

การออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า
สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

นางสาวชมพูนุท ยอดนวล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
ปีการศึกษา 2554

**DESIGN OF A WIRE DIPOLE WITH
EBG FOR WLAN**

Chompunut Yotnuan

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

Suranaree University of Technology

Academic Year 2011

ชมพูนุท ขอดนวล : การออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (DESIGN OF A WIRE DIPOLE WITH EBG FOR WLAN) อาจารย์ที่ปรึกษา : ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจงนอก, 113 หน้า.

โครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (EBG) แสดงคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งนำไปสู่การประยุกต์ใช้งานที่กว้างขวางของอุปกรณ์ทางแม่เหล็กไฟฟ้า วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอสายอากาศที่มีอัตราขยายเชิงทิศทางสูง ซึ่งประกอบด้วย สายอากาศไดโพลวางในแนวนอนเหนือโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ โดยโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้จะทำหน้าที่เป็นเรโซเนเตอร์ ซึ่งสามารถจัดคลื่นผิวที่บริเวณขอบของระนาบกราวด์ ดังนั้นพหุคูณของแบบรูปการแผ่พลังงานจึงลดลงแต่อย่างไรก็ตามช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดเดิมมักทำให้แบนด์วิดธ์ของสายอากาศแคบ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงทำการศึกษาระยะของสนามระยะใกล้ภายในช่องว่าง ซึ่งแสดงถึงความแตกต่างของระยะห่างระหว่างช่องว่างที่มีอิทธิพลต่อความถี่เรโซแนนซ์ แบนด์วิดธ์ และอัตราขยายเชิงทิศทางของสายอากาศ ดังนั้นเราจึงได้สายอากาศที่มีอัตราขยายสูงถึง 9.06 dBi ซึ่งสูงกว่าสายอากาศไดโพลที่วางบนระนาบกราวด์แบบเดิม ถ้าพิจารณาการสูญเสียย้อนกลับต่ำกว่า -10 dB ทำให้สายอากาศมีแบนด์วิดธ์ประมาณ 15.86% ณ ความถี่กลาง 5.8 GHz จากโครงสร้างของสายอากาศที่ได้นำเสนอนี้ พบว่ามีโครงสร้างที่ง่าย ให้อัตราขยายเชิงทิศทางสูง และมีแบนด์วิดธ์กว้างครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE (802.11a/n) นอกจากนี้สายอากาศแบบใหม่นี้ยังมีต้นทุนในการสร้างต่ำ จึงเป็นนวัตกรรมกรรมใหม่สำหรับการใช้งานในเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
ปีการศึกษา 2554

ลายมือชื่อนักศึกษา _____
ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา _____

CHOMPUNUT YOTNUAN : DESIGN OF A WIRE DIPOLE WITH EBG
FOR WLAN. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. PIYAPORN
KRACHODNOK, Ph.D., 113 PP.

ELECTROMAGNETIC BAND GAP (EBG)/DIRECTIVE GAIN ANTENNA/
NOVEL RESONANT REFLECTOR/LOW PROFILE ANTENNA

Electromagnetic band-gap (EBG) structure exhibits unique electromagnetism properties that have led to a wide-range application of electromagnetic devices. This thesis presents the high-directive gain antenna consisting of a wire dipole, which is horizontally lied above the novel EBG structure. The structure of EBG would be as resonator that eliminate the surface waves at edges of ground plane, so the back lobe of this antenna is reduced. But, the conventional EBG have to be narrow bandwidth, also the near-field distribution inside gap is studied in this thesis to show the different distances of gap, which influence to the resonant frequency, bandwidth, and directive gain of the antenna. Therefore, we have achieved a maximum directive gain of 9.06 dBi, which is higher than a dipole with traditional ground plane. The bandwidth for less than -10 dB of S_{11} is about 15.86% at the center frequency of 5.8 GHz. Since the proposed structure remains simple but it can provide higher directive gain and larger bandwidth covering the IEEE standard (802.11a/n). The antenna, therefore, is expected to be the low cost innovation for WLAN applications.

School of Telecommunication Engineering Student's Signature _____

Academic Year _____ 2011 _____ Advisor's Signature _____

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านการดำเนินงานวิจัย จากบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ปิยาภรณ์ กระจอนนอก อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหา และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทาน และแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

รองศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ที่คอยแนะนำช่วยเหลือให้คำปรึกษาอย่างดีมาโดยตลอด ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พิระพงษ์ อุฑารสกุล หัวหน้าสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.วิภาวี หัตถกรรม ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เรืออากาศเอก ดร.ประโยชน์ คำสวัสดิ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนต์ทิพย์ภา อุฑารสกุล และ อาจารย์ ดร.สมศักดิ์ วาณิชอนันต์ชัย อาจารย์ประจำสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ด้านวิชาการ และให้โอกาสในการศึกษา

คุณวันวิสาข์ ไทยวิโรจน์ คุณนุชนาฏ ฝาเพ็ญ และคุณอารีญา บำรุงสุขที่คอยให้คำปรึกษา และช่วยเหลือทั้งในด้านวิชาการ และด้านเทคนิค รวมทั้งการชี้แนะเกี่ยวกับอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่สนับสนุนต่อการทำวิทยานิพนธ์อย่างสม่ำเสมอ

ขอขอบคุณสำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.) ที่ให้การสนับสนุนทุนการศึกษา

ขอขอบคุณพี่น้องบัณฑิตศึกษาทุกท่าน ที่คอยให้ความช่วยเหลือให้คำปรึกษาด้านวิชาการ และคอยให้กำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอขอบคุณอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทความรู้ด้านต่าง ๆ ทั้งในอดีต และปัจจุบัน และขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา รวมถึงญาติพี่น้องของผู้วิจัยทุกท่าน ที่ให้การอบรมเลี้ยงดู และให้การสนับสนุนทางการศึกษาโดยเป็นอย่างดีมาโดยตลอด ทำให้ผู้วิจัยประสบความสำเร็จในชีวิตเรื่อยมา สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดา มารดา และญาติพี่น้องซึ่งเป็นที่รัก และเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยทั้งในอดีต และปัจจุบันจนสำเร็จการศึกษาไปได้ด้วยดี

ชมพูนุท ยอดนวล

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	3
1.3 สมมติฐานของการวิจัย.....	3
1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น.....	4
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 วิธีดำเนินการวิจัย.....	4
1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย.....	4
1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย.....	4
1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย.....	5
1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย.....	5
1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล.....	5
1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	5
1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	5
2 ปรัชญ่วรรณกรรม งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 กล่าวนำ.....	7

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2	ปริศน์วรรณกรรม และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	9
2.2.1	สายอากาศไดโพล	9
2.2.2	ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	9
2.2.3	สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้า	12
2.3	สรุป	13
3	ทฤษฎี และหลักการที่เกี่ยวข้อง	14
3.1	ทฤษฎีสายอากาศไดโพล	14
3.1.1	สายอากาศไดโพล	14
3.1.2	การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล (Dipole Antenna Polarization).....	16
3.2	สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน	17
3.3	การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน	20
3.4	เฟสสะท้อน (Reflection Phase).....	23
3.5	คลื่นระดับพื้นผิว (Surface Wave)	25
3.6	ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG)	28
3.7	สรุป	36
4	การออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย	37
4.1	การศึกษาสายอากาศไดโพล	37
4.2	การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	41
4.3	การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่	47
4.3.1	เมื่อทำการเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กใส่ลง ระหว่างแพทช์.....	48

สารบัญ (ต่อ)

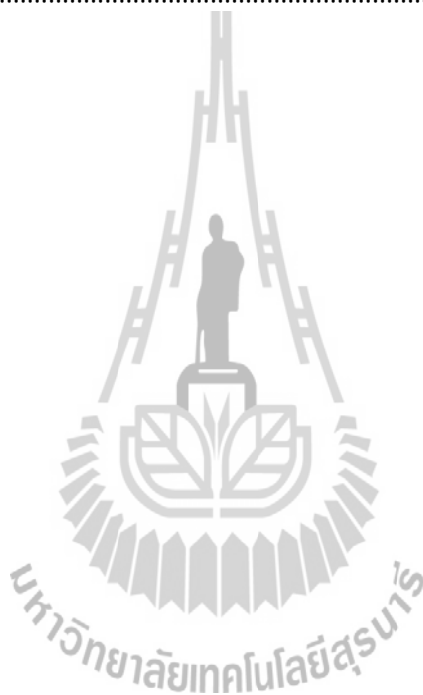
หน้า

4.3.2	เมื่อทำการปรับเปลี่ยนแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก เป็นรูปตัวไอ (I)	51
4.3.3	เมื่อปรับช่องว่างให้มีขนาดสม่ำเสมอ.....	55
4.3.4	เมื่อลดจำนวนแผ่นตัวนำขนาดเล็ก.....	58
4.4	สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่	62
4.4.1	ขนาดของแฉกลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่.....	64
4.4.2	การพิจารณา h_1 และ L	65
4.4.3	การพิจารณาพารามิเตอร์ g	73
4.4.4	การพิจารณาพารามิเตอร์ W_3 และ W_4	74
4.4.5	การพิจารณาพารามิเตอร์ h_2	75
4.5	สรุป.....	81
5	การทดสอบ และวิเคราะห์ผล	83
5.1	วิธีการสร้างสายอากาศไดโพลโค้งคั่นแบบ	83
5.2	วิธีการสร้าง และวัดทดสอบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคั่นแบบ	84
5.3	วิธีการสร้างสายอากาศไดโพล บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	85
5.4	ผลการวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับ และความกว้างแถบ	86
5.5	การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน	88
5.6	ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย (Gain).....	90
5.7	สรุป.....	92
6	สรุปการวิจัย และข้อเสนอแนะ.....	93
6.1	สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์.....	93
6.2	ปัญหา และข้อเสนอแนะ	94
6.3	แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	94

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

รายการอ้างอิง	95
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก. บทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	98
ประวัติผู้เขียน	113



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลต้นแบบ.....	41
4.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	46
4.3 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	77
5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไดโพลต้นแบบ.....	83
5.2 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	85
5.3 ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	90
5.4 ค่าอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	92
6.1 คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ.....	94

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่.....	3
2.1 โครงสร้างแบบ 3 มิติ	10
2.2 โครงสร้างแบบ 2 มิติ	11
3.1 สายอากาศไดโพล	15
3.2 ลักษณะการโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล	17
3.3 สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน	18
3.4 พฤติกรรมของคลื่น	19
3.5 คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน	21
3.6 การแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อน	22
3.7 โครงสร้างการทำงานของช่องว่างความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งหน่วย	23
3.8 เฟสของการสะท้อนคำนวณโดยใช้ผลของรูปแบบของวงจร	25
3.9 ไดอะแกรมการกระจายสำหรับคลื่นระดับพื้นผิว	28
3.10 โครงสร้างแบบ 3 มิติ	29
3.11 โครงสร้างแบบ 2 มิติ	30
3.12 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด (Mushroomlike EBG).....	31
3.13 รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำ และค่าความจุของโครงสร้าง ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....	31
3.14 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่.....	34
3.15 รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำ และค่าความจุของโครงสร้างช่องว่าง แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่	35
4.1 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio	38
4.2 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio.....	39

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3	แบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า42
4.4	การจำลองผลการทำงานช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า43
4.5	การทำงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....44
4.6	สนามและความหนาแน่นพลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า.....44
4.7	เฟสการสูญเสียย้อนกลับที่ 5.8 GHz.....47
4.8	ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก49
4.9	ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แบบเปลี่ยนแผ่นตัวนำขนาดเล็กเป็นรูปตัวโอ52
4.10	ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบมีช่องว่างสมมาตร56
4.11	ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบลดตัวโอในแนวนอน59
4.12	โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่.....63
4.13	การสูญเสียย้อนกลับของการเปรียบเทียบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่64
4.14	การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.01λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ65
4.15	การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.01λ และ L มีค่า 0.40λ67
4.16	การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.02λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ68
4.17	การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.02λ และ L มีค่า 0.38λ69
4.18	การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.03λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ71
4.19	การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.03λ และ L มีค่า 0.36λ72
4.20	การพิจารณาพารามิเตอร์ g74
4.21	การสูญเสียย้อนกลับของ W_3 ที่ค่าต่างๆ.....75
4.22	การสูญเสียย้อนกลับของ W_4 ที่ค่าต่างๆ.....75
4.23	การสูญเสียย้อนกลับของ h_2 ที่ค่าต่างๆ.....76
4.25	ผลการจำลองสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เมื่อ $h_1 = 0.02 \lambda$77
4.26	แบบรูปการแผ่พลังงาน79
4.27	สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำ เมื่อ $h_1 = 0.02 \lambda$80

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1	สายอากาศไดโพลต้นแบบ 83
5.2	โปรแกรม CoreIDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB 84
5.3	แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ 85
5.4	สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น..... 86
5.5	ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับ ของสายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่ แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 4×4 อิลิเมนต์..... 87
5.6	อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR)..... 87
5.7	วิธีการทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพล บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า..... 88
5.8	การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของ สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 4×4 อิลิเมนต์ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ 89
5.9	วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพล บนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า 91

บทที่ 1

บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นการอธิบายถึงความเป็นมาและเหตุจูงใจ สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งประกอบด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์แนวทางการดำเนินวิทยานิพนธ์ ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับและส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

