBi at 842 MHz.

The comparison of the simulated results of radiation patterns are illustrated in Figure 15. The main beam of the radiated power is retained

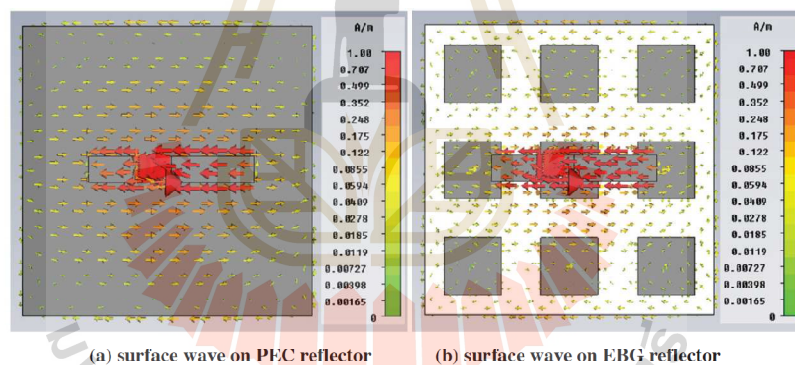


Figure 10. Surface waves in the proposed step-shape dipole with PEC and EBG reflectors

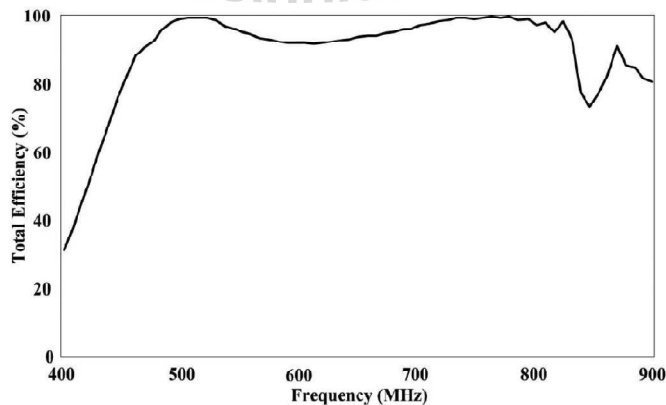


Figure 11. The total efficiency over the operating band of the proposed antenna

in the desired direction in both the E- and H-planes, even when operated at different frequencies, while the front-to-back ratio of our proposed antenna is more than 15 dB over the desired operating bandwidth. Furthermore, the other advantage of the proposed antenna is to provide a rather wide beam in the H-plane (the HPBWs in the H-plane are 85.0° , 77.9° , and 81.2° at frequencies of 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz, respectively), and it provides increased ease of installation because there is compensation for the antenna pointing error.

Finally, in order to confirm that our step-shaped printed dipole with the surface wave suppression properties of the mushroom-like EBG reflector can improve the radiation characteristics when compared to that with a perfect electric conductor (PEC) reflector, the CST software is used to simulate the current density on the surfaces of the PEC and EBG reflectors at 650 MHz of the designed frequency of the EBG unit cell. Figure 10 shows a comparison of the surface propagation with and without the mushroom-like EBG reflector. It was verified that the distribution of current density on the surface of the PEC reflector spreads from the center to the 4 edges of the reflector's area and that the surface currents are stronger than those on the EBG reflector, whereas those on the surface of the EBG reflector rather spread all over the area of the reflector but the surface currents are weaker and attenuated as they propagate towards the edges of the reflector, causing the lower back lobe and higher directive gain.

In order to observe the total efficiency of the proposed antenna over the desired bandwidth, we used the CST software simulating the efficiencies (in dB) of the antenna over the band of 470 MHz – 862 MHz; then, we converted them to percentage (%) unit, as illustrated with the graph in Figure 11. The total efficiencies of this antenna are 77.86% - 99.80%, approximately, over the bandwidth, and at the first and second resonant modes provide approximately 97.20% and 99.18% of the efficiency at 541 MHz and 800 MHz, respectively. It is seen that the antenna with the proposed technique can provide high total efficiencies over the desired bandwidth.

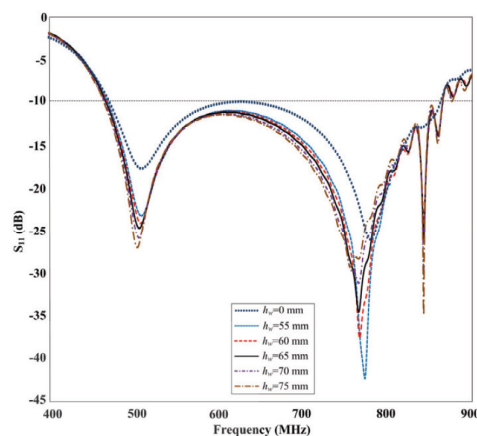


Figure 12. Simulated S_{11} versus the different frames' heights of the aluminum tray (h_w) for the printed dipole above the EBG reflector

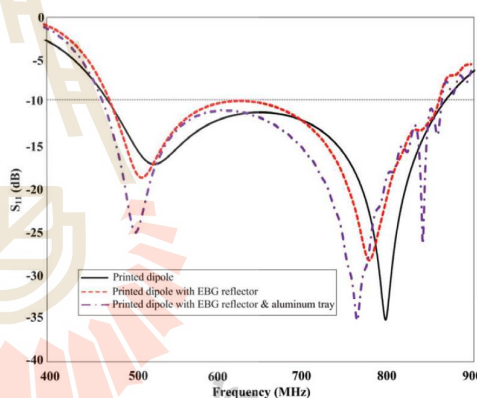


Figure 13. Simulated comparison results of S_{11} of 3 antenna types

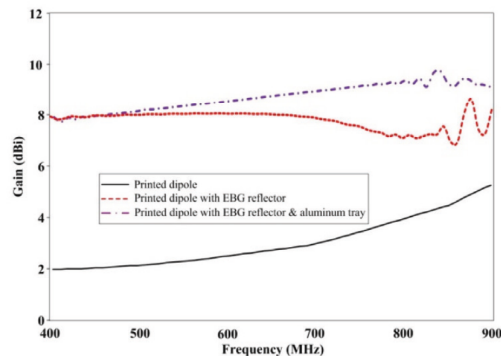


Figure 14. Simulated results of gain against the frequency for all antenna types

Results and Discussion

Figure 16(a) shows the photographs of the prototype antenna comprising a step-shaped printed dipole and EBG reflector that are contained in the square aluminum tray and shielded with a cover that made is from acrylic plastic with a dielectric constant of 3.5 and 3 mm of thickness at the front of this antenna, as displayed in Figure 16(b). In order to verify the simulated results, the prototype antenna without/with the acrylic cover have been measured in

an echoic chamber, and then compared to the simulated results in the comparison graphs in Figures 17-19. In Figure 17, we note that the measured results of S_{11} of the antenna shielded with an acrylic plastic cover are around -11.71 dB, -13.225 dB, and -10.884 dB at frequencies of 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz, respectively. However, as we know that if S_{11} is at -10 dB or less, then the value of the standing wave ratio (SWR) will be not more than 2.0. Therefore, this proposed antenna will be well utilized for reception of the DTV signal in the frequency bandwidth of 470 MHz – 862 MHz. For this reason, it is implied that there is reasonably good agreement, even though the antenna with the acrylic plastic cover did not provide the lower S_{11} at the lower frequency bandwidth.

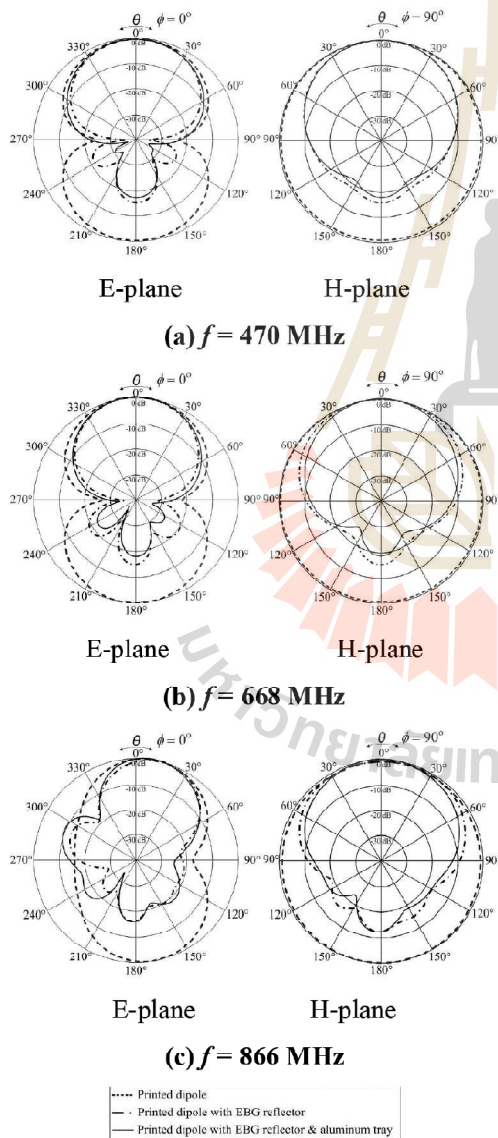


Figure 15. Simulated results of the radiation pattern in the E- and H-planes of all antenna types

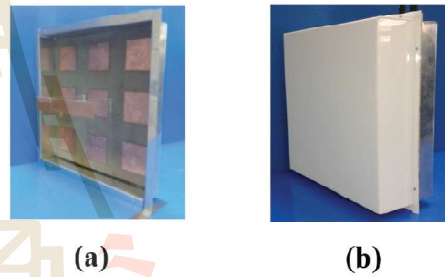


Figure 16. Prototype antenna is contained into aluminum tray: (a) without and (b) with acrylic plastic cover

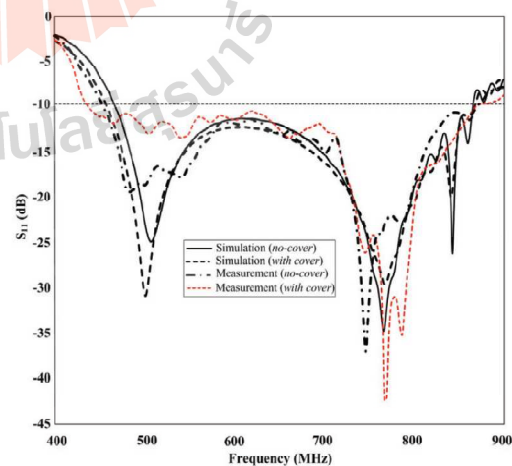


Figure 17. Comparison results of S_{11} for simulated and measured results of the proposed antenna without/with an acrylic plastic cover

The simulated and measured E-plane and H-plane co-polar and cross-polar radiation patterns at 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz are shown in Figure 18(a-c), respectively. Once again, good agreement between the simulation and experiment is evident from these plots, particularly in the main lobes that will be accurately pointed to the broadcast station over the frequency bandwidth of digital TV channels. Besides that, it is found that the half power beamwidth (HPBW) of the proposed antenna is not rather different, even though it operated over the wide bandwidth (the E-plane patterns are around 69.8° , 58.8° , and 51.2° , while the H plane patterns are around 85.2° , 78.0° , and 50.2° at 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz, respectively).

In addition, in Figure 18, it is found that the E- and H-planes' co-polarized fields are maximum at $\theta = 0^\circ$, while the E- and H-planes' cross-polarized fields are much weaker than the co-polarized fields (around -25.2 to -31.4 dB for the E-plane and -28.2 to -31.5 dB for the H-plane). This shows that this antenna can operate with only horizontal linear polarization according to the horizontal polarized fields of DTV broadcast stations, whereas it also provides very good front-to-back ratio (F/B > 15 dB) over the desired bandwidth (E-plane: 18.88 dB, 19.29 dB, and 18.34 dB, and H-plane: 18.80 dB, 19.73 dB, and 14.80 dB at the frequencies 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz, respectively).

Figure 19 shows the comparison of the directive gains obtained from the simulation and measurement for each case of the prototype antenna. It is noted that the simulated gain of the proposed antenna without an acrylic cover varied from 7.623 dBi to 9.674 dBi, while the antenna with the acrylic cover provides the simulated gain variation from 7.516 dBi to 9.257 dBi along 470 MHz - 862 MHz of the frequency range. The measured gains of the prototype antenna without an acrylic cover are around 8.03 dBi, 8.604 dBi, and 8.498 dBi, while the measured gains of the prototype antenna with the acrylic cover are around 7.62 dBi, 8.05 dBi, and 8.72 dBi at the frequencies of 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz, respectively. These results illustrate that this antenna provided the rather flat-high gain through the desired

frequency bandwidth, while its maximum gain is around 9.257 dBi at 810 MHz of the frequency.

In order to verify a ready-to-use prototype antenna for DTV, the input impedance of the prototype antenna is measured with Network Analyzer Agilent N5224A, as shown in Figure 20. We found that the input impedances of this antenna are around $66.24 + j26.25 \Omega$,

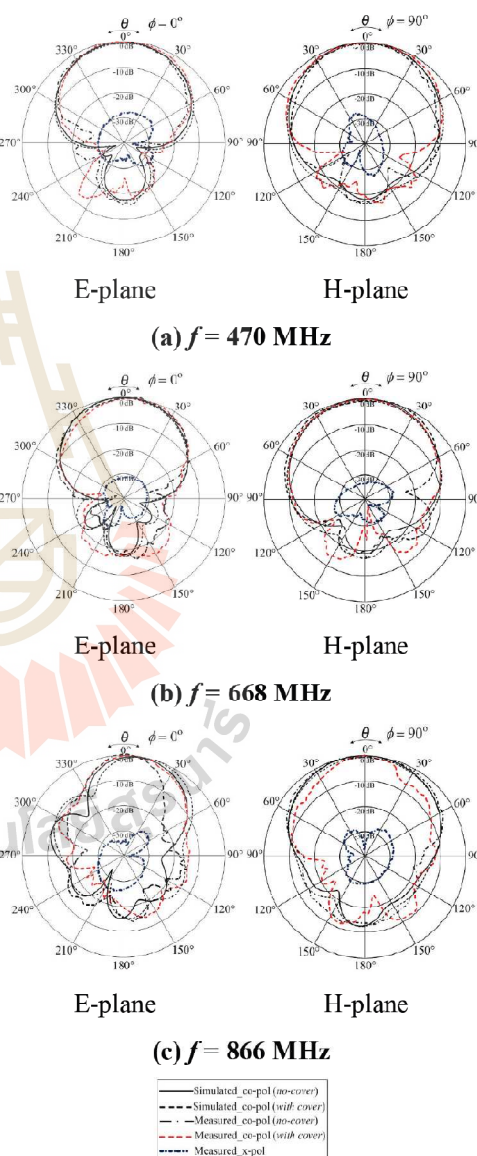


Figure 18. Comparison results of the normalized patterns in the E- and H-planes co-polarized and cross-polarized fields of the prototype antenna with/without an acrylic plastic cover

62.80 - $j21.50 \Omega$, and $65.50 + j30.35 \Omega$ at 470 MHz, 668 MHz, and 866 MHz of the operating frequencies, respectively. Meanwhile, at the frequency of 620 MHz, the prototype antenna provides the best input impedance around $69.92 - j30.69 \Omega$ that is close to the input impedance of standard television. Furthermore, in Figure 21, the measured SWR was also measured to confirm the success of the antenna design. The impedance transformer (75Ω to 50Ω) was used to measure the SWR when connected to the antenna through 75Ω transmission line to 50Ω connector of Network Analyzer. We found that this prototype antenna provides better matching and its SWR is still not more than 2.0 and covered the frequency bandwidth of 470 MHz to 862 MHz.

Furthermore, in order to compare the performance of the proposed antenna to some antennas in the literature and on the market, we selected a step-shaped printed dipole antenna which was not modified with the band-notch technique, and 3 types of antennas that are distributed on the market in Thailand, comparing their gains over the DTV bandwidth, as shown in Figure 22. The examples of the 3 antennas on the market are given the labels of Market antennas 1, 2, and 3 such as the 5, 7, and 8 elements of the Yagi antennas, respectively. It was found that the gain over the bandwidth of the proposed antenna is rather flatter than those of the others, whereas some Yagi antennas on the market could not perform. The Market antennas 1 and

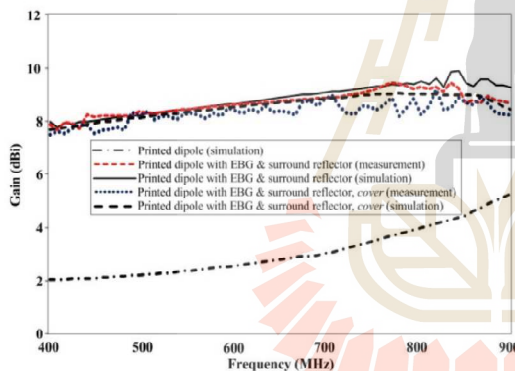


Figure 19. Comparison of directive gain of prototype antenna from simulation and measurement over the operating frequency bandwidth

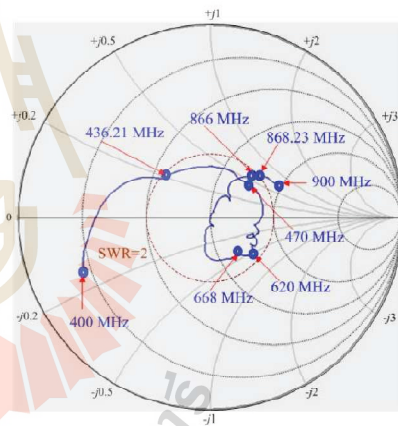


Figure 20. Measured input impedance of a ready-to-use prototype antenna (the dashed circle is the SWR=2)