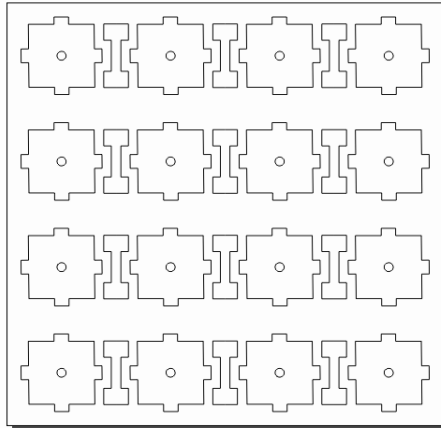
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่าความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารนั้นมีมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน โดยการสื่อสารแบบไร้สายเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลาย ทั้งในด้านการศึกษา อุตสาหกรรม สุขภาพ และการเมือง เป็นต้นด้วยการพัฒนาอย่างรวดเร็วของการสื่อสารไร้สายและอุตสาหกรรมการสื่อสาร สายอากาศจึงเป็นสิ่งสำคัญที่จะถูกพัฒนาในเครือข่ายไร้สาย (Wireless LAN: WLAN) และการทำงานร่วมกันทั่วโลกสำหรับการเข้าใช้ในระบบไวแมกซ์ (Worldwide Interoperability for Microwave Access: WiMAX) ซึ่งจะถูกนำไปใช้สำหรับความถี่สูง ย่านไมโครเวฟ ดังนั้นสายอากาศควรมีกำลังงานที่เพียงพอ อาจมีลำคลื่นทิศทางเดียวหรือรอบทิศทาง ครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ และมีพลังงานที่สูง นอกจากนี้สายอากาศจะต้องมีโครงสร้างที่ง่ายและราคาไม่แพง สายอากาศไดโพลมีคุณสมบัติที่โดดเด่นคือ มีรูปร่างสายอากาศที่เรียบง่าย โครงสร้างสามารถเปลี่ยนแปลงได้ง่ายและหลากหลาย อย่างไรก็ตามสายอากาศไดโพลเป็นสายอากาศที่มีกำลังงานต่ำ ซึ่งไม่เหมาะสมสำหรับการติดตั้งใช้งานบนผนังของอาคาร จากปัญหาดังกล่าวการนำระนาบของการสะท้อนไว้ด้านหลังสายอากาศไดโพลจึงเป็นวิธีการหนึ่งที่สามารถใช้ในการออกแบบ เพื่อช่วยควบคุมพลังงานของกระแสให้มีทิศทางด้านหน้า จึงทำให้ได้รับกำลังงานที่สูงขึ้น จากปริทัศน์วรรณกรรมที่เกี่ยวข้องของสายอากาศไดโพลซึ่งตั้งอยู่เหนือระนาบของการสะท้อน (A. Thumvichit, T. Takano, 2007, and Y. Kamata, H.N. Lin, 2010, and C.C. Tang, R.H. Chu, 1991) โดยปกติแล้วหากสายอากาศไดโพลถูกวางในแนวตั้งกับระนาบของตัวนำสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor: PEC) รูปของกระแสที่สะท้อนจากตัวนำสมบูรณ์จะมีทิศทางเดียวกับกระแสของไดโพลและเสริมการแผ่พลังงานจากรูปกระแสของไดโพล จึงทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพที่ดี แต่มีสัญญาณสูง (high profile) ถ้าต้องการสายอากาศที่มีสัญญาณต่ำ (low profile)

สายอากาศไดโพลจะถูกวางในแนวนอนบนระนาบเดียวกันแต่จะทำให้รูปของกระแสไม่อยู่ในทิศทางเดียวกัน จึงทำให้ประสิทธิภาพสายอากาศลดลง โดยเฉพาะอย่างยิ่งหากสายอากาศไดโพลวางอยู่ใกล้กับระนาบของตัวนำ เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าววิทยานิพนธ์นี้จะนำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic bandgap structured:EBG) มาแทนที่แผ่นตัวนำสมบรูณ์ โดยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เป็นโครงสร้างที่ได้รับการออกแบบที่ความถี่เรโซแนนซ์ และทำหน้าที่เป็นตัวสะท้อนของสายอากาศไดโพล (N. Fhafhiam, P. Krachodnok, and R. Wongsan, 2009, and Long Li, Bin Li, Hai-Xia Liu, and Chang-Hong Liang 2006, and Steven R. Best and Drayton L. Hanna, 2008, and Sievenpiper, D., L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, 1999)

โครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายในวิศวกรรมสายอากาศ เนื่องจากคุณสมบัติที่น่าสนใจเช่น เฟสการสะท้อน ลดคลื่นผิว น้ำหนักเบา สะดวกในการผลิตและต้นทุนในการผลิตต่ำโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีหน้าที่เสมือนเป็นตัวนำแม่เหล็กเทียม (Artificial Magnetic Conductor : AMC) ซึ่งมีแบนด์วิดธ์แคบและแบนด์วิดธ์ของสายอากาศโดยทั่วไปมักกว้างกว่าแบนด์วิดธ์ของตัวนำแม่เหล็กเทียมด้วย ดังนั้นเมื่อนำตัวนำแม่เหล็กเทียมนี้มาใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพล จะทำให้แบนด์วิดธ์ของสายอากาศแคบลง และความถี่เรโซแนนซ์ของโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้หลังจากการสร้างแล้ว

เพื่อแก้ไขปัญหาข้างต้น วิทยานิพนธ์นี้จะวางไดโพลในแนวนอนบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ ดังรูปที่ 1 เพื่อให้ได้รับอัตราขยาย(Gain)และแบนด์วิดธ์ที่ดีขึ้น การออกแบบโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกพัฒนาให้เหมาะสมกับสายอากาศไดโพล โดยแสดงลักษณะความต้านทานสูงในช่วงความถี่และลักษณะเฟสการสะท้อนสำหรับคลื่นตกกระทบที่เกิดขึ้น ดังนั้นพื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงมีความสามารถภายใต้เงื่อนไขที่ช่วยพัฒนารูปของกระแสภายในแถบความถี่กลาง ส่งผลให้ประสิทธิภาพของการแผ่กระจายที่ดี จากข้อเท็จจริงนี้เราได้ศึกษาและปรับเปลี่ยนโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อเป็นระนาบสะท้อนของสายอากาศไดโพล โดยการศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าประเภทต่างๆและผลกระทบของรูปแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศตามที่ต้องการและพารามิเตอร์ทั้งหมดของสายอากาศสุดท้ายจะได้สายอากาศที่ประสบผลสำเร็จได้รับอัตราขยายที่สูงขึ้น ซึ่งสูงกว่าสายอากาศชนิดเดียวกันบนระนาบตัวนำแบบเดิมและให้แบนด์วิดธ์ที่กว้างที่สามารถครอบคลุมความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/n



รูปที่ 1.1 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1.2.1 เพื่อศึกษาโครงสร้างและออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 5.8 GHz

1.2.2 เพื่อศึกษาโครงสร้างและออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 5.8 GHz

1.2.3 เพื่อออกแบบและจำลองผลสายอากาศอัตราขยายเชิงทิศทางสูงโดยใช้ไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.2.4 เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบ วัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.3 สมมติฐานของการวิจัย

1.3.1 เมื่อปรับโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีผลให้ความกว้างแถบสูงขึ้น

1.3.2 เมื่อวางสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่จะมีผลให้อัตราขยายเชิงทิศทางสูงขึ้น และสายอากาศมีแบนด์วิดธ์สูงขึ้น

1.4 ข้อตกลงเบื้องต้น

1.4.1 ออกแบบสายอากาศอัตราขยายเชิงทิศทางสูงโดยใช้โคโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 สำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 5.8 GHz

1.4.2 สร้างสายอากาศต้นแบบสำหรับประยุกต์ใช้งานที่ความถี่ 5.8 GHz เพื่อทำการวัดทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 จำลองแบบสายอากาศโคโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 5.8 GHz

1.5.2 จำลองแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ที่ความถี่ 5.8 GHz

1.5.3 ออกแบบสายอากาศโคโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8 GHz

1.5.4 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อเปรียบเทียบผลวัดทดสอบ และผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

1.6 วิธีดำเนินการวิจัย

1.6.1 แนวทางการดำเนินงานวิจัย

- 1) สำรวจบริษัทผู้ผลิตและวิทยานิพนธ์ที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์
- 2) วิเคราะห์และออกแบบสายอากาศโคโพลที่ความถี่ 5.8 GHz
- 3) วิเคราะห์และออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ 5.8GHz
- 4) จำลองแบบสายอากาศโคโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 5) สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน อัตราขยาย(Gain)และการสูญเสียย้อนกลับ เปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ

1.6.2 ระเบียบวิธีวิจัย

เป็นวิทยานิพนธ์ประยุกต์ ซึ่งดำเนินการตามกรอบงานดังต่อไปนี้

- 1) การศึกษาและเก็บรวบรวมข้อมูลโดยการสำรวจบริษัทผู้ผลิตและวิทยานิพนธ์ที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์

- 2) ออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 3) สร้างสายอากาศต้นแบบ วัดแบบรูปการแผ่พลังงาน จำนวนอัตรายาย(Gain) และวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองแบบ

1.6.3 สถานที่ทำการวิจัย

ห้องวิจัยและปฏิบัติการสื่อสารไร้สาย อาคารเครื่องมือ 4 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี 111 ถนนมหาวิทยาลัย ต.สุรนารี อ.เมือง จ.นครราชสีมา 30000

1.6.4 เครื่องมือที่ใช้ในการวิจัย

- 1) โปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 2) โปรแกรมแมทแลบ(Matlab)
- 3) เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (network analyzer)
- 4) คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer)

1.6.5 การเก็บรวบรวมข้อมูล

- 1) เก็บผลการทดสอบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ได้จากการจำลองผลด้วย โปรแกรม CST Microwave Studio 2009
- 2) เก็บผลการวัดแบบรูปการแผ่พลังงาน
- 3) จำนวนอัตรายายเชิงทิศทาง

1.6.6 การวิเคราะห์ข้อมูล

ผลที่ได้จากการทดสอบสายอากาศที่มีอัตรายายเชิงทิศทางสูงสำหรับใช้งานในเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายที่ความถี่ 5.8GHz

1.7 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.7.1 ได้สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งมีคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้งานในเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย โดยมีโครงสร้างง่าย น้ำหนักเบา มีแบนด์วิดท์กว้าง และอัตรายายเชิงทิศทางสูง

1.7.2 สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานระบบเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย

1.8 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย 6 บท

บทที่ 1 เป็นบทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ ขอบเขตวิทยานิพนธ์ สมมติฐานของการวิจัย ข้อตกลงเบื้องต้น ขอบเขตวิทยานิพนธ์ วิธีดำเนินวิทยานิพนธ์และประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องซึ่งประกอบด้วยวิทยานิพนธ์ที่เกี่ยวข้องกับสายอากาศไดโพล ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและสายอากาศบนแผ่นสะท้อน

บทที่ 3 คุณสมบัติของสายอากาศสำหรับเทคโนโลยีสื่อสารไร้สาย ทฤษฎีส่วนประกอบของสายอากาศ ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศไดโพลและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าและการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009

บทที่ 5 กล่าวถึงการสร้างสายอากาศต้นแบบ และผลการวัดจากห้องปฏิบัติการซึ่งประกอบด้วยการสูญเสียย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังและอัตราขยาย(Gain)

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผล ข้อเสนอแนะแนวทางแก้ไขและแนวทางการพัฒนาในอนาคต



บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศไดโพลและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า รวมถึงสายอากาศบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้ทราบถึงคุณลักษณะของสายอากาศ ข้อดีและข้อเสียที่เกิดขึ้นเพื่อที่จะนำมาใช้ปรับปรุงให้สอดคล้อง กับสายอากาศสำหรับการสื่อสารไร้สาย เพื่อนำไปสู่การวิเคราะห์และออกแบบสายอากาศต่อไป

2.1 กล่าวนำ

ในระบบของการสื่อสารนั้นองค์ประกอบในระบบได้ทำหน้าที่แตกต่างกันออกไปและมีความสำคัญกันคนละแบบและถ้ากล่าวถึงระบบการสื่อสารแบบไร้สายซึ่งระบบที่กำลังก้าวเข้ามามีบทบาทในการดำรงชีวิตประจำวันมากขึ้นเพราะทุกวันนี้การเข้าถึงข้อมูลเป็นสิ่งที่จำเป็นใครที่มีข้อมูลมากกว่าและเร็วกว่าจะเป็นผู้ได้เปรียบในการตัดสินใจในเรื่องต่างๆ โดยเฉพาะทางด้านธุรกิจ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารแบบไร้สายแบบเดิมให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งองค์ประกอบหนึ่งที่ต้องให้ความสำคัญคือสายอากาศ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับและส่งสัญญาณที่ถูกเลือกมาใช้เพื่อให้เกิดความเหมาะสมและตอบสนองต่อความต้องการของระบบอย่างลงตัวที่สุด ซึ่งได้มีการพัฒนาและปรับปรุงมาโดยตลอด เพื่อทำให้สายอากาศเกิดประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อนานที่สุดสายอากาศทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากสัญญาณทางไฟฟ้าไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศและในทางกลับกันยังทำหน้าที่ในการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไปการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึงการใช้งานเป็นสำคัญเนื่องจากการใช้งานที่ต่างกันย่อมมีความต้องการคุณลักษณะของสายอากาศที่แตกต่างกันตามไปด้วย สำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศ ซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ปัจจุบันสายอากาศที่ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายคือสายอากาศโมโนโพล(monopole antenna) สายอากาศแบบปลอก(sleeve antenna)และสายอากาศแบบสัญญาณต่ำ(low-profile antenna) เช่น สายอากาศไมโครสตริป(micro strip antenna) และสายอากาศระนาบอินเวอร์เอฟ (Planar Inverted F Antenna:

PIFA) สำหรับสายอากาศโมโนโพลเป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมนำไปใช้งานมากที่สุด เพราะมีคุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (broadband characteristics) และมีโครงสร้างไม่ยุ่งยากซับซ้อน บางครั้งเรียกสายอากาศชนิดนี้ว่าสายอากาศแบบแส้ (whip antenna) (Chen, Peng, and Liang, 2005) ส่วนประกอบของสายอากาศที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์แบบอนันต์ ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะคล้ายสายอากาศแบบไดโพล ในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลมีความยาวไม่ใช่ครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล ถ้ามีระนาบกราวด์ที่กว้างจะทำให้รูปแบบการแผ่กระจายคลื่นจะแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์ สายอากาศแบบที่สองคือ สายอากาศแบบปลอก (Taguchi, Egashira, and Tanaka, 1991) มีโครงสร้างของการแผ่กระจายคลื่นเป็นไดโพลแบบไม่สมมาตรของตัวนำ ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดแตกต่างกัน โดยขนาดเล็กที่สุดของตัวนำจะเท่ากับตัวนำภายในสายโคแอกเซียลที่ป้อนให้กับสายอากาศ และขนาดใหญ่จะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางตัวนำ ซึ่งจะถูกลัดวงจรกับลวดอีกที่อยู่รอบๆสายอากาศโคแอกเซียล สายอากาศนี้มีคุณลักษณะเหมือนสายอากาศโมโนโพลที่ไม่ต้องมีระนาบกราวด์ แต่การที่ไม่มีระนาบกราวด์นั้นมิใช่ข้อเสียคือเมื่อนำไปใช้งาน ต้องนำสายอากาศไปติดตั้งเข้ากับส่วนต่างๆที่เป็นโลหะ ทำให้อัศจรรย์ลดลง ข้อเสียอีกอย่างของสายอากาศแบบแส้และสายอากาศแบบปลอก คือโครงสร้างไม่แข็งแรงหักง่าย แบบสุดท้ายคือ สายอากาศไมโครสตริปหรือสายอากาศแบบแพทช์(patch) (Jame and Hall, 1989) มีโครงสร้างสามส่วนคือ ส่วนบนที่เป็นส่วนของการกระจายคลื่นโดยทั่วไปจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมมุมฉาก วงกลมหรืออื่นๆ แล้วแต่การออกแบบเพื่อนำไปใช้งาน โดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่กั้นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำ ส่วนสายอากาศระนาบอินเวอร์สเฟส (Sim and Choi, 2006) มีลักษณะของแถบเส้นเป็นรูปตัวเอฟที่พัฒนาจากสายอากาศแบบไดโพลบนแผ่นวงจรพิมพ์ อย่างไรก็ตามสายอากาศแบบไมโครสตริปและสายอากาศระนาบอินเวอร์สเฟสมีข้อเสียคือ มีความกว้างแถบที่แคบ ดังนั้นในกรณีที่ต้องการใช้สายอากาศตัวเดียวในการแผ่กระจายพลังงานให้ครอบคลุมพื้นที่ใช้งานได้ในระยะไกล สายอากาศไดโพลจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่สามารถนำมาปรับเปลี่ยนรูปร่างเพื่อลดข้อเสียดังกล่าวและส่งผลกระทบต่ออรรถประโยชน์ในทิศทางด้านหน้าที่สูงขึ้น ความกว้างของลำคลื่นครึ่งกำลังที่กว้างขึ้น มีโครงสร้างที่แข็งแรง และราคาถูก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สายต้องการ จึงเกิดแนวความคิดในการสร้างสายอากาศสตริปไดโพลโค้งลัดวงจรบนระนาบตัวสะท้อน (N. Fhathiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, 2009) ซึ่งมีการป้อนสัญญาณที่จุดกึ่งกลางของสายอากาศแต่ถึงอย่างไรก็ตามสายอากาศไดโพลก็ยังมีข้อเสียคือ มีอรรถประโยชน์ต่ำ เนื่องจากเป็นสายอากาศที่มีแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงานเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว จึงได้มีการพัฒนารูปแบบของสายอากาศให้มีอรรถประโยชน์สูงขึ้นด้วยการเพิ่มตัวสะท้อนที่ด้านหลังของสายอากาศ จากเดิมนิยมใช้

แผ่นโลหะตัวนำแต่ก็ยังมีปัญหาในเรื่องของคลื่นผิว (surface wave) ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก(Long Li, Bin Li, Hai-Xia Liu, and Chang-Hong Liang, 2006) และถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเป็นตัวสะท้อนเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ

2.2 ปรัชสน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.2.1 สายอากาศไดโพล

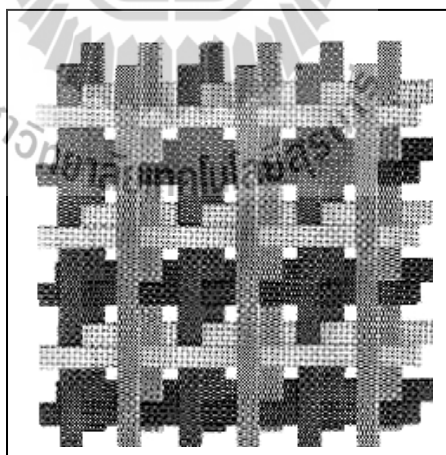
สายอากาศไดโพลนิยมนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการสื่อสารแบบไร้สายมากที่สุดเนื่องจากโครงสร้างไม่ซับซ้อน แข็งแรง สามารถนำมาดัดแปลงได้ง่าย อีกทั้งยังมีราคาถูกอีกด้วย สายอากาศไดโพลมักออกแบบให้มีความยาวเท่ากับ $\lambda/2$ มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว จึงทำให้สายอากาศไดโพลมีอัตรายายที่ต่ำ ในปัจจุบันสายอากาศไดโพลได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างแพร่หลาย ได้แก่ เทคนิคการปรับปรุงร่างของสายอากาศไดโพลเส้นตรงให้เป็นรูปร่างต่าง ๆ เช่น สายอากาศรูปตัวเอส (S-Shaped antenna) (Hassan Elkamchouchi, 2004) เทคนิคต่อมาเป็นการเพิ่มอัตรายายของสายอากาศด้วยการเพิ่มตัวสะท้อนที่บริเวณด้านหลังของสายอากาศ เช่น สายอากาศไดโพลที่มีลักษณะโค้ง(arc-curved dipole) แล้วทำมุมสายอากาศไดโพลรูปตัววี(V-shape antenna)(Krishnan, Li, and Leong, 2005) การนำสายอากาศไดโพลเส้นตรงวางใกล้แผ่นตัวนำ (Thumvichit, Takano, 2007) ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำแมตซิ่ง(matching) นอกจากนี้ยังมีเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับการสร้างสายอากาศไดโพลชนิดแผ่นตรงลัดวงจรที่ปลายระนาบตัวสะท้อน (Dobost G., 1981) ได้กล่าวถึง การวิเคราะห์ห่อหุ้มพีแดนซ์การแผ่พลังงาน และความกว้างแถบของไดโพลตรงที่มีการลัดวงจรขนานกับระนาบตัวสะท้อนสมบูรณ์แบบ และการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลเส้นตรงคดโค้งเป็นรูปครึ่งวงกลมลัดวงจรปลายทั้งสองข้างบนระนาบตัวสะท้อน (PimpolS., Wongsan R., 2007) ซึ่งทำการวิเคราะห์ความกว้างลำคลื่นและอัตรายายของสายอากาศสำหรับใช้งานที่ความถี่โทรทัศน์ เป็นต้น

จากงานปรัชสน์วรรณกรรมที่ได้กล่าวมาข้างต้น สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่สนใจและถูกนำมาประยุกต์ใช้กันอย่างแพร่หลายจากอดีตจนถึงปัจจุบัน

2.2.2 ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

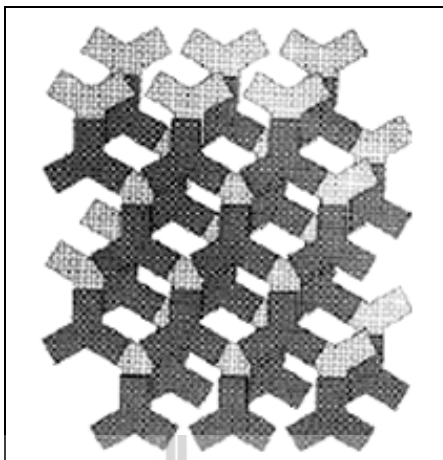
เนื่องด้วยความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ส่งผลให้ความต้องการในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศมีมากขึ้นตามไปด้วย จากสายอากาศธรรมดาหนึ่งต้นก็สามารถพัฒนาให้มีอัตรายายที่สูงขึ้นด้วยการเพิ่มตัวสะท้อนที่ด้านหลังของสายอากาศ จากเดิมนิยมใช้แผ่นโลหะตัวนำแต่ก็ยังมีปัญหาในเรื่องของคลื่นผิว ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก(Long Li, Bin Li, Hai-Xia Liu, and Chang-Hong Liang, 2006)

ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรกรองความถี่ เกรตติง พื้นผิวเลือกความถี่ ผลึกพลังแสง และช่องแถบพลังงานแสงและเมื่อนำมาประยุกต์ใช้กับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจึงเรียกว่าโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยทำหน้าที่เป็นตัวกีดขวางหรือเสริมรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในช่วงเฉพาะแถบของความถี่ในปัจจุบัน โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งเป็นกลุ่มตามลักษณะทางเรขาคณิตได้ 3 กลุ่ม คือ โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ มีลักษณะเป็นปริมาตร, โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ มีลักษณะเป็นพื้นผิวระนาบ และโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีลักษณะเป็นสายส่ง (Yang, F., Rahmat-Samii, Y., 2009) แสดงดังรูปที่ 2.1 และ 2.2 ดังปริทัศน์วรรณกรรมที่จะกล่าวถึงคือช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด ซึ่งเป็นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบดั้งเดิมแบบ 2 มิติ มีการเปรียบเทียบกันระหว่างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดสี่เหลี่ยมผืนผ้ากับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดสี่เหลี่ยมจัตุรัส พบว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดจัตุรัสมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ดีกว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Yang F., Rahmat-Samii Y., 2009) แต่ยังพบว่ามีแบนด์วิดท์ที่แคบ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยทำการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ขึ้น ซึ่งจะกล่าวในบทที่ 4 ต่อไป



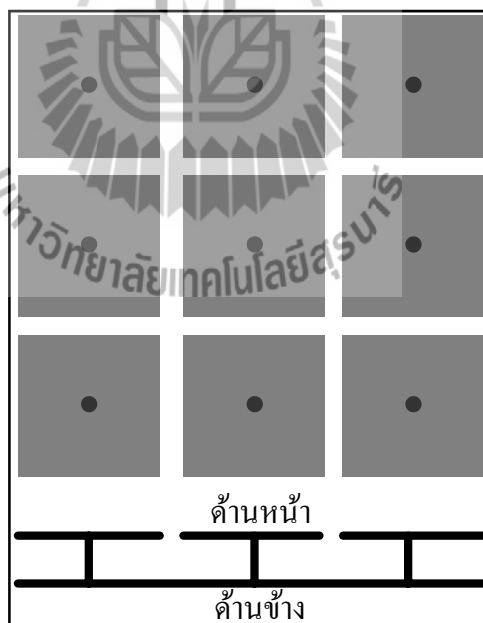
(ก) โครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริกเป็น
แง่สี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น

รูปที่ 2.1 โครงสร้างแบบ 3 มิติ



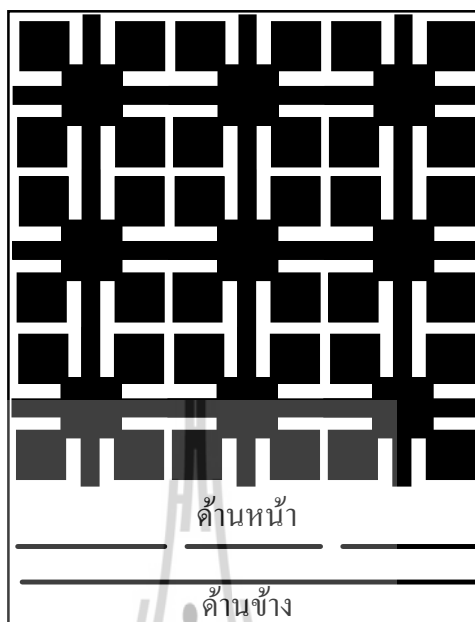
(ข) โครงสร้างแบบรวมชั้นโลหะที่มี
ลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน