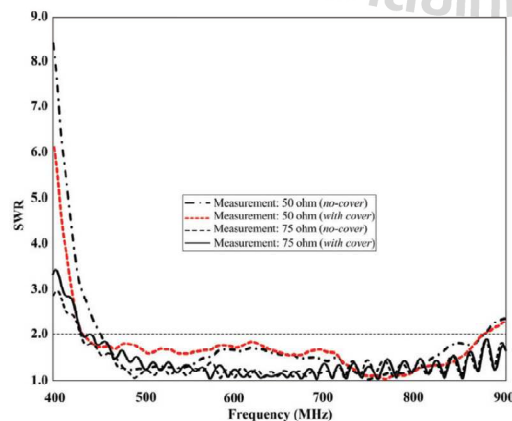


Figure 21. Measured SWR of a ready-to-use prototype antenna

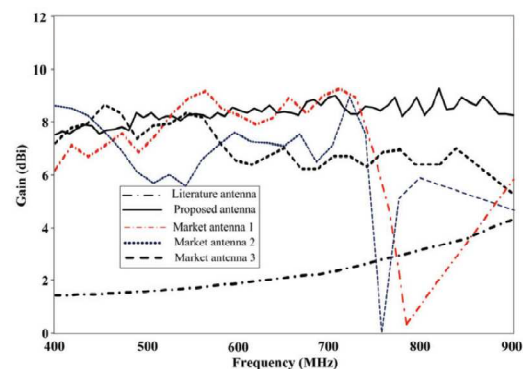


Figure 22. Comparison gain of all types of antenna

2 provide high gains but did not cover the desired DTV bandwidth, while Market antenna 3 can operate over the bandwidth but its gains are rather different. However, it is seen that the gains of the original step-shaped dipole over the bandwidth are lower than the gains of the 3 Market antennas because its pattern is different from the other antennas.

Conclusions

A design technique for a new high gain broadband antenna using a modified step-shaped printed dipole combined with the EBG reflector in the 470-862 MHz frequency bandwidth has been proposed. The step-shaped printed dipole forms the wide operating bandwidth by exciting 2 resonant modes into its feed gap, while the band-notch technique has been used for enlarging the lower-edge frequency to cover 470 MHz by notching 8 small slots on the inner edge of the long side arm. The modified step-shaped antenna has been operated with the reflector comprised of 3×3 unit cells of a mushroom-like EBG. This integration technique allows improved bandwidth and directive gain, whereas the main direction of the radiation patterns over the desired bandwidth, has been retained in the boresight even when operated in different frequencies. The main objective of the antenna design is to utilize it for DTV signal reception in the frequency bandwidth of 470 MHz - 862 MHz. To meet the requirements, the important characteristics of the proposed antenna, such as the reflection coefficient (S_{11}), directive gain, and radiation pattern have been calculated by using the CST simulation software and validated with the measured results of the prototype antenna. We found that the proposed antenna provides the wide bandwidth (-10 dB of S_{11}) covering the frequency bandwidth of 470 MHz - 866.55 MHz (59.34%) by simulation and the frequency bandwidth of 436.21 MHz - 868.23 MHz (66.24%) by measurement. Particularly, it is ready to use for UHF DTV signal reception (470 MHz - 862 MHz) in Thailand at present. Moreover, it provides the directive gain high enough for receiving the DTV signal in remote areas with a directive gain

from 7.623 dBi to 9.257 dBi (at least 90 km from broadcast stations with transmitting power of 5 kW). However, in order for the design to be ready to use the prototype antenna, the structure of the antenna has been contained into an aluminum tray and then covered with acrylic plastic for outdoor utilization. After testing once again, we found that the characteristics of the prototype antenna were slightly changed.

Acknowledgment

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

References

- Balanis, C.A. (2005). *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3rd ed. John Wiley & Son, Inc., Hoboken, NJ, USA, 1117p.
- Chatterjee, A. and Parui, S.K. (2015). Gain enhancement of a wide slot antenna using a second-order bandpass frequency selective surface. *Radioengineering*, 24(2):455-461.
- Chi, Y.W. and Wong, K.L. (2007). Wideband printed dipole antenna for DTV signal reception. *Proceedings of the IEEE Region 10 Conference; October 30-November 2, 2007; Taipei, Taiwan*, p. 1-4.
- Chi, Y.W., Wong, K.L., and Su, S.W. (2007). Broadband printed dipole antenna with a step-shaped feed gap for DTV signal reception. *IEEE T. Antenn. Propag.*, 55(11):3,353-3,356.
- Descardec, J.R. and Girola, A.J. (1992). Microstrip antenna on a conical surface. *IEEE T. Antenn. Propag.*, 40:460-463.
- Holopainen, J., Kivekas, O., Icheln, C., and Vainikainen, P. (2010). Internal broadband antennas for digital television receiver in mobile terminal. *IEEE T. Antenn. Propag.*, 58:3363-3374.
- Iizuka, H., Watanabe, T., Sato, K., and Nishikawa, K. (2005). Modified H-shaped antenna for automotive digital terrestrial reception. *IEEE T. Antenn. Propag.*, 53:2542-2548.
- Ke, S.Y. and Wong, K.L. (1994). Input impedance of a probe-fed superstrate-load cylindrical-rectangular microstrip antenna. *Microw. Opt. Techn. Lett.*, 7:232-236.
- Kumar, M., Sinha, M.K., Bandyopadhyay, L.K., and Kumar, S. (2005). Design of a wideband reduced size microstrip antenna in VHF/lower UHF range. *Proceedings of the XXVIII General Assembly of the International Union of Radio Science; October 23-29, 2005; New Delhi, India*, p. 1-4.

- Kumar, H., Kumar, M., Kumar, M., Kumar, A., and Kanth, R. (2012). Study on band-gap behaviour of electromagnetic band-gap (EBG) structure with microstrip antenna. Proceedings of 14th International Conference on Advanced Communication Technology; February 19-22, 2012; Pyeongchang, South Korea, p. 356-359.
- Li, D., Li, T-W., Hao, R., Chen, H-S., Yin, W-Y., Yu, H-C., and Li, E-P. (2017). A low-profile broadband bandpass frequency selective surface with two rapid band edges for 5G near-field applications. *IEEE T. Electromagn. C.*, 59(2):1-7.
- Mehranpour, M., Nourinia, J., Ghobadi, C., and Ojaroudi, M. (2012). Dual band-notched square monopole antenna for ultra-wideband applications. *IEEE Antenn. Wirel. Pr.*, 11:172-175.
- Narayan, S. and Jha, R.M. (2015). Electromagnetic techniques and strategies for FSS structure applications. *IEEE Antennas Propag.*, 57(5):135-158.
- Ojaroudi, N., Ojaroudi, M., and Ghadimi, N. (2013). Dual band-notched small monopole antenna with novel W-shaped conductor backed-plane and novel T-shaped slot for UWB applications. *IET Microw. Antenna. P.*, 7(1):8-14.
- Taguchi, M. and Kozaki, K. (2012). Bandwidth extension of ultra low profile inverted L antenna by modification of conducting plane. Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation; October 29-November 2, 2012; Nagoya, Japan, p. 1413-1416.
- Tang, M.C. and Ziolkowski, R.W. (2013). A study of profile, broadside radiation, efficient, electrically small antennas based on complementary split ring resonators. *IEEE T. Antenn. Propag.*, 61:4419-4430.
- Weng, Y.F., Lu, W.J., Cheung, S.W., and Yuk, T.I. (2009). UWB antenna with single or dual band-notched characteristic for WLAN band using meandered ground stubs. Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Conference; November 16-17, 2009; Loughborough, UK, p. 759-760.
- Weng, Y.F., Cheung, S.W., and Yuk, T.I. (2012). Design of multiple band-notch using meander lines for compact ultra-wide band antennas. *IET Microw. Antenna. P.*, 6(8):908-914.
- Wong, K.L., Cheng, Y.T., and Row, J.S. (1994). Analysis of a cylindrical-rectangular microstrip structure with an air gap. *IEEE T. Microw. Theory*, 42:1032-1037.
- Wong, K.L., Chi, Y.W., Chen, B., and Yang, S. (2006). Internal DTV antenna for folder-type mobile phone. *Microw. Opt. Techn. Let.*, 48:1015-1019.
- Wu, Y., Hirakawa, H., Reimers, U.H., and Whitaker, J. (2006). Overview of digital television development worldwide. *P. IEEE*, 94(1):8-21.
- Yang, F. and Rahmat-Samii, Y. (2009). *Electromagnetic Band Gap Structure in Antenna Engineering*. Cambridge University Press, NY, USA, 266p.