รูปที่ 2.1 โครงสร้างแบบ 3 มิติ (ต่อ)



(ก) โครงสร้างพื้นผิวแบบคล้ายดอกเห็ด

รูปที่ 2.2 โครงสร้างแบบ 2 มิติ



(ข) โครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว

รูปที่ 2.2 โครงสร้างแบบ 2 มิติ (ต่อ)

2.2.3 สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สาย ส่งผลให้ความต้องการในการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศมีมากขึ้นตามไปด้วย ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจึงได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก (Long Li, Bin Li, Hai-Xia Liu, and Chang-Hong Liang, 2006) และถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อเป็นตัวสะท้อนเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศ ดังปริทัศน์วรรณกรรมที่จะกล่าวถึงคือการจัดวางสายอากาศไดโพลชนิดเส้นตรงบนแผ่นสะท้อนซึ่งทำจากแผ่นตัวนำและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นสะท้อนที่ใกล้มาก ๆ เพื่อเปรียบเทียบผล พบว่าสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถให้ประสิทธิภาพของสายอากาศที่ดีกว่าในกรณีที่เป็นแผ่นตัวนำ เนื่องจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าไม่มีการกลับเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ ณ ความถี่ปฏิบัติการ (Yang F., Rahmat-Samii Y., 2009) สายอากาศจึงสามารถวางใกล้แผ่นสะท้อนได้มากกว่า ส่งผลให้สายอากาศมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและไม่ยุ่งยากต่อการสร้าง

จึงวิเคราะห์ได้ว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ด้วยการระงับคลื่นผิวที่เกิดบนแผ่นสะท้อน โดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้น แต่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามักมีแบนด์วิดท์แคบและไม่รองรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่เพื่อทำงานร่วมกับสายอากาศไดโพล เพื่อให้มีอัตราขยายและแบนด์วิดท์ที่ดีขึ้น โดยพื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีความสามารถภายใต้เงื่อนไขที่ช่วยพัฒนารูปของกระแสภายในแถบความถี่กลางและแสดงลักษณะความต้านทานสูงในบางช่วงความถี่ ส่งผลให้ประสิทธิภาพของการแผ่กระจายที่ดีจากข้อเท็จจริงนี้เราได้ศึกษาและปรับเปลี่ยนโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และศึกษาผลกระทบของรูปแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศตามที่ต้องการดังจะกล่าวในบทที่ 3 และบทที่ 4 ต่อไป

2.3 สรุป

ตามเนื้อหาที่กล่าวมาในบทนี้จะเห็นว่า สายอากาศไดโพลยังคงเป็นที่นิยมนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่าย ไม่ซับซ้อน แต่ยังมีข้อเสีย คือ มีอัตราขยายต่ำ จึงได้มีการเพิ่มอัตราขยายด้วยการเพิ่มแผ่นสะท้อนรูปแบบต่างๆ เช่น แผ่นโลหะ และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้สามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้ด้วยการระงับคลื่นผิวที่เกิดบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีพลังงานที่รั่วไหลตรงบริเวณช่องว่างระหว่างแผ่นโลหะช่วยเสริมให้ตัวกำเนิดสัญญาณมีพลังงานเพิ่มสูงขึ้นอีกด้วย แต่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามักมีแบนด์วิดท์แคบและไม่รองรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่โดยทำงานร่วมกับสายอากาศไดโพล เพื่อให้มีอัตราขยายและแบนด์วิดท์ที่สูงขึ้น

บทที่ 3

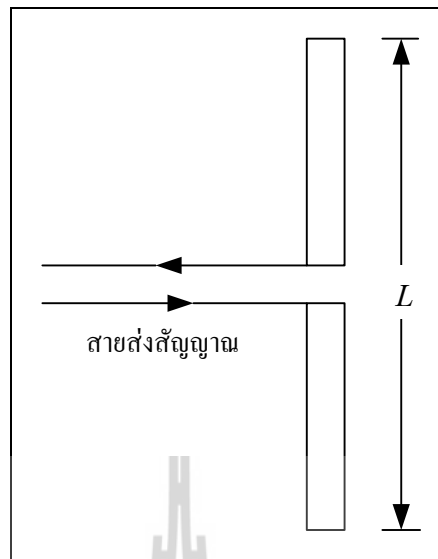
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

สายอากาศเป็นอุปกรณ์สำหรับเปลี่ยนคลื่นที่อยู่ในสายส่งสัญญาณ หรือท่อนำคลื่น ให้แพร่กระจายออกสู่อากาศ และในทางกลับกันจะทำหน้าที่รับคลื่นที่แพร่กระจายอยู่ในตัวกลาง ให้เข้ามาอยู่ในท่อนำคลื่นหรือสายส่งสัญญาณได้ การศึกษารูปแบบการกระจายคลื่นของสายอากาศแต่ละชนิดจึงมีความสำคัญในบทนี้จะกล่าวถึง คุณสมบัติที่เหมาะสมของสายอากาศที่จะเป็นสายอากาศสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN) นอกจากนี้ยังกล่าวถึงทฤษฎีสายอากาศไดโพล และทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอีกด้วย

3.1 ทฤษฎีสายอากาศไดโพล

3.1.1 สายอากาศไดโพล

สายอากาศไดโพล (Dipole Antenna) เป็นสายอากาศที่มีโครงสร้างที่ง่ายที่สุดและมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย นิยมนำมาประยุกต์ใช้สำหรับการสื่อสารแบบไร้สายมากที่สุด เนื่องจากโครงสร้างไม่ซับซ้อน แข็งแรง สามารถนำมาดัดแปลงได้ง่าย อีกทั้งยังมีราคาถูก มีแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว จึงทำให้สายอากาศไดโพลมีอัตราขยาย (Gain) ที่ต่ำ สายอากาศไดโพลมีส่วนประกอบเป็นเส้นลวดสองเส้นที่มีความยาววางเป็นแนวเส้นตรง ดังรูปที่ 3.1 โดยจุดกึ่งกลางของตัวไดโพลจะถูกต่อเข้ากับเครื่องส่งโดยใช้สายส่งเป็นตัวกลาง ในการเชื่อมต่อ เครื่องส่งจะจ่ายสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับไปยังสายอากาศกระแสของสัญญาณนี้จะไหลไปยังขั้วหนึ่งของสายอากาศไดโพลและไหลกลับมายังอีกขั้วหนึ่งของสายอากาศไดโพล ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสที่ส่งไปยังขั้วแรกของสายอากาศ ไดโพล การแจกแจงรูปของกระแส (Current Distribution) จะแสดงให้เห็นขนาด (Magnitude) ของสัญญาณกระแสสลับที่เกิดขึ้นตลอดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน โดยที่ปลายทั้งสองจะมีค่าเป็นศูนย์แต่จะมีค่าสูงสุดอยู่ที่จุดกึ่งกลางหรือที่จุดอื่น ๆ บนตัวไดโพลทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความยาวของสายอากาศไดโพล และความถี่ของสัญญาณที่มาจากเครื่องส่ง



รูปที่ 3.1 สายอากาศไดโพล

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

$$E_{\theta} = j\eta \frac{I_0 e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left(\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right) \quad (3.1)$$

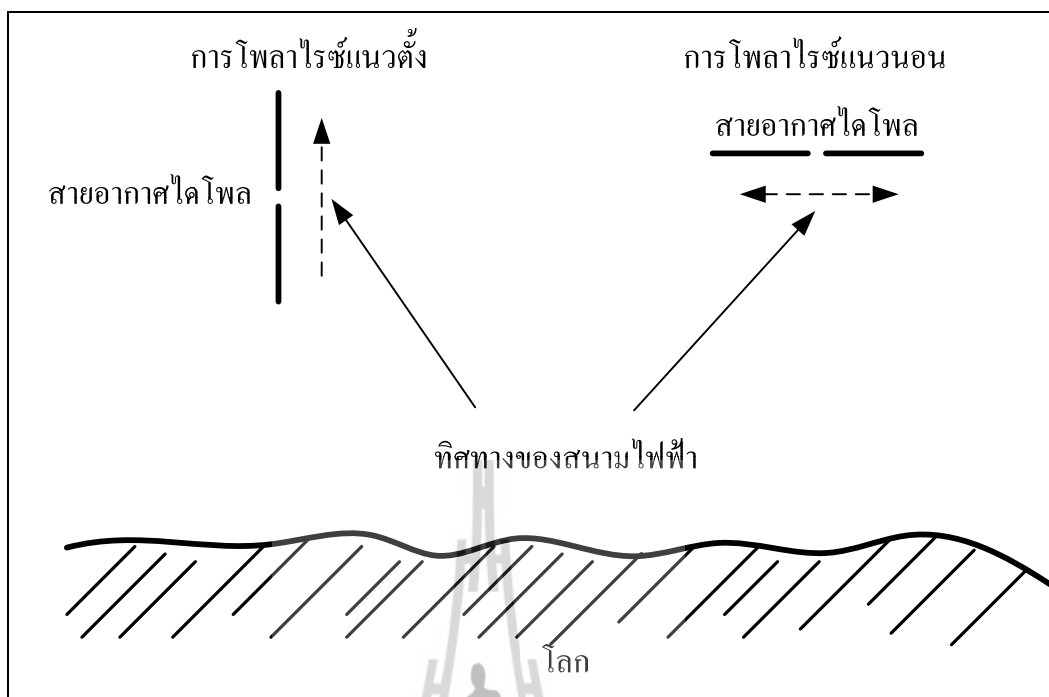
$$H_{\phi} = \frac{E_{\theta}}{\eta} \quad (3.2)$$

สายอากาศไดโพลอุดมคติ (Ideal Dipole) เป็นสายอากาศสมมติซึ่งใช้ประโยชน์ในการศึกษาสายอากาศชนิดอื่น ๆ สามารถพิจารณาให้เป็นส่วนประกอบเล็กๆของความยาวสายอากาศไดโพล (Infinitesimal Dipole) ที่มีการแจกแจงรูปของกระแสที่เท่ากันตลอดความยาว คุณสมบัติทางทฤษฎีสายอากาศไดโพลในอุดมคติจะประมาณให้มีค่าทางไฟฟ้าเท่ากับสายอากาศไดโพลที่มีขนาดเล็ก ๆ

3.1.2 การโพลาไรซ์ของสายอากาศไดโพล(Dipole Antenna Polarization)

การโพลาไรซ์ของสายอากาศ จะใช้ในการอธิบายทิศทางของสนามไฟฟ้าของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอากาศซึ่งถูกส่งออกไปโดยตัวสายอากาศในทิศทางซึ่งมีความเข้มของสนามสูงสุดและวัดได้ในสนามระยะไกลสายอากาศจำนวนมากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) นั่นคือ ในหนึ่งรอบ (Cycle) เวกเตอร์สนามไฟฟ้าจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงและยังถูกแบ่งออกเป็น การโพลาไรซ์แนวตั้ง (Vertical Polarization) และการโพลาไรซ์แนวนอน (Horizontal Polarization) ดังรูปที่ 3.2 นอกจากนี้ยังมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม (Circular) และแบบรูปวงรี (Elliptical) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ออกแบบสายอากาศโดยให้มีการโพลาไรซ์แนวนอนที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8GHz บ่อยครั้งที่การโพลาไรซ์ของสายอากาศจะพิจารณาจากรูปทรงของตัวสายอากาศ เช่น ในกรณีของสายอากาศแบบเส้นลวดซึ่งอาจจะมีส่วนประกอบเพียงตัวเดียวหรือหลายตัววางขนานกัน เช่น สายอากาศไดโพลและสายอากาศยาคี เราสามารถที่จะสมมติให้สนามไฟฟ้าซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นขนานไปกับส่วนประกอบของตัวสายอากาศแต่ก็มีสายอากาศบางชนิดซึ่งมีการโพลาไรซ์แบบเชิงเส้นเหมือนกันแต่ไม่สามารถจะใช้รูปทรงของโครงสร้างมาทำนายการโพลาไรซ์ได้เช่นสายอากาศปากแตร (Horn) สายอากาศแบบบ่วง (Loop) และสายอากาศแบบร่อง (Slit) เป็นต้น

เพื่อให้การรับสัญญาณทำได้มากที่สุดเท่าที่เป็นไปได้สิ่งสำคัญก็คือสายอากาศที่ทำหน้าที่รับสัญญาณจะต้องมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเดียวกันกับการโพลาไรซ์ของสัญญาณที่ส่งมาหากเกิดการสูญเสียสัญญาณอันเนื่องมาจากการจัดวางการโพลาไรซ์ไม่ถูกต้อง (เช่น สัญญาณที่รับได้เป็นการโพลาไรซ์ทางแนวตั้งแต่สายอากาศที่ใช้มีการจัดการโพลาไรซ์ทางแนวนอน) เรียกว่าเกิดการแยกการโพลาไรซ์แบบไขว้ (Cross-Polarization Isolation)

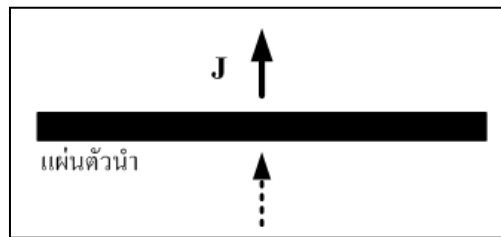


รูปที่ 3.2 ลักษณะการโพลาริซ์ของสายอากาศไดโพล

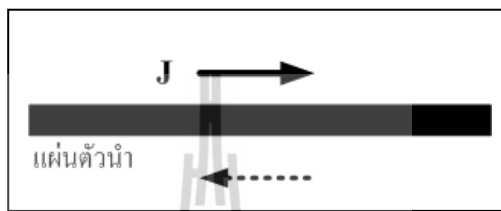
3.2 สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน

แนวคิดในการเพิ่มอัตราขยายให้สายอากาศของสายอากาศไดโพลเส้นลวดนั้น สามารถทำได้โดยการเพิ่มตัวสะท้อน และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับตัวสะท้อนคือ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวตั้งบนแผ่นตัวนำ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนแผ่นตัวนำ และ สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ดังรูปที่ 3.3 (ก) (ข) และ (ค) ตามลำดับ

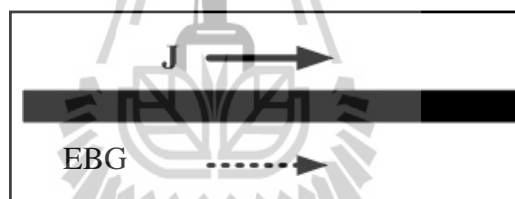
เมื่อวางสายอากาศไดโพลเส้นลวดในลักษณะตั้งฉากกับแผ่นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 3.3 (ก) พบว่าทิศทางกระแสของสายอากาศและกระแสของแผ่นตัวนำไปในทิศทางเดียวกัน ส่งผลให้ประสิทธิภาพของสายอากาศดี แต่มีรูปแบบพื้นฐานสูง และในทางกลับกันถ้าวางสายอากาศไดโพลเส้นลวดในแนวระนาบเดียวกับแผ่นตัวนำดังแสดงในรูปที่ 3.3 (ข) แม้จะสามารถแก้ไขปัญหาเรื่องโครงสร้างได้ แต่ประสิทธิภาพของสายอากาศก็จะต่ำลงเนื่องจากทิศทางของกระแสสวนทางกัน แนวทางที่จะสามารถแก้ไขปัญหาลำดับนี้ได้คือ วางสายอากาศไดโพลเส้นลวดในแนวระนาบเดียวกับตัวสะท้อนที่เรียกว่า ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 3.3 (ค)



(ก) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวตั้งบนแผ่นตัวนำ

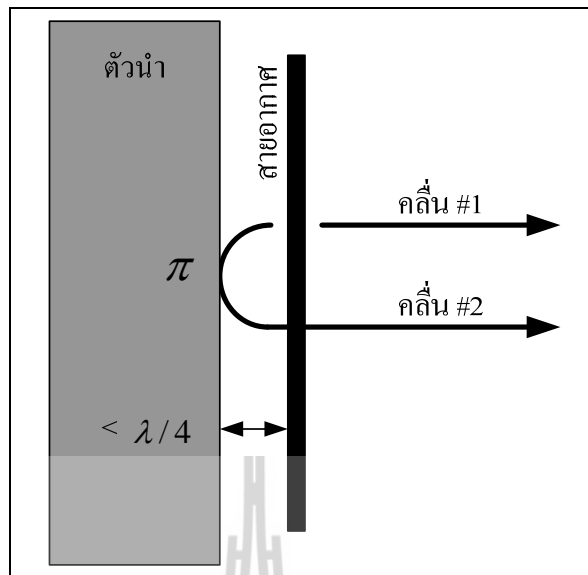


(ข) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนบนแผ่นตัวนำ

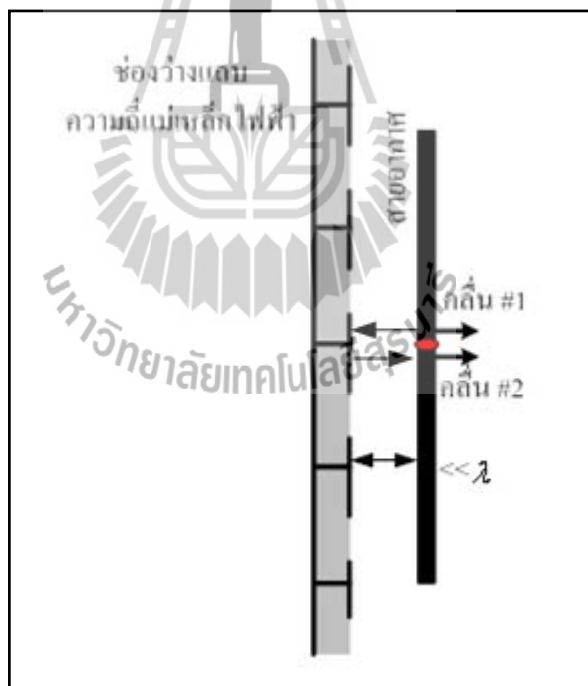


(ค) สายอากาศไดโพลเส้นลวดวางแนวนอนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 3.3 สายอากาศไดโพลเส้นลวดบนตัวสะท้อน



(ก) สายอากาศบนแผ่นตัวนำ



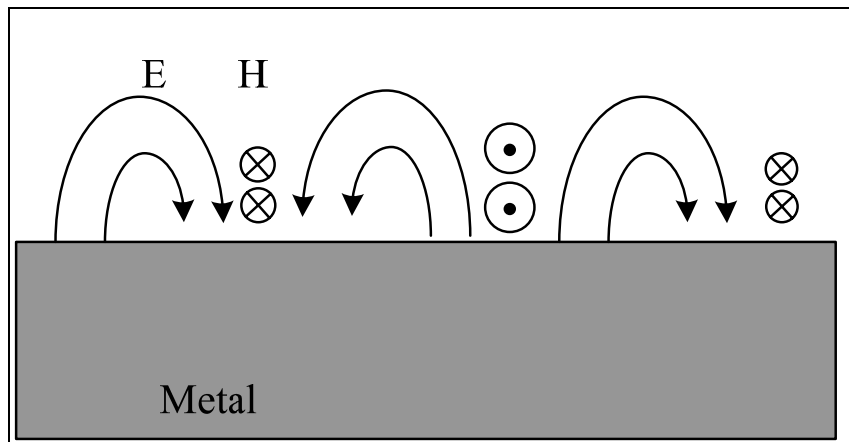
(ข) สายอากาศบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รูปที่ 3.4 พฤติกรรมของคลื่น

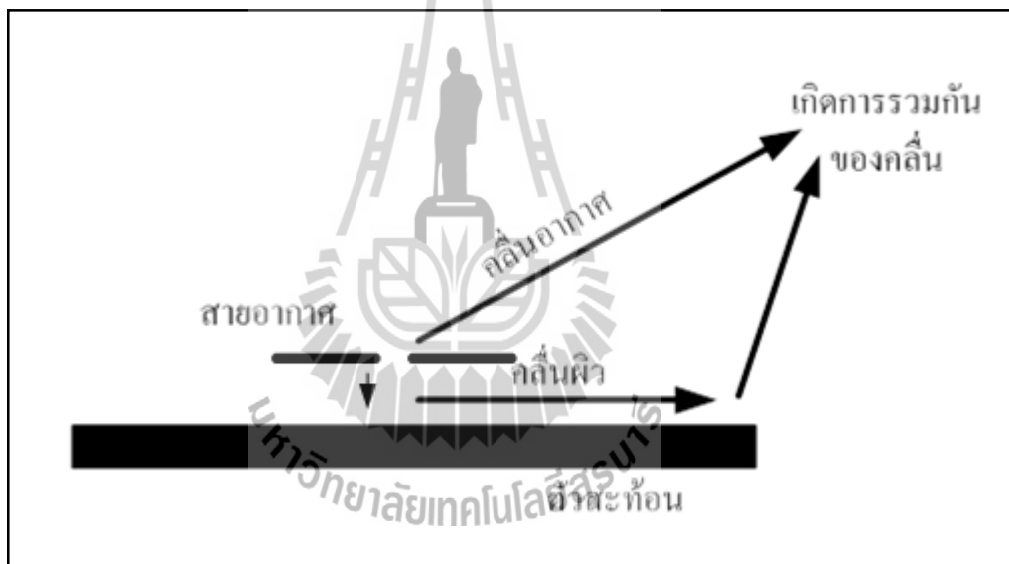
เมื่อพิจารณาการสะท้อนกลับของคลื่นสำหรับวงสายอากาศในระนาบเดียวกับระนาบกราวด์ ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ในทางทฤษฎีคลื่น #1 จะแพร่กระจายออกสู่อากาศ แต่คลื่น #2 จะมีทิศทางตรงกันข้าม และเมื่อคลื่น #2 ไปตกกระทบกับระนาบตัวนำ ดังแสดงในรูปที่ 3.4 (ก) ซึ่งจะทำให้การกลับเฟส 180 องศาส่งผลให้ต้องวางสายอากาศห่างจากแผ่นตัวนำเป็นระยะ $\lambda/4$ และในทำนองเดียวกัน จากรูปที่ 3.4 (ข) เมื่อคลื่นไปตกกระทบกับแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะเป็นการกระตุ้นให้แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงานโดยคลื่น #1 ที่แพร่กระจายมาด้านหลัง จากนั้นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการกักเก็บพลังงาน เมื่อพลังงานมีมากขึ้น พลังงานจะหาทางออก โดยออกมาทางช่องว่างของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แล้วไปเสริมกับคลื่น #2 ส่งผลให้ต้องวางสายอากาศจากแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นระยะ $\lambda/2$ หรือใกล้เคียงที่สุด จึงจะทำให้คลื่น #2 มีเฟสตรงกันกับคลื่น #1 พอคิดดังนั้นจึงส่งผลดีต่อการแผ่กระจายกำลังงานของสายอากาศตัวนั้น ๆ นอกจากนี้เรายังสามารถออกแบบให้สามารถลดระยะห่างระหว่างสายอากาศกับแผ่นสะท้อนได้โดยใช้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้สายอากาศมีต้นทุนต่ำได้ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4 ต่อไป

3.3 การแผ่พลังงานของสายอากาศบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.5 (ก) แสดงสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่แพร่กระจายบนพื้นผิวแผ่นโลหะในโหมด TM ซึ่งสนามแม่เหล็กมีทิศทางวนรอบตัวนำ ส่วนสนามไฟฟ้าจะวิ่งจากขั้วบวกไปยังขั้วลบที่บริเวณผิวของแผ่นโลหะ ถ้าวางสายอากาศด้านบนแผ่นโลหะตัวนำ โดยสายอากาศที่สามารถยกตัวอย่างได้ดีที่สุดคือ สายอากาศไดโพล ซึ่งคลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศไดโพลบนตัวสะท้อนแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ คลื่นที่แพร่กระจายสู่อากาศและคลื่นผิว โดยคลื่นทั้งสองชนิดนี้จะไปรวมกัน ณ จุดๆ หนึ่งดังรูปที่ 3.5 (ข) ในที่นี้ถ้าคลื่นทั้ง 2 ชนิดมีเฟสตรงกันจะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศได้