Bandwidth Improvement of Band-Notched Printed Dipole Antenna for DTV Signal Reception

Sompop Pimpol

School of Telecommunication, Institute of Engineering,
Suranaree University of Technology,
NakhonRatchasima, Thailand
E-mail: spimpol@hotmail.com

Rangsan Wongsan

School of Telecommunication, Institute of Engineering,
Suranaree University of Technology,
NakhonRatchasima, Thailand
E-mail: rangsan@sut.ac.th

Abstract—This paper presents the design and experiment of wideband using band-notched printed dipole antenna operates covering frequency band for digital television (DTV) signal reception in the 470-862 MHz. Besides this proposed antenna is required to be compact, light-weight, and easy to fabricate. The antenna is of rectangular shape of width (W) 35 mm and length (L) 223 mm, and comprises two asymmetric radiating portions of left-arm and right-arm, which are separated by step-shaped feed gap with its one open end at the center of antenna's one long side edge and the other open end at about L/4 away from the center of the opposite long side edge. The results of the return loss (S_{11}), gain and radiation patterns of the proposed antenna have been simulated by using antenna analysis software CST Microwave Studio program. It is found that the proposed antenna is accessible to bandwidth about 62.77% at frequency range 470-900 MHz. Measured maximum gains were approximately 2.43 dBi, 2.53 dBi and 3.69 dBi for 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz band, respectively. Finally, simulation and measurement results for the design example are presented and a conclusion follows.

Keywords—Band-notched, digital television (DTV), dipole antenna, printed dipole antennas, step-shaped feed gap.

I. INTRODUCTION

Recently, digital television (DTV) terrestrial broadcasting has already reached the implementing stage in many countries after more than a decade of intense research and development [1]. The DTV system can offer high-data-rate transmission, provide interactive services, and operate in low power. With these advantageous features, the DTV system becomes very attractive for applications in mobile communication devices such as the laptop computers and mobile phones [2]-[3]. Similarly, it is also very attractive for vehicle owners to have their vehicles equipped with a DTV signal reception device [4]. For these perspective applications, it is expected that the requirements of mobile antennas for DTV signal reception will be increased, especially the broadband antennas operating in the UHF band for several commercial applications, such as DTV (470-806 MHz) and digital video broadcasting-terrestrial (DVB-T, 470-862 MHz) [5]. However, this proposed antenna has been designed for wideband frequency used in DTV signal reception coverage 470-862 MHz for DVB-T system, which will be broadcasted in Thailand before the end of 2013. Antennas are key elements to radiate and receive signals for

such wireless systems. Antennas must also have many attractive features including low radiation loss, low profile, light weight, easy fabrication, high gain, low production cost and conformability to curved surfaces. Among these advantages, conformability is the most important to future applications. The antennas can be designed for bidirectional radiation pattern or directive beam. The printed dipole antennas have been comprehensively studied for broadband operation, especially with step-shaped feed gap which provides a wideband [6]. Dual band-notched characteristic antennas have been also designed to have wideband operation [7]. The dual band-notched small monopole antenna is wideband antenna [8]-[10] which many researchers introduced the several shape of a fundamental (0.5-wavelength) antenna for using in DTV signal reception. This paper presents a wideband using band-notched printed dipole antenna due to easily fabrication and lower cost. The proposed antenna has wideband antenna with linear polarization. However, one of serious limitations of patch antennas was a narrow bandwidth characteristic [11]. Therefore, many researchers are exploring the methods and techniques for designing wideband patch antennas [12]. They have been investigated extensively in the literature [13], [14]. For good antenna performance, a thick dielectric substrate having a low dielectric constant is more desirable since this provides better efficiency, larger bandwidth and better radiation [15].

In this study, we have designed the wide-bandwidth antenna for DTV systems by using band-notched printed dipole antenna. Firstly, the antenna is studied by using the simulation software. After that the experiment test will be set to verify its performance and compare with the simulated results. Finally, the discussion and conclusion will be presented in the last section.

II. ANTENNA DESIGN

Improving the bandwidth of this proposed antenna is designed by using the theoretical concept of band-notched printed dipole antenna. The band-notched printed dipole antenna will be fed by step-shaped feed gap for the conventional center-fed dipole antenna on the FR4 PCB with dielectric constant (ϵ_r) 4.4, loss tangent 0.02 and 1.6 mm of the thickness (h). This antenna is designed at the frequency band of 470-862 MHz. The antenna can generate a fundamental (at half

wavelength) resonant mode at the center frequency around 650 MHz, and can cover the lower-frequency (470 MHz) until to the upper-frequency (862 MHz) of the desired DTV band in the study. The width of step-shaped feed gap is 1 mm for impedance matching with 50 ohms of transmission line. The geometry of the proposed band-notched printed dipole antenna is shown in Figure 1 and its dimension is presented in Table I.

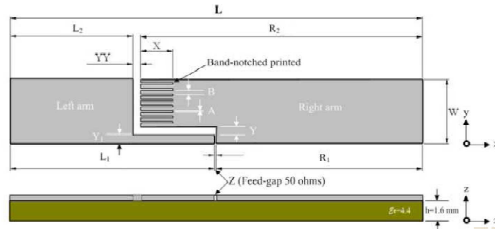


Fig. 1. Geometry of the band-notched printed dipole antenna

TABLE I
DIMENSION OF THE BAND-NOTCHED PRINTED DIPOLED ANTENNA

Width of antenna (W)	35 mm
Length of antenna (L)	223 mm
Length of major left-arm (L ₁)	110.5 mm
Length of minor left-arm (L ₂)	66.5 mm
Length of major right-arm (R ₁)	111.5 mm
Length of minor right-arm (R ₂)	152.5 mm
Slot of feed-gap (Z)	1 mm
Width of slot feed (Y)	4.5 mm
Width of parameter feed-gap (Y ₁)	4 mm
Width of slot (YY)	4 mm
Width of band-notched (A)	1 mm
Slot between band-notched (B)	2 mm
Depth of slot band-notched (X)	17.5 mm

III. SIMULATION RESULTS

In order to verify the concept from theoretical design, the CST Microwave Studio software has been used for simulation to evaluate the surface currents that occur on the antenna structure at frequencies 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively, as shown in Fig.2. While the simulated return loss of this antenna are -18.12 dB, -20.01 and -25 dB at 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively, is shown in Fig.3, and it is found that the antenna bandwidth is around 58.85 % (470-862 MHz) at -10 dB, as shown in Fig.3.

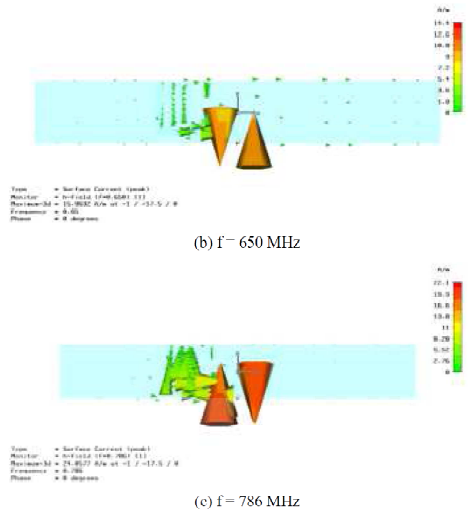


Fig. 2. Simulated surface current of the band-notched printed dipole antenna

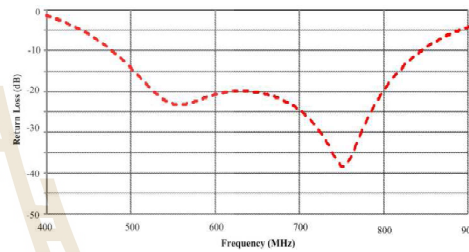


Fig. 3. Simulation result of return loss of the band-notched printed dipole antenna

In Fig. 4 shows the simulated result for gain of the band-notched printed dipole antenna against frequency. It is found that the gain of the band-notched printed dipole antenna are 2.2 dBi, 2.72 dBi and 3.76 dBi at 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively, and maximum gain is around 5.24 dBi at 900 MHz.

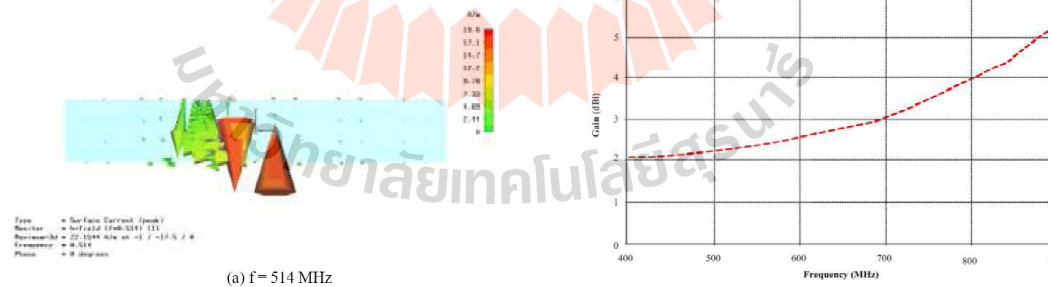


Fig. 4. Simulation result of gain of the band-notched printed dipole antenna

Furthermore, the three-dimensional radiation patterns of the band-notched printed dipole antenna have been calculated in three-different frequencies as mentioned above and is shown in Fig.5. We found that the advantage of this antenna is to retain the shape of radiation patterns both in E- and H-plane even operate in different frequencies, as illustrated in Fig.6, in the format of two-dimensional pattern.