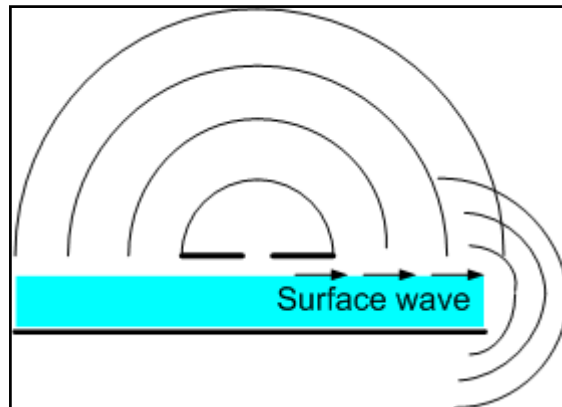


(ก) คลื่นผิวที่แพร่กระจายบนแผ่นโลหะในโหมด TM

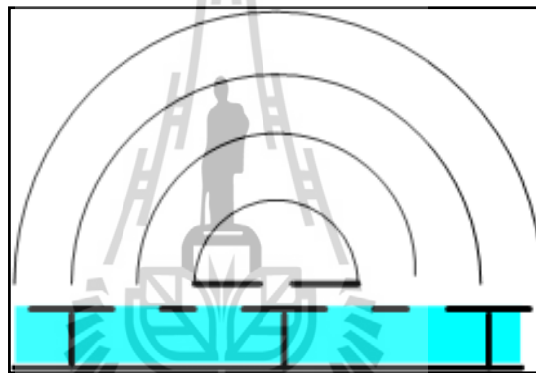


(ข) การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไดโพลบนตัวสะท้อน

รูปที่ 3.5 คลื่นที่เกิดจากการวางสายอากาศบนแผ่นสะท้อน



(ก) เกิดคลื่นผิว

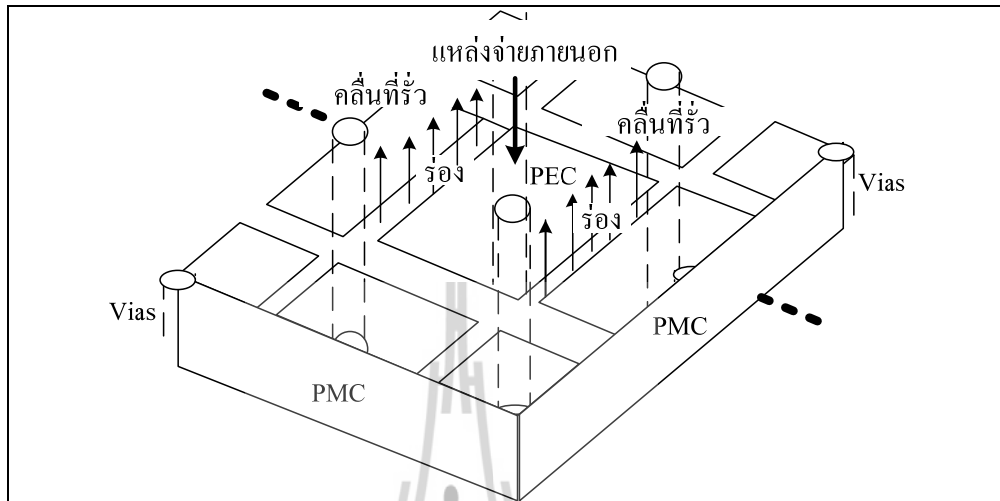


(ข) ไม่เกิดคลื่นผิว

รูปที่ 3.6 การแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อน

รูปที่ 3.6 (ก) และ (ข) แสดงการแพร่กระจายคลื่นผิวที่บริเวณขอบตัวสะท้อนของสายอากาศไดโพล เมื่อนำสายอากาศมาวางในระนาบตั้งฉากกับแผ่นโลหะตัวนำและแผ่นช่องว่าง แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าตามลำดับ โดยที่ไม่ได้มีขนาดของระนาบกราวด์เป็นอนันต์ ในกรณีแรก สายอากาศถูกวางใกล้กับแผ่นตัวนำมาก ๆ จะส่งผลให้เกิดคลื่นผิวที่บริเวณขอบไปจนถึงบริเวณด้านหลังของแผ่นตัวนำ เป็นสาเหตุของการเกิดพหุหลัง (back lobe) ในกรณีที่สอง เมื่อวางสายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านั้น จะไม่เกิดคลื่นผิวเนื่องจากที่ความถี่ปฏิบัติการเดียวกันของสายอากาศและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายภายนอก ซึ่งมากระตุ้นการทำงานของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำให้เกิดสนามไฟฟ้าในทิศทางเข้าและพุ่งออกกลายเป็นคลื่นนิ่ง และมีพลังงานถูกเหนี่ยวนำออกจากช่องของ

แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ากลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ผลก็คือคลื่นนั้นไปเสริมกับคลื่นจากสายอากาศทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานเพิ่มมากขึ้น ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 โครงสร้างการทำงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าหนึ่งหน่วย

3.4 เฟสสะท้อน(Reflection Phase)

อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวกำหนดโดยเงื่อนไขขอบเขตที่พื้นผิวสำหรับคลื่นนิ่งประกอบด้วยคลื่นตกกระทบและคลื่นสะท้อน สำหรับพื้นผิวในระนาบ XZ อิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว ดูจากคลื่นที่กระทบพื้นผิวจากทิศทาง X จะมีค่าตามสมการ

$$Z_s = \frac{E_z}{H_y} \tag{3.3}$$

เราสามารถกำหนดเฟสของการสะท้อนจากอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว พิจารณาคลื่นนิ่งประกอบด้วยคลื่นวิ่งไปข้างหน้ากระทบบนพื้นผิวและคลื่นวิ่งกลับจากการสะท้อนกลับ สนามของคลื่นนิ่งหาได้จาก

$$E(x) = E_f e^{-jkx} + E_b e^{jkx} \tag{3.4}$$

$$H(x) = H_f e^{-jkx} + H_b e^{jkx} \tag{3.5}$$

เงื่อนไขของขอบเขตที่ $x = 0$ กำหนดโดยอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิว

$$\frac{E_{total}(x=0)}{H_{total}(x=0)} = Z_s \quad (3.6)$$

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของคลื่นวิ่งแต่ละคลื่นสัมพันธ์โดยอิมพีแดนซ์ของสุญญากาศ

$$\left| \frac{E_f(x)}{H_f(x)} \right| = \left| \frac{E_b(x)}{H_b(x)} \right| = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \eta \quad (3.7)$$

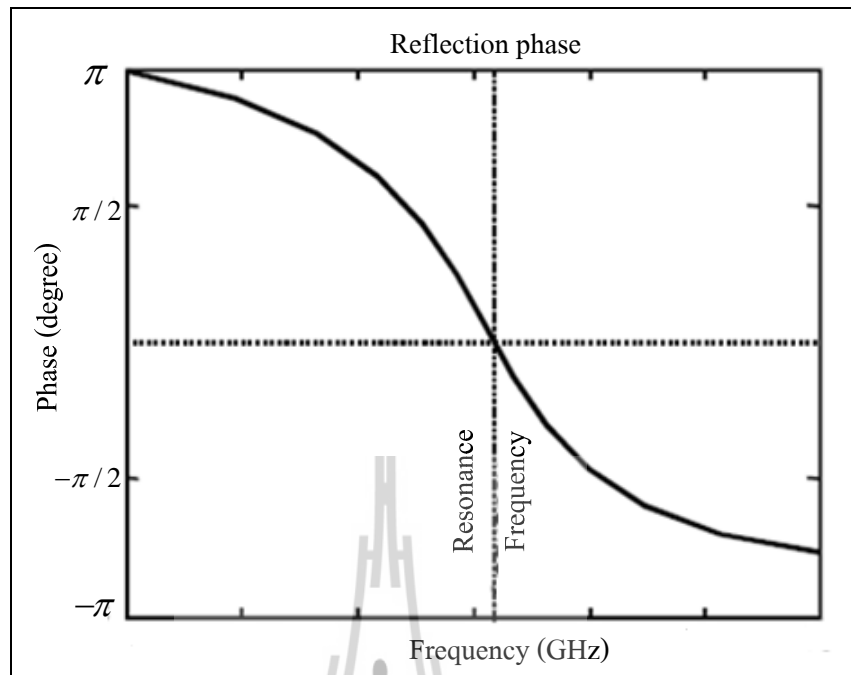
เฟสของการสะท้อนเป็นความต่างเฟสระหว่างคลื่นวิ่งกลับและคลื่นที่วิ่งไปข้างหน้า

$$\Phi = \text{Im} \left\{ \ln \left(\frac{E_b}{E_f} \right) \right\} \quad (3.8)$$

ผลรวมของสมการ 3.6 และ 3.7 จะได้เฟสของการสะท้อนของพื้นผิวกับอิมพีแดนซ์

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

สำหรับค่าที่ได้นำไปพล็อตเฟสสะท้อนกลับดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 เฟสของการสะท้อนคำนวณโดยใช้ผลของรูปแบบของวงจร

3.5 คลื่นระดับพื้นผิว (Surface Wave)

ความสัมพันธ์ของการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวบนระนาบกราวด์ที่มีอิมพีแดนซ์สูงสามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ของการกระจายสำหรับคลื่นโหมด TM และ TE ในแวลด์้อมของรูปแบบของผลที่เกิดจากตัวกลาง (effective medium model) เริ่มต้นพิจารณาจากสมการของแมกเวลล์

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (3.10)$$

$$\nabla \times \vec{H} = -\varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.11)$$

คลื่นระดับพื้นผิวในโหมด TM พิจารณาที่องค์ประกอบในทิศทาง Z ของสนามแม่เหล็กดังสมการ

$$E_z = C e^{-jkz - \alpha x} \quad (3.12)$$

เมื่อ C คือค่าคงที่ ซึ่งพิสูจน์ได้จากสมการที่ (3.10) และ (3.11) องค์ประกอบของสนามทั้งสามจะเป็นศูนย์สำหรับโหมด TM พิจารณาที่พื้นผิวที่ล้อมรอบด้วยอากาศว่าง ให้ $\epsilon = \epsilon_0$ และ $\mu = \mu_0$

$$j\omega\epsilon_0 E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.13)$$

$$j\omega\epsilon_0 E_x = \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (3.14)$$

$$-j\omega\mu_0 H_y = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.15)$$

หาคำตอบด้วยสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะได้

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon_0}{\alpha} C e^{-jkz - \alpha x} \quad (3.16)$$

ในทำนองเดียวกันจากสมการที่ (3.14) จะได้

$$E_x = \frac{-jk}{\alpha} C e^{-jkz - \alpha x} \quad (3.17)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.12) ในสมการที่ (3.15) สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง k, α และ ω ได้ดังนี้

$$k^2 = \mu_0\epsilon_0\omega^2 + \alpha^2 \quad (3.18)$$

ซึ่งเป็นการนำเสนอความสัมพันธ์ของการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวของโหมด TM แต่สามารถประยุกต์ใช้กับคลื่นระดับพื้นผิวของโหมด TE ได้ ซึ่งเป็นความคล้ายที่กำหนดโดยเวกเตอร์ผลรวม

$$\mu_0\epsilon_0\omega^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (3.19)$$

เมื่อรวมสมการที่ (3.18) กับอิมพีแดนซ์ที่เราพิสูจน์สำหรับคลื่นระดับพื้นผิว TM ซึ่งเริ่มต้นจากสมการนั้นจะสะดวกในการใช้สมการ

$$Z_s(TM) = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon_0} \quad (3.20)$$

สามารถแยก α เพื่อหาสมการสำหรับ k ด้วยฟังก์ชันของ ω

$$Z = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon_0} = \frac{j}{\omega\epsilon_0} \sqrt{k^2 - \mu_0\epsilon_0\omega^2} \quad (3.21)$$

$$\omega^2\epsilon_0^2 Z^2 = \mu_0\epsilon_0 Z^2 - k^2 \quad (3.22)$$

$$k_{TM} = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{Z^2}{\eta^2}} \quad (3.23)$$

เมื่อ η คือ อิมพีแดนซ์ในอากาศว่าง และ c คือ ความเร็วแสงในอากาศว่าง เราสามารถพิสูจน์โดยการเริ่มต้นจากสมการอิมพีแดนซ์ระดับพื้นผิวของคลื่นโหมด TE

$$Z_s(TE) = \frac{-j\omega\mu_0}{\alpha} \quad (3.24)$$

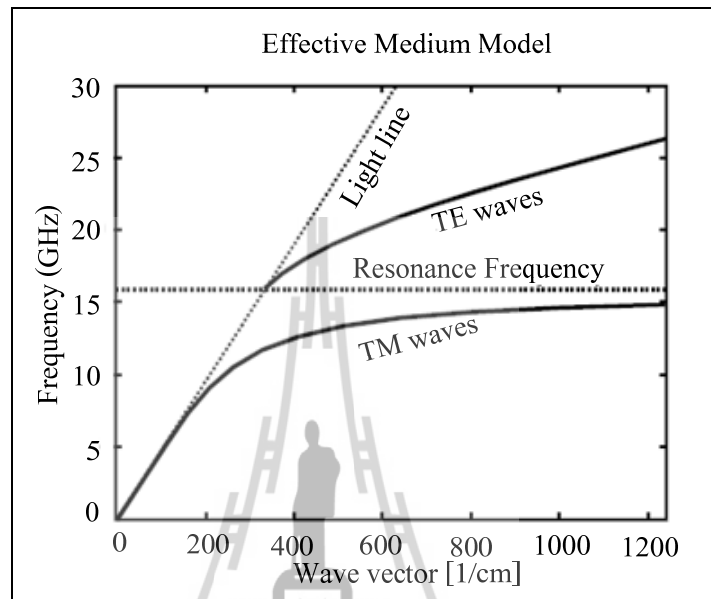
นำไปรวมกับสมการที่ (3.18) จะได้สมการการกระจายของคลื่นระดับพื้นผิวโหมด TE

$$Z = \frac{-j\omega\mu_0}{\alpha} = \frac{-j\omega\mu_0}{\sqrt{k^2 - \mu_0\epsilon_0\omega^2}} \quad (3.25)$$

$$Z^2(k^2 - \mu_0\epsilon_0\omega^2) = -\omega^2\mu_0^2 \quad (3.26)$$

$$k_{TE} = \frac{\omega}{c} \sqrt{-\frac{\eta^2}{E^2}} \quad (3.27)$$

เราสามารถนำผลของวงจรมิติพิเศษจากสมการที่ (3.20) และ (3.24) มาเขียนเป็นกราฟได้ ดังรูปที่ 3.9 โดยแผ่นตัวนำมีโครงสร้างแบบสองชั้น มีค่าความจุ 0.05 pF-square และค่าความเหนี่ยวนำ 2nH/square



รูปที่ 3.9 ไดอะแกรมการกระจายสำหรับคลื่นระดับพื้นผิว

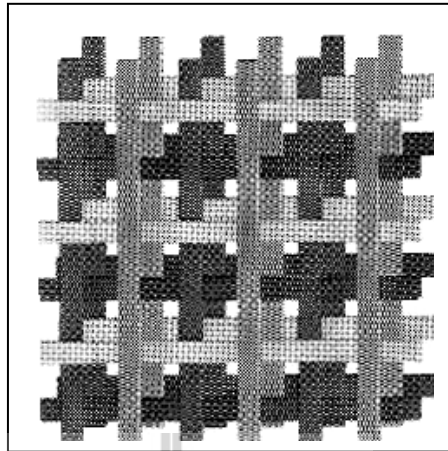
3.6 ทฤษฎีช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Band Gap: EBG)