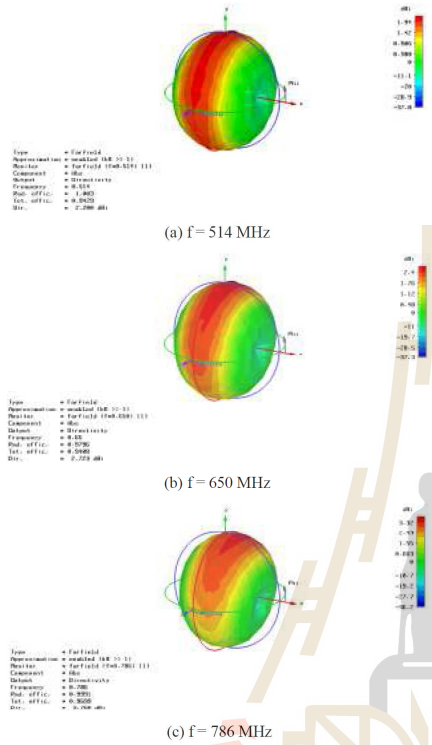
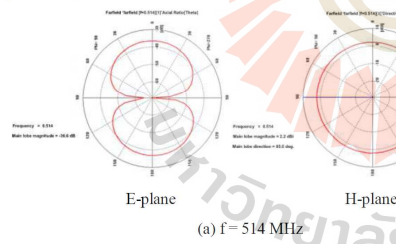
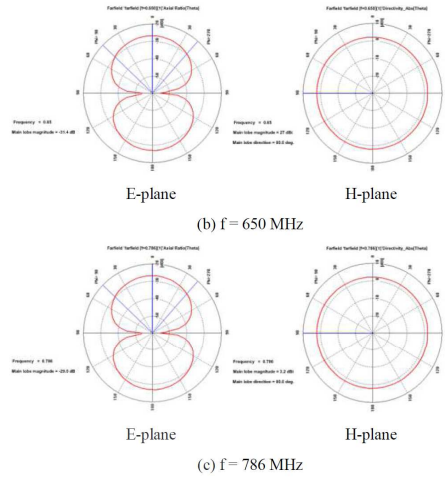


Fig. 5. Simulation of radiation on tri-dimension (3D) for band-notched printed dipole antenna



(a) f = 514 MHz



(b) f = 650 MHz

(c) f = 786 MHz

Fig. 6. The simulation results of the radiation pattern in E- and H-plane for three-different frequencies

IV. EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

A band-notched printed dipole antenna was designed and fabricated for verifying to the simulated results. The antenna is connected with a network analyzer for measuring the return loss and input impedance. The measurement results are compared with the simulation results and discussions will be followed.

Figure 7 shows the prototype structure of a band-notched printed dipole antenna. The dimension of the antenna prototype is specified from parameters in TABLE I and are fabricated and measured by Agilent HP8720C network analyzer measuring the return loss by using coaxial cable 50 Ω type RG-142 connecting together.

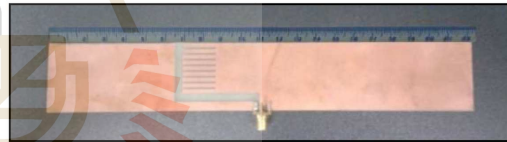


Fig. 7. Photograph of the prototype of the band-notched printed dipole antenna

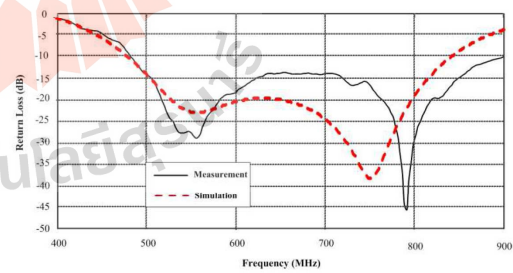


Fig. 8. Measured and simulated return losses versus frequencies for band-notched printed dipole antenna

The measured result of return loss versus frequencies of the proposed antenna are compared to the simulated result, as illustrated in Figure 8. We note that the return loss for the band-notched printed dipole antenna are -20.32 dB, -14.89 dB and -45.12 dB at 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively. However, even if the deep positions of return loss from measurement are slightly different from the simulation result but it is found that its bandwidth still be controlled between 470 MHz to 900 MHz or about 62.77% at -10 dB.

The slightly difference between the simulated and measured results is due to the effect of the SMA connector and fabrication imperfections, which are not taken into account in the numerical simulation. Both the simulated and measured results show that the band-notched printed dipole antenna simultaneously can be operated on the DTV signal reception coverage 470-862 MHz band, certainly.

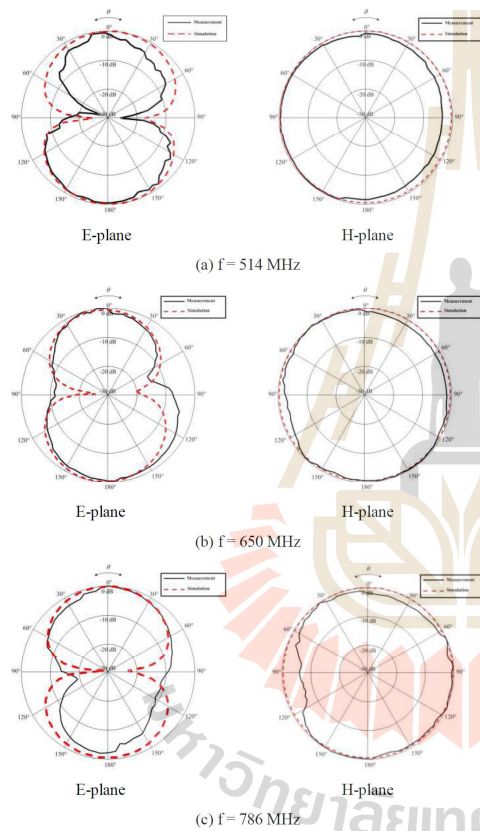


Fig. 9. Measured radiation patterns of example design (a) 514 MHz, (b) 650 MHz, and (c) 786 MHz of band-notched printed dipole antenna.

Figure 9 shows the measured radiation patterns of prototype antenna at frequencies 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz,

respectively, compare to the simulated one. We found that the shape of measured radiation patterns similar to the patterns from simulation both in E- and H-planes. Besides that, these normalized radiation patterns describe the half-power beamwidth (HPBW) of the E-plane patterns are around 60°, 58° and 60° at frequencies 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively. The pattern remains similar implying the radiation patterns have a wide beamwidth within the matching band.

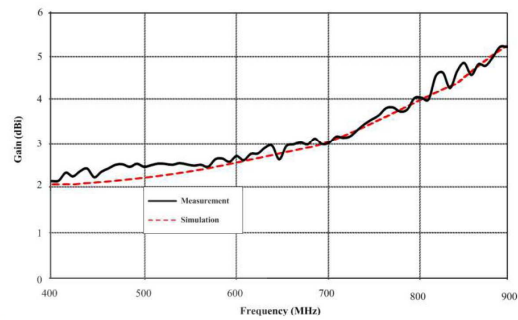


Fig. 10. Measured gain over the operating frequency for band-notched printed dipole antenna

Figure 10 shows the gain comparison between the simulated and measured results of the band-notched printed dipole antenna. The measurement results are utilized to calculate the antenna gain versus frequency have been plotted and illustrated in Figure 10. The gain over operating frequency at the beginning frequency 400 MHz is around 2.3 dBi, at the specific frequencies are around 2.43 dBi, 2.53 dBi and 3.69 dBi for 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively. While at frequency 900 MHz, its gain is around 5.24 dBi. The result illustrates that this antenna has the good gain through the desired band, and maximum gain is about 5.24 dBi at 900 MHz.

V. CONCLUSION

The design and characteristics of a band-notched printed dipole antenna is presented for digital television (DTV) signal reception in the 470-900 MHz band has been proposed. This antenna is developed to be an UHF DTV broadcasting antenna, especially in Thailand due to its simple structure and simple feeding system. In order to investigate the impedance characteristic of this antenna, the simulation software CST has been utilized. The proposed band-notched printed dipole antenna provides good performances in terms of good return loss and radiation pattern characteristics in the desired wide-bandwidth. Finally, we can conclude that the designed band-notched printed dipole antenna is appropriate for DTV signal reception application.

ACKNOWLEDGMENT

The researcher would like to thank Suranaree University of Technology, NakhonRatchasima, Thailand, for support the CST Microwave studio program.

REFERENCES

- [1] Y.Wu, S. Hirakawa, U.H. Reimers, and J. Whitaker, "Overview of Digital Television Development Worldwide," Proc. IEEE, vol. 94, no. 1, pp. 8-21, Jan. 2006.
- [2] C. M. Su, L. C. Chou, C. I. Lin and K. L. Wong, "Internal DTV receiving antenna for laptop application," Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 44, pp.4-6, Jan. 5. 2005.
- [3] K. L. Wong, Y. W. Chi, B. Chen, and S. Yang, "Internal DTV antenna for folder-type mobile phone," Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 48, pp. 1015-1019, Jun. 2006.
- [4] H. Iizuka, T. Watanabe, K. Sato, and K. Nishikawa, "Modified H-shaped antenna for automotive digital terrestrial reception," IEEE. Trans. Antennas Propag., vol. 53, pp. 2542-2548, Aug. 2005.
- [5] R. Caso, A. D' Alessandro, and A. A. Serra, "An Intergrated Dual-Band PIFA for DVB-T and WiMAX Applications," IEEE Trans. Antennas and Propag., vol. 10. 2011.
- [6] Y. W. Chi, and K. L. Wong, "Wideband Printed Dipole Antenna for DTV Signal Reception," Proc. IEEE., vol. 40, pp. 1-4, 2007.
- [7] Y. F. Weng, W. J. Lu, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, "UWB Antenna with Single or Dual Band-Notched Characteristic for WLAN Band using Meandered Ground Stubs," Proc. IEEE, vol. 45, pp. 759-760, Nov. 2009.
- [8] M. Mehranpour, J. Nourinia, Ch. Ghobadi, and M. Ojaroudi, "Dual Band-Notched Square Monopole Antenna for Ultrawideband Applications," IEEE. Trans. Antennas Propag., vol. 11, pp. 172-175, Feb. 2012.
- [9] N. Ojaroudi, M. Ojaroudi, and N. Ghadimi, "Dual band-notched small monopole antenna with nowell W-shaped conductor backed-plane and novel T-shaped slot for UWB applications," IET Microw. Antennas Propag. vol. 7, Iss. 1, pp. 8-14, 2013.
- [10] Y. F. Weng, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, "Design of multiple band-notch using meander lines for compact ultra-wide band antennas," IET Microw. Antennas Propag., vol. 6. Iss. 8, pp. 908-914, 2012.
- [11] F.C. Silva, S.B.A. Fonseca, A.J.M. Soares and A.J. Giarola. "Analysis of microstrip antennas on circular-cylindrical substrates with a dielectric overlay," IEEE. Trans. Antennas Propugut., vol. 39, pp. 1398-1404, 1991.
- [12] S.Y. Ke, and K.L. Wong. "Input impedance of a probe-fed superstrate-load cylindrical-rectangular microstrip antenna," Microwave opt. Technol. Lett., vol. 7, pp. 232-236, 1994.
- [13] J.R. Descardec, and A.J. Giarola. "Microstrip antenna on a conical surface," IEEE. Trans. Antennas Propagat., vol. 40, pp. 460-463, 1992.
- [14] K.L. Wong, Y.T. Cheng and J.S. Row, "Analysis of a cylindrical-rectangular microstrip structure with an air gap", IEEE. Trans. Microwave Theor. Tech., vol. 42, pp. 1032-1037, 1994.
- [15] M. Kumar, M.K. Sinha, L.K. Bandyopadhyay and S. Kumar, "Design of a wideband reduced size microstrip antenna," Retrieved from Union Radio-ScientifiqueInternationale. pp: 12.



Band-Notched Printed Dipole Antenna with EBG Reflector

Sompop Pimpol

School of Telecommunication, Institute of Engineering,
Suranaree University of Technology,
NakhonRatchasima, Thailand
E-mail: spimpol@hotmail.com

Rangsan Wongsan

School of Telecommunication, Institute of Engineering,
Suranaree University of Technology,
NakhonRatchasima, Thailand
E-mail: rangsan@sut.ac.th

Abstract—This paper presents the design and experiment of band-notched printed dipole antenna with the mushroom-like electromagnetic band gap (EBG) reflector plane operating at the frequency bandwidth for digital television (DTV) signal reception, 470-862 MHz. The proposed antenna consists of a band-notched printed dipole antenna that can provide the wider bandwidth and the EBG reflector that can suppress the surface wave on the reflector better than on conventional PEC reflector, consequently, its total gain in the desired bandwidth can be increased too. To meet our requirement, the results of the reflection coefficient (S_{11}), gain, and radiation patterns of this antenna have been simulated by using the licensed simulation software, CST Microwave Studio program and validated with the measured results in laboratory. It is found that the proposed antenna yields the wide-bandwidth around 62.77% at frequency range 470-900 MHz, and the directive gains around 6.97 dB, 6.96 dB and 7.39 dB at 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz of the frequency bands, respectively.

Keywords—Band-notched, digital television (DTV), printed dipole antennas, electromagnetic band gap.

I. INTRODUCTION

Recently, digital television (DTV) terrestrial broadcasting has already reached the implementing stage in many countries after more than a decade of intense research and development [1]. The DTV system can offer high-data-rate transmission, provide interactive services, and operate in low power. With these advantageous features, the DTV system becomes very attractiveness for applications in mobile communication devices such as the laptop computers and mobile phones [2],[3]. Similarly, it is also very attractive for vehicle owners to have their vehicles equipped with a DTV signal reception device [4]. For these perspective applications, it is expected that the requirements of mobile antennas for DTV signal reception will be increased, especially the broadband antennas operating in the UHF band for several commercial applications, such as DTV (470-806 MHz) and digital video broadcasting-terrestrial (DVB-T, 470-862 MHz) [5]. However, this proposed antenna has been designed for wideband frequency used in DTV signal reception coverage 470-862 MHz for DVB-T system, which will be broadcasted in Thailand before the end of 2013 A.D.

Antennas are key elements to transmit and receive signals for such wireless systems. Moreover, it must also have many attractive features including low radiation loss, low profile, light weight, easy fabrication, high gain, and low production cost. The printed dipole antennas have been comprehensively studied for broadband operation, especially with step-shaped feed gap which provides a wideband [6]. Dual band-notched characteristic antennas have been also designed to have wide-band operation [7]. The dual band-notched small monopole antenna is wideband antenna [8]-[10] which many researchers introduced the several shape of a fundamental (0.5-wavelength) antenna for using in DTV signal reception. However, band-notched printed dipole antennas provided low gain, because of it has the bidirectional pattern. There are some authors presented the patch antenna with a perfect conductor plane to improve the directive gain [16],[17], but the image current has the opposite direction and cancels the radiation from the original current [18]. From the above mention, therefore, we proposed the directive gain improvement method for wide-band antenna by using band-notched printed dipole antenna with EBG reflector due to easily fabrication and lower cost. We studied the performance of microstrip patch antenna with/without EBG substrate [19], and the method for determining optimal phase of an EBG ground plane to match antenna [20]. Furthermore, we known that the mushroom-like EBG structure have been widely applied to enhance the radiation efficiency of low profile antennas [21]-[23]. However, one of serious limitations of patch antennas was a narrow bandwidth characteristic [11]. Therefore, many researchers are exploring the methods and techniques for designing wideband patch antennas [12]. They have been investigated extensively in the literature [13], [14] and found that for good antenna performance, a thick dielectric substrate having a low dielectric constant is more desirable since this provides better efficiency, larger bandwidth and better radiation [15].

In this paper, we have designed the wide-bandwidth and high directive gain antenna for DTV systems by using band-notched printed dipole antenna with EBG reflector. At first, the antenna is studied by using the electromagnetic simulation software. After that, the experiment test will be set to verify its performance and compare to the simulated results. Finally, the discussion and conclusion will be presented in the last section.

II. ANTENNA DESIGN

To improve the bandwidth and directive gain of this proposed antenna, we used the theoretical concept of band-notched printed dipole antenna with EBG reflector. The band-notched printed dipole antenna will be fed by step-shaped feed gap for the conventional center-fed dipole antenna on the FR4 PCB with dielectric constant (ϵ_r) 4.4, loss tangent 0.02 and 1.6 mm of the thickness (h). This antenna is designed at the frequency band of 470-862 MHz. To meet the required performance of the antenna, the licensed CST software was used for optimization their all dimensions, as shown in Table I. It can generate a fundamental (at half wavelength) resonant mode at the center frequency around 650 MHz, and can cover the lower-frequency (470 MHz) until to the upper-frequency (862 MHz) of the desired DTV band. The width of step-shaped feed gap is 1 mm for impedance matching with 50 ohms of transmission line [24]. The geometry of the proposed band-notched printed dipole antenna with EBG reflector is shown in Figure 1 (a), (b) and (c).

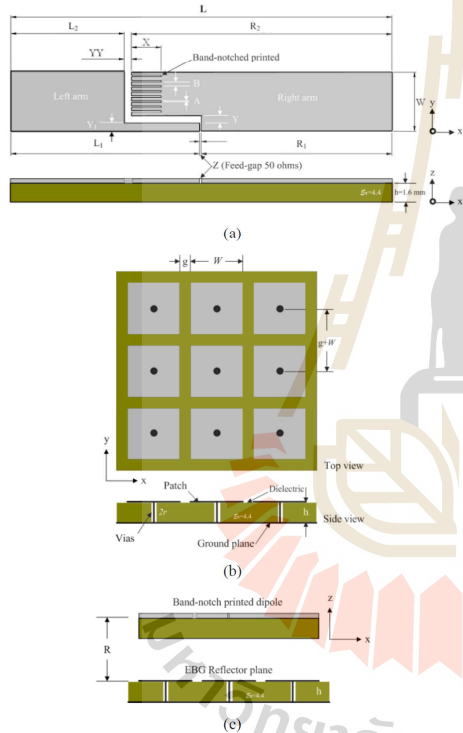


Fig. 1. The components of antenna geometry, (a) band-notched printed dipole antenna (b) a mushroom-like EBG 3x3 elements, and (c) the side view of band-notched printed dipole antenna on EBG surface.