ในปัจจุบัน โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบ่งเป็นกลุ่มตามลักษณะทางเรขาคณิตได้ดังนี้

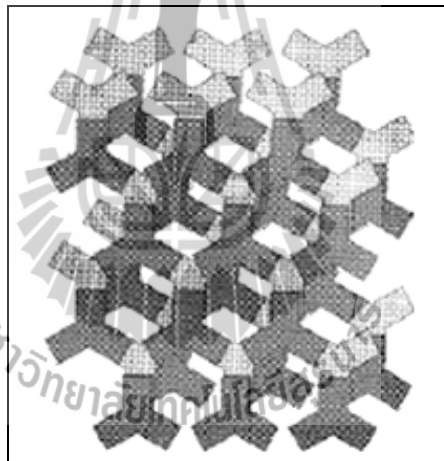
1) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 3 มิติ มีลักษณะเป็นปริมาตร เช่น เป็นโครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริกเป็นแท่งสี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น และรวมชั้นโลหะที่มีลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน แสดงดังรูปที่ 3.10

2) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ มีลักษณะเป็นพื้นผิวระนาบ เช่น โครงสร้างพื้นผิวแบบคล้ายดอกเห็ด และโครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว แสดงดังรูปที่ 3.11

3) โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 1 มิติ มีลักษณะเป็นสายส่ง เช่น โครงสร้างแบบไมโครสตริปร่วมกับหลุมที่วางเป็นคาบบนระนาบกราวด์ และสายส่งที่ประกอบด้วยทิศทางซ้ายมือและขวามือ

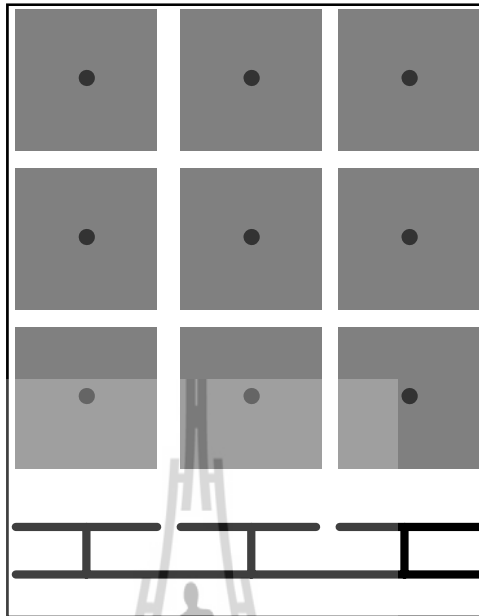


(ก) โครงสร้างแบบที่นำไดอิเล็กตริก
เป็นแง่สี่เหลี่ยมวางทับกันเป็นชั้น

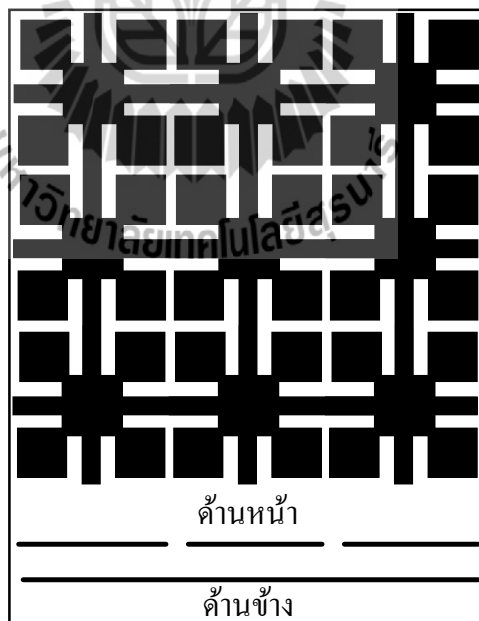


(ข) โครงสร้างแบบรวมชั้นโลหะที่มี
ลักษณะสามง่ามวางเรียงลำดับกัน

รูปที่ 3.10 โครงสร้างแบบ 3 มิติ

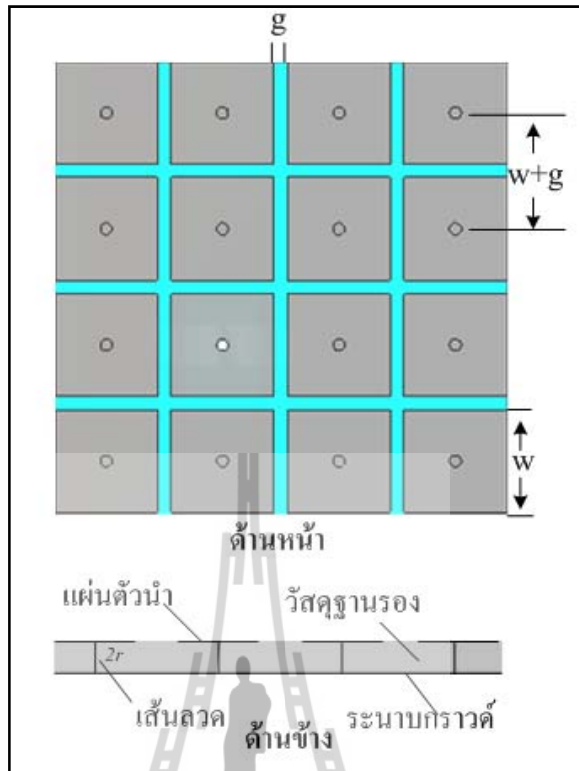


(ก) โครงสร้างพื้นผิวแบบคล้ายดอกเห็ด

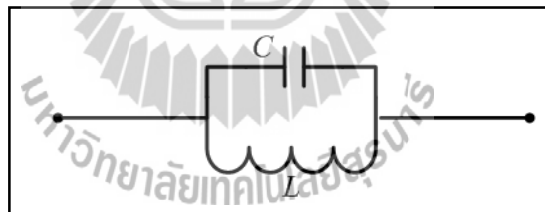


(ข) โครงสร้างพื้นผิวแบบระนาบเดียว

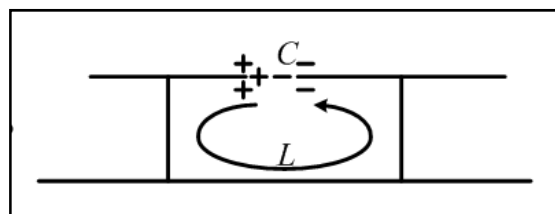
รูปที่ 3.11 โครงสร้างแบบ 2 มิติ



รูปที่ 3.12 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด(Mushroomlike EBG)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.13 รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำและค่าความจุของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

โครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าอย่างง่าย คือ โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบ 2 มิติ ดังแสดงในรูปที่ 3.12 (Yang, F., Rahmat-Samii, Y.,2009) โดยโครงสร้างสามารถแบ่งออกได้เป็นสามส่วน ซึ่งประกอบด้วยส่วนบนคือแผ่นตัวนำ ส่วนที่สองคือวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่คั่นกลางระหว่างระนาบกราวด์และแผ่นตัวนำ และส่วนที่สามคือระนาบกราวด์ สำหรับแผ่นตัวนำจะมีรูปร่างเป็นสี่เหลี่ยมและมีเส้นลวดขนาดเล็ก (vias) ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมแนวตั้งระหว่างแผ่นโลหะด้านบนกับระนาบกราวด์ ซึ่งมีรูปทรงเรขาคณิตคล้ายดอกเห็ด (mushroomlike EBG) จากนั้นถูกนำมาประกอบเป็นแถวลำดับ ซึ่งหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ จากเส้นลวดหนึ่งไปยังอีกเส้นลวดหนึ่งซึ่งมีความยาวน้อยกว่าหนึ่งความยาวคลื่น สามารถเปรียบเทียบลักษณะการทำงานของหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.13

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดคล้ายดอกเห็ด

W	คือ	ความกว้างของแผ่นตัวนำ (patch width)
g	คือ	ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width)
t	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) ค่าตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นเป็นผลจากช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำด้านบน และค่าเหนี่ยวนำเกิดจากกระแสที่ไหลไปตามตัวนำที่อยู่ใกล้กันเป็นวงจร LC ต่อแบบขนาน ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ขนานหาได้จาก

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (3.28)$$

และค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.29)$$

ค่าของตัวเก็บประจุสามารถพิสูจน์ได้โดยการใช้เทคนิคการคำนวณวงจรขนานระหว่างตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการต่อไปนี้

$$C = \frac{W\epsilon_0(1+\epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2(W+g)}{g}\right) \quad (3.30)$$

ค่าความเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากกระแสที่วิ่งผ่านเส้นลวดขนาดเล็ก (vias) และแผ่นตัวนำ ดังรูปที่ 3.13

$$L = \mu_0 t \quad (3.31)$$

เมื่อ

μ_0 คือ ค่าความซาบซึมแม่เหล็ก (permeability)

ϵ_0 คือ ค่าสภาพยอมไฟฟ้า (permittivity)

แบนด์วิดธ์ของสายอากาศสามารถหาได้สมการนี้

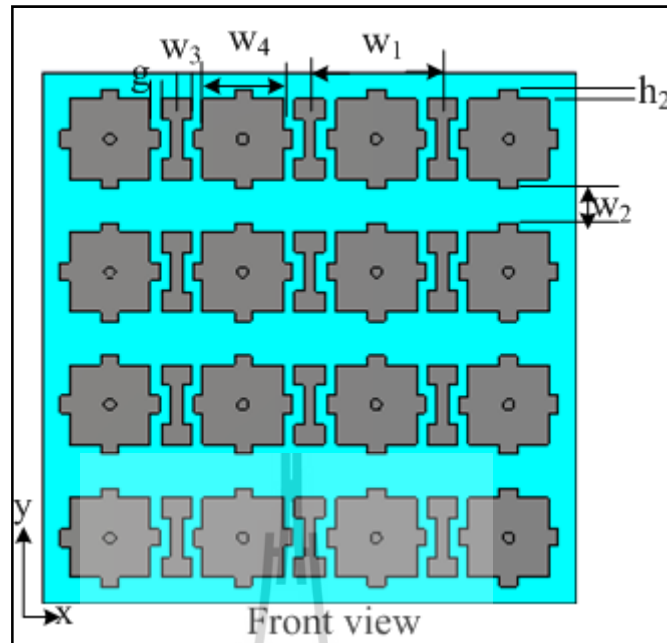
$$BW = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \quad (3.32)$$

$$BW = \frac{1}{\eta} \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad (3.33)$$

เมื่อ

η คือ อิมพีแดนซ์ของสูญญากาศ

เนื่องจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดมีข้อเสีย คือ มีแบนด์วิดธ์ที่แคบ ซึ่งสายอากาศโดยทั่วไปมักมีแบนด์วิดธ์ที่กว้างกว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดจึงไม่รองรับแบนด์วิดธ์ของสายอากาศ เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าววิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ โดยมีโครงสร้างเป็นแบบ 2 มิติ มีลักษณะแสดงดังรูปที่ 3.14 และสามารถเปรียบเทียบลักษณะการทำงานของหนึ่งหน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ได้ดังรูปที่ 3.15



(ก) ด้านหน้า



(ข) ด้านข้าง

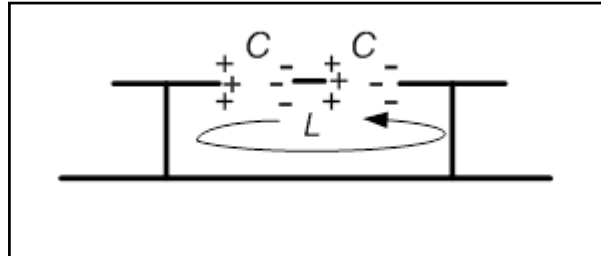
รูปที่ 3.14 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดใหม่

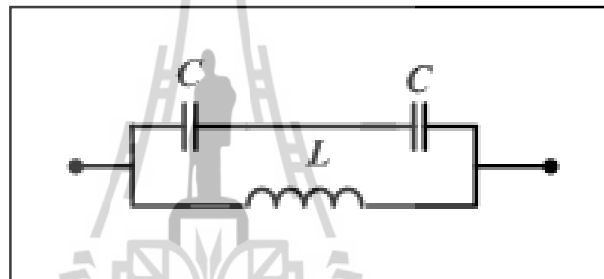
W_1	คือ	หนึ่งหน่วยความกว้าง (width of unit cell)
W_2	คือ	ระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำในแนวตั้ง
W_3	คือ	ความกว้างของแผ่นตัวนำเล็ก (small patch width)
W_4	คือ	ความกว้างของแผ่นตัวนำใหญ่ (big patch width)
g	คือ	ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width)
t	คือ	ความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate thickness)
ϵ_r	คือ	ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก (dielectric constant)
r	คือ	รัศมีของเส้นลวด (vias)

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดใหม่ (ต่อ)

h_2 คือ ความสูงของส่วนประกอบแผ่นตัวนำ (high of sub-patch)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.15 รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำและค่าความจุของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

สามารถอธิบายรูปแบบสื่อกลางของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ได้ด้วยวงจรสมมูลของวงจรที่ประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และ ตัวเก็บประจุ (C) ซึ่งค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรสมมูลหาได้จาก

$$Z = \frac{2j\omega L}{2 - \omega^2 LC} \quad (3.34)$$

และค่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรสามารถคำนวณได้จาก

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{LC}} \quad (3.35)$$

ค่าของตัวเก็บประจุสามารถพิสูจน์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$C = \frac{(W_4 + h_2)\epsilon_0(1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2(W_4 + h_2 + g + W_3)}{g}\right) \quad (3.36)$$