TABLE I
DIMENSION OF THE BAND-NOTCHED PRINTED DIPOLED ANTENNA WITH EBG REFLECTOR

Width of antenna (W)	35 mm
Length of antenna (L)	223 mm
Length of major left-arm (L_1)	110.5 mm
Length of minor left-arm (L_2)	66.5 mm
Length of major right-arm (R_1)	111.5mm
Length of minor right-arm (R_2)	152.5 mm
Slot of feed-gap (Z)	1 mm
Width of slot feed (Y)	4.5 mm
Width of parameter feed-gap (Y_1)	4 mm
Width of slot (YY)	4 mm
Width of band-notched (A)	1 mm
Slot between band-notched (B)	2 mm
Depth of slot band-notched (X)	17.5 mm
Distance between antenna and EBG surface (R)	130 mm
Distance between patch (g)	20.3 mm
Width of patch (W)	93.869 mm
Radius of via (r)	2.3 mm
Length of via (h)	5.99 mm

III. SIMULATION RESULTS

In order to verify the concept from the conceptual design, the CST Microwave Studio software was used for simulation the important parameters such as the reflection coefficient, radiation pattern, and gain in the desired covering bandwidth. From the simulated results in Figure 2, It's shown that the reflection coefficient (S_{11}) of single band-notched printed dipole, printed dipole with PEC reflector and printed dipole with EBG reflector are -25.12 dB, -20.01dB, and -25.11 dB at the frequencies 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively, and its frequency bandwidth is around 57.57 % (470-850 MHz) at -10 dB of S_{11} .

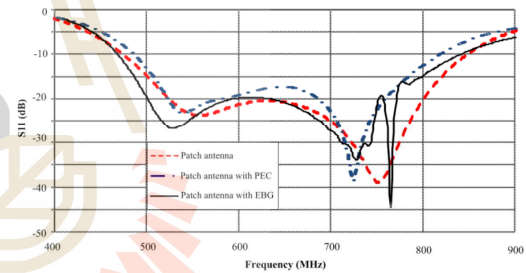


Fig. 2. Comparison of simulated results of S_{11} of the band-notched printed dipole antenna without reflector, with PEC reflector, and with EBG reflector.

In Fig. 3 shows the simulated result for gain of the band-notched printed dipole antenna without reflector, with PEC reflector, and with EBG reflector. It is found that the gain of our band-notched printed dipole antenna with EBG reflector are 7.332 dB, 7.014 dB, and 7.454 dB at the frequencies of 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively, accord with the 3D-simulated results in Figure 4. While the maximum gain is around 7.941 dB at frequency 900 MHz.

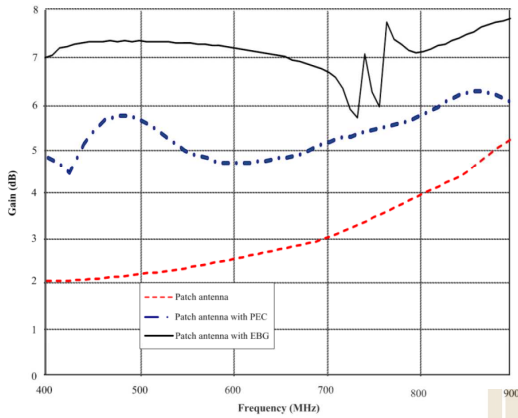


Fig. 3. Simulation result of gain of the band-notched printed dipole antenna, with PEC and EBG reflector

To observe the radiation pattern variation when the operating frequency was changed, the simulated results of two-dimension radiation patterns are illustrated in Figure 5. We found that the advantage of this antenna is to retain the shape of radiation patterns both in E- and H-plane even operated in different frequencies.

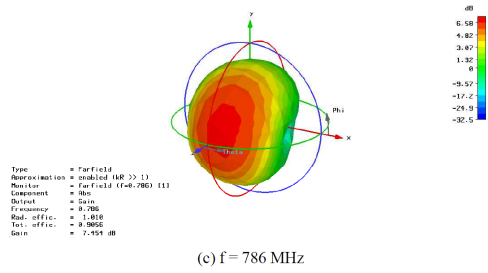
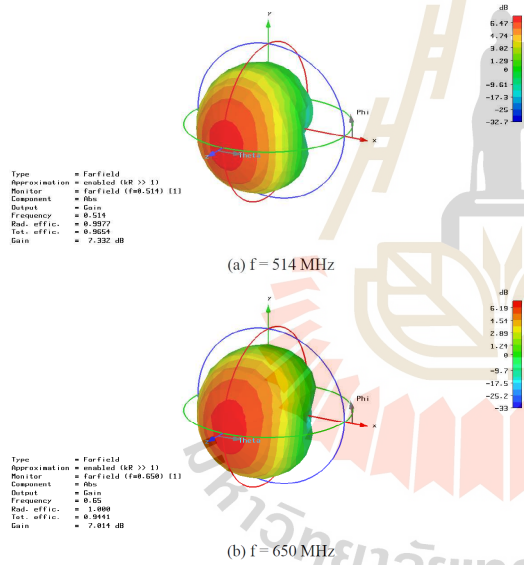


Fig. 4. 3D-Simulation of radiation for band-notched printed dipole antenna with EBG reflector.

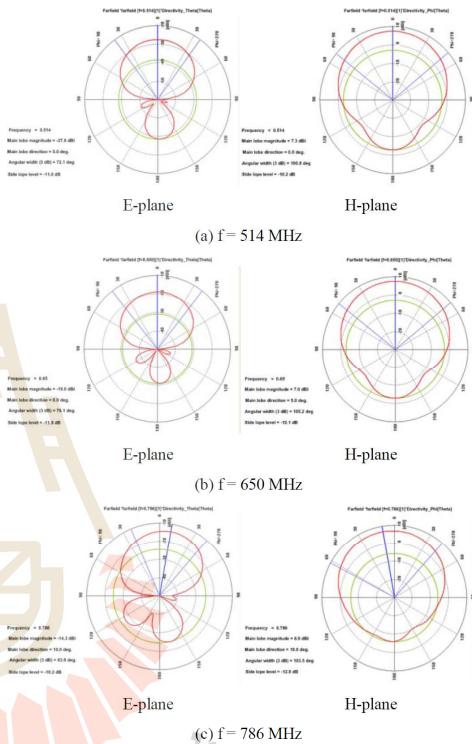


Fig. 5. The simulation results of the two-dimension radiation pattern in E- and H-plane for three-different frequencies.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS AND DISCUSSION

A band-notched printed dipole antenna with EBG reflector was designed and fabricated for verifying to the simulated results. The antenna is connected with a network analyzer for measuring the reflection coefficient (S_{11}) and input impedance.

Figure 6 shows the prototype structure of a band-notched printed dipole antenna with EBG reflector. The dimension and the important parameters of the antenna prototype was optimized by using the licensed CST software and shown in

TABLE I and are fabricated and the S_{11} was measured by Agilent HP8720C network analyzer.

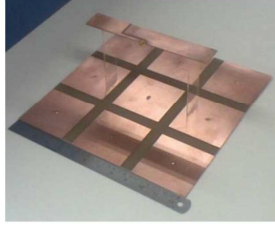


Fig. 6. Photograph of the prototype of the band-notched printed dipole antenna with EBG reflector

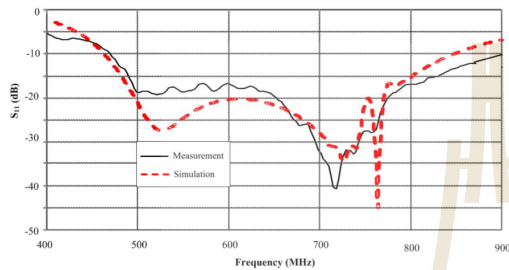


Fig. 7. Measured and simulated S_{11} versus frequencies for band-notched printed dipole antenna with EBG reflector

The measured results of S_{11} versus frequencies of the proposed antenna are compared to the simulated result, as illustrated in Figure 7. We note that the measured S_{11} of the band-notched printed dipole antenna with EBG reflector are -18.32 dB, -20.12 dB and -25.12 dB at the frequencies 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively. However, the deep positions of S_{11} from measurement are slightly different from the simulation result but its bandwidth still be controlled between 470 MHz to 900 MHz or about 62.77% at -10 dB.

The slightly difference between the simulated and measured results is due to the effect of the SMA connector and fabrication imperfections, which are not taken into account in the numerical simulation. Both the simulated and measured results show that the band-notched printed dipole antenna with EBG reflector simultaneously can be operated on the DTV signal reception (470-862 MHz band), certainly.

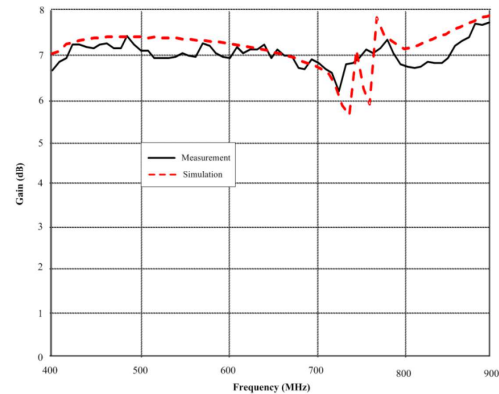


Fig. 8. Measured gain over the operating frequency for band-notched printed dipole antenna with EBG reflector

Figure 8 shows the gain comparison between the simulated and measured results of the band-notched printed dipole antenna with EBG reflector. To measure the gain of the prototype antenna, the three-antenna method and the gain comparison method were utilized for calculating the antenna gain versus frequencies and illustrated in Figure 8. We found that the measured gains are around 6.97 dB, 6.96 dB, and 7.39 dB at frequencies 514 MHz, 650 MHz and 786 MHz, respectively. These results illustrate that this antenna has the good gain through the desired frequency band, while its maximum gain is around 7.79 dB at 900 MHz of frequency.

V. CONCLUSION

The design and characteristics of a band-notched printed dipole antenna with EBG reflector was presented for the digital television (UHF DTV) signal reception in the 470-900 MHz band in Thailand. To meet requirement, the important characteristics of the proposed antenna such as the reflection coefficient, gain, and radiation pattern were calculated by using the licensed CST software and validated with the measured results of the prototype antenna in laboratory. We found that the proposed antenna provides the wide-bandwidth covering the frequency band of UHF DTV from 470 MHz to 862 MHz. While its gain is high enough for receiving such DTV signal in the remote area with non-shaped variation of the radiation patterns over the desired frequency band. However, in the future, we can raise up this obtained gain by using the parasitic array concept that will be reported in the next opportunity.

ACKNOWLEDGMENT

The researcher would like to thank Suranaree University of Technology, NakhonRatchasima, Thailand, for support the CST Microwave studio program.

REFERENCES

- [1] Y. Wu, S. Hirakawa, U.H. Reimers, and J. Whitaker, "Overview of Digital Television Development Worldwide," Proc. IEEE, vol. 94, no. 1, pp. 8-21, Jan. 2006.

- [2] C. M. Su, L. C. Chou, C. I. Lin and K. L. Wong, "Internal DTV receiving antenna for laptop application," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 44, pp.4-6, Jan. 5. 2005.
- [3] K. L. Wong, Y. W. Chi, B. Chen, and S. Yang, "Internal DTV antenna for folder-type mobile phone," *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, pp. 1015-1019, Jun. 2006.
- [4] H. Iizuka, T. Watanabe, K. Sato, and K. Nishikawa, "Modified H-shaped antenna for automotive digital terrestrial reception," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, pp. 2542-2548, Aug. 2005.
- [5] R. Caso, A. D' Alessandro, and A. A. Serra, "An Intergrated Dual-Band PIFA for DVB-T and WiMAX Applications," *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. 10. 2011.
- [6] Y. W. Chi, and K. L. Wong, "Wideband Printed Dipole Antenna for DTV Signal Reception," *Proc. IEEE.*, vol. 40, pp. 1-4, 2007.
- [7] Y. F. Weng, W. J. Lu, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, "UWB Antenna with Single or Dual Band-Notched Characteristic for WLAN Band using Meandered Ground Stubs," *Proc. IEEE.*, vol. 45, pp. 759-760, Nov. 2009.
- [8] M. Mehranpour, J. Nourinia, Ch. Ghobadi, and M. Ojaroudi, "Dual Band-Notched Square Monopole Antenna for Ultrawideband Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, pp. 172-175, Feb. 2012.
- [9] N. Ojaroudi, M. Ojaroudi, and N. Ghadimi, "Dual band-notched small monopole antenna with novel W-shaped conductor backed-plane and novel T-shaped slot for UWB applications," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, Iss. 1, pp. 8-14, 2013.
- [10] Y. F. Weng, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, "Design of multiple band-notch using meander lines for compact ultra-wide band antennas," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 6, Iss. 8, pp. 908-914, 2012.
- [11] F.C. Silva, S.B.A. Fonseca, A.J.M. Soares and A.J. Giarola, "Analysis of microstrip antennas on circular-cylindrical substrates with a dielectric overlay," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 1398-1404, 1991.
- [12] S.Y. Ke, and K.L. Wong, "Input impedance of a probe-fed superstrate-loaded cylindrical-rectangular microstrip antenna," *Microwave opt. Technol. Lett.*, vol. 7, pp. 232-236, 1994.
- [13] J.R. Descardec, and A.J. Giarola, "Microstrip antenna on a conical surface," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 460-463, 1992.
- [14] K.L. Wong, Y.T. Cheng and J.S. Row, "Analysis of a cylindrical-rectangular microstrip structure with an air gap", *IEEE Trans. Microwave Theor. Tech.*, vol. 42, pp. 1032-1037, 1994.
- [15] M. Kumar, M.K. Sinha, L.K. Bandyopadhyay and S. Kumar, "Design of a wideband reduced size microstrip antenna," Retrieved from Union Radio-ScientifiqueInternationale, pp: 12.
- [16] M. C. Tang, and R.W. Ziolkowski, "A Study of Profile, Broadside Radiation, Efficient, Electrically Small Antennas Based on Complementary Split Ring Resonators", *IEEE. Trans. Antennas and Propag.*, vol. 61, pp. 4419-4430, 2013.
- [17] M. Taguchi, and K. Kozaki, "Bandwidth Extension of Ultra Low Profile Inverted L. Antenna by Modification of Conducting Plane", *Proc. ISAP2012*, pp. 1413-1416, 2012.
- [18] H. Kumar, M. Kumar, M. Kumar, A. Kumar, and R. Kanth, "Study on Band Gap Behaviour of Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structure With Microstrip Antenna", *Proc. ICICT2012*, pp. 356-359, 2012.
- [19] Vikrant, and R. Khanna, "A Comparison in the performance of Microstrip patch Antenna with and without EBG Substrate and Superstrate", *Proc. ACCT*, pp. 146-150, 2013.
- [20] I. T. McMichael, A. I. Zaghoul, and M. S. Mirotnik, "A Method for Determining Optimal EBG Reflection Phase for Low Profile Dipole Antennas", *IEEE. Trans. Antennas and Propag.*, vol. 61, pp. 2411-2417, 2013.
- [21] S. Zhan, R. J. Weber, and J. Song, "A New Approach to Design a Low Profile Dipole Antenna Backed by a Mushroom-like Electromagnetic Bandgap (EBG) Surface", *Proc. Antennas and Propag. Symp. IEEE2007*, pp. 4060-4063, 2007.
- [22] M. R. Abkenar, and P. Rezaei, "Design of a Novel EBG Structure and Its Application for Improving Performance of a Low Profile Antenna", *Proc. ICEE2011*, pp. 1-5, 2011.
- [23] N. Fhathiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, "The 2x2 Curved Strip Dipole Antenna Array on EBG Reflector Plane", *ECTI-CON*, pp. 192-195, 2011.
- [24] S. Pimpol, and R. Wongsan, "Bandwidth Improvement of Band-Notched Printed Dipole Antenna for DTV Signal Reception", *Proc. ISCTI2013*, pp. 138-142, 2013.

ประวัติผู้เขียน

นายสมภพ พิมพล เกิดเมื่อวันที่ 22 สิงหาคม พ.ศ. 2516 ที่อำเภอภูเวียง จังหวัดขอนแก่น สำเร็จการศึกษาระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) และระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) คณะวิศวกรรมศาสตร์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์ จากศูนย์กลางมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล (อ. ชัยบุรี จ. ปทุมธานี) เมื่อปี พ.ศ. 2538 เริ่มรับราชการครู เมื่อปี พ.ศ. 2538 ที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น จังหวัดขอนแก่น สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี เมื่อปีการศึกษา 2550 หลังจากนั้นในปีการศึกษา 2555 ได้เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอก วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต (วศ.ด.) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี จังหวัดนครราชสีมา ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน วิทยาเขตขอนแก่น จังหวัดขอนแก่น

ในขณะศึกษาระดับปริญญาดุษฎีบัณฑิต ได้มีผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการและวารสารวิชาการระดับชาติ ดังนี้

1. งานวิจัยหัวข้อ **“Wide-Bandwidth and Flat-Gain Printed Dipole with EBG Reflector for Terrestrial DTV Reception”**, ตีพิมพ์ในวารสารวิชาการระดับชาติ Suranree Journal of Science and Technology (Suranaree J. Sci. Technol.: SJST), ปี 2017: 24(2) หน้า 179 – 192.
2. งานวิจัยหัวข้อ **“Bandwidth Improvement of Band-Notched Printed Dipole Antenna for DTV Signal Reception”**, ตีพิมพ์ในงานประชุมวิชาการ 2013 13th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), Thailand, 2013.
3. งานวิจัยหัวข้อ **“Band-Notched Printed Dipole Antenna with EBG Reflector”**, ตีพิมพ์ในงานประชุมวิชาการ 2014 11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTICON), Thailand, 2014.