ค่าความเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากกระแสที่วิ่งผ่านเส้นลวดขนาดเล็ก (vias) และแผ่นตัวนำ ดังรูปที่ 3.15

$$L = \mu t \quad (3.37)$$

เมื่อ

μ_0 คือ ค่าความซาบซึมแม่เหล็ก (permeability)

ϵ_0 คือ ค่าสภาพยอมไฟฟ้า (permittivity)

3.8 สรุป

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการประยุกต์ใช้สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ โดยใช้สายอากาศไดโพลเป็นตัวป้อนสัญญาณให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยนำข้อดีของทั้งสายอากาศไดโพลและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามาประยุกต์ใช้ เพื่อให้สายอากาศมีความสามารถสูงขึ้นและสามารถนำสายอากาศไปประยุกต์ใช้สำหรับติดตั้งใช้ในการสื่อสารแบบไร้สาย และเพิ่มประสิทธิภาพให้กับเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย

บทที่ 4

การออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

บทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย โดยออกแบบที่ความถี่ปฏิบัติการ 5.8 GHz สายอากาศที่ออกแบบแล้วจะถูกจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio เพื่อพิจารณาค่าการสูญเสียย้อนกลับอิมพีแดนซ์ รูปแบบการแผ่พลังงานและสนามระยะใกล้ของสายอากาศซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

4.1 การศึกษาสายอากาศไดโพล

จากบทที่ 3 ทฤษฎีสายอากาศไดโพลสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสายอากาศไดโพล จากทฤษฎีความยาวของสายอากาศไดโพล

$$L = \lambda/2 \quad (4.1)$$

สามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์อ้างอิงของสายอากาศไดโพลได้ แสดงได้ดังต่อไปนี้ เมื่อกำหนดให้มีความถี่ปฏิบัติการคือ 5.8GHz และป้อนกำลังงานด้วยสายส่ง 50 โอห์ม ความยาวของสายอากาศไดโพล หรือ L หาได้จาก

$$\text{จาก } \lambda = \frac{c}{f}$$

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

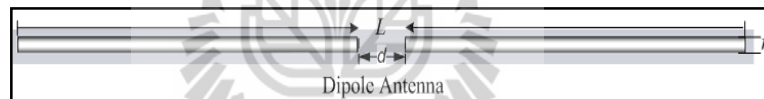
$$\lambda = 51.724 \text{ mm}$$

$$\text{ดังนั้น } L = \frac{\lambda}{2}$$

$$L = \frac{51.724}{2}$$

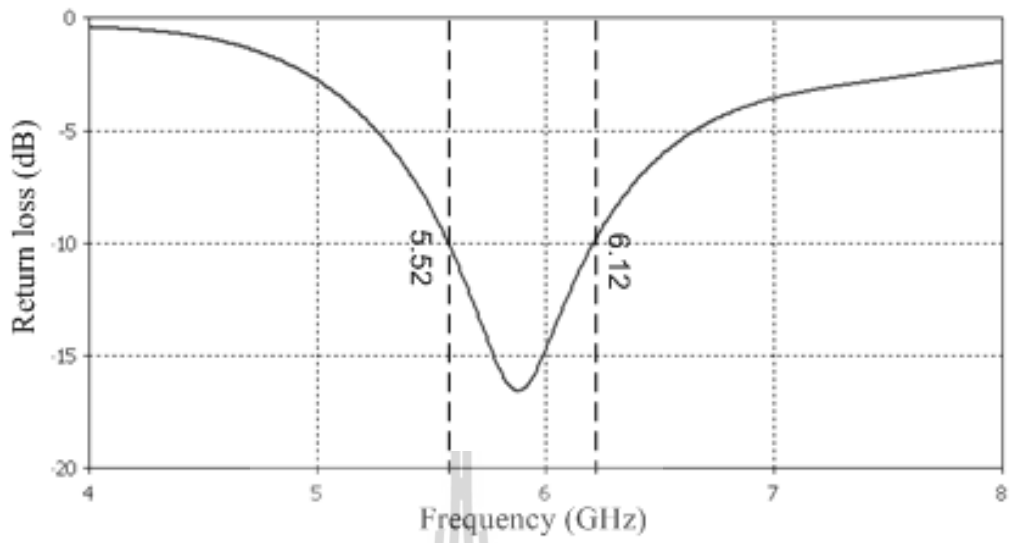
$$L = 25.862 \text{ mm}$$

ซึ่งใช้เป็นค่าอ้างอิงในการออกแบบสายอากาศไดโพล และเริ่มต้นจากการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 โดยป้อนสัญญาณที่บริเวณกึ่งกลางของสายอากาศไดโพล จะได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (S_{11}) แสดงดังรูปที่ 4.1 (ข) พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าน้อยกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.52GHz ถึง 6.12GHz ซึ่งค่าการสูญเสียย้อนกลับ เป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ เพื่อให้ได้สายอากาศไดโพลที่มีความกว้างแถบครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการที่ 5.8GHz และสามารถแสดงค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลต้นแบบ ได้ดังตาราง 4.1 และอัตราส่วนคลื่นนิ่งมีค่าต่ำกว่า 2 ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.50GHz ถึง 6.14GHz แสดงได้ดังรูปที่ 4.2 (ก) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 4.2 (ข) และ (ค) ตามลำดับ ซึ่งมีแบบรูปการแผ่พลังงาน เป็นแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว และมีความกว้างครึ่งกำลังของระนาบสนามไฟฟ้าเท่ากับ 79.1 องศา และรูปที่ 4.2 (ง) แสดงอิมพีแดนซ์ขาเข้าของสายอากาศไดโพล มีค่าเท่ากับ $70 + 0.23j \Omega$ โดยผลการจำลองที่ได้มีอัตราขยาย 2.09dB



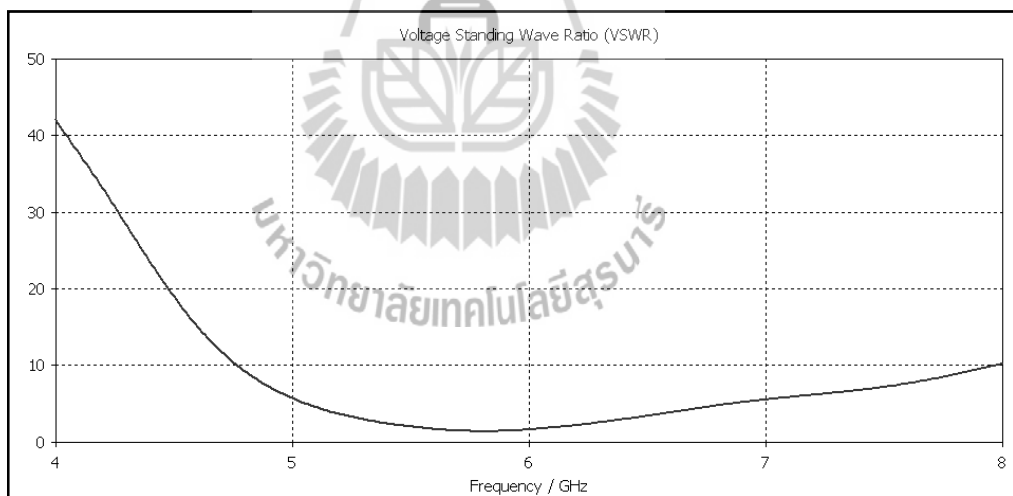
(ก) แบบจำลองสายอากาศ

รูปที่ 4.1 ผลจากการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio



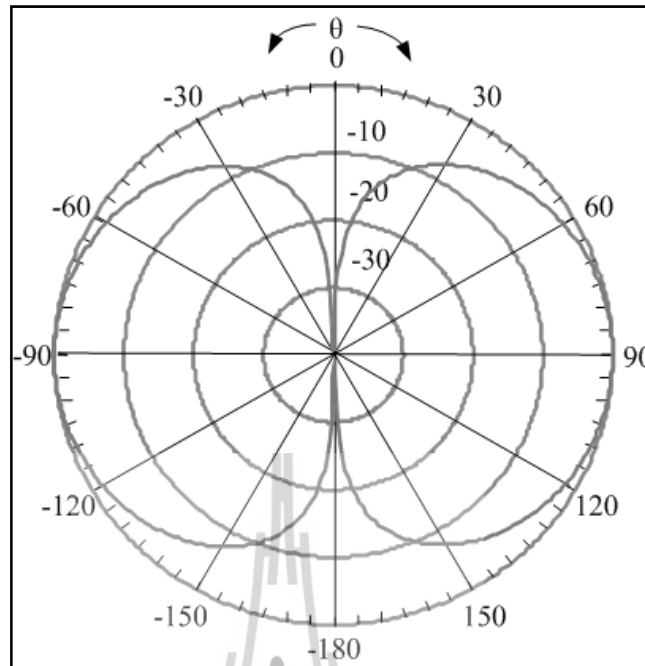
(ข) การสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.1 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)

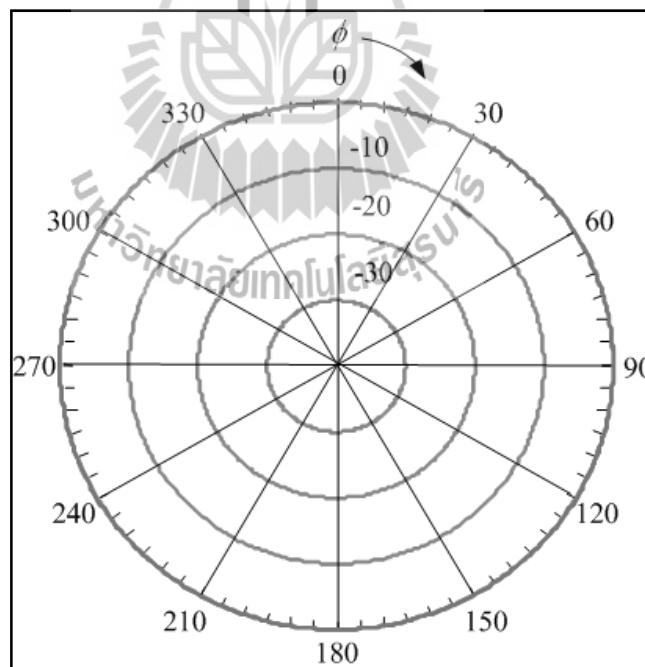


(ก) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง

รูปที่ 4.2 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

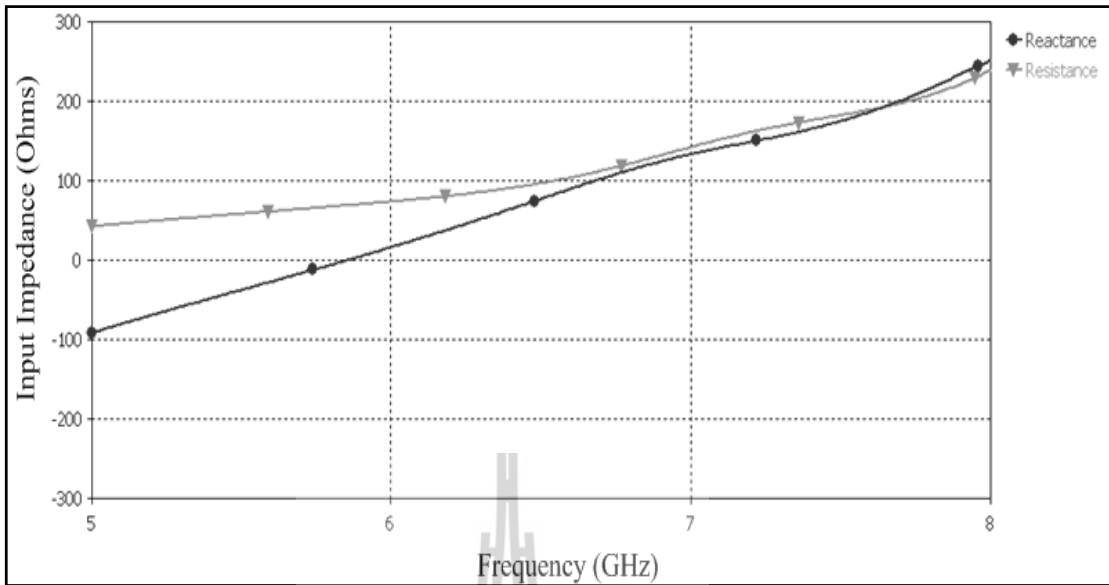


(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า



(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.2 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)



(ง) อิมพีแดนซ์ขาเข้า

รูปที่ 4.2 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio (ต่อ)

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลต้นแบบ

พารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพล	ขนาด (λ)
L : ความยาวของสายอากาศ	0.50
r_1 : รัศมีของสายอากาศ	0.003
d : ระยะห่างระหว่างสายอากาศ	0.025

4.2 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

ออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดคล้ายดอกเห็ดอ้างอิง โดยกำหนดให้พารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังนี้ (Fan Yang, Yahya-Samii, 2006) ซึ่งใช้เป็นค่าพารามิเตอร์อ้างอิงเริ่มต้นในการออกแบบ

$$W = 0.12 \lambda$$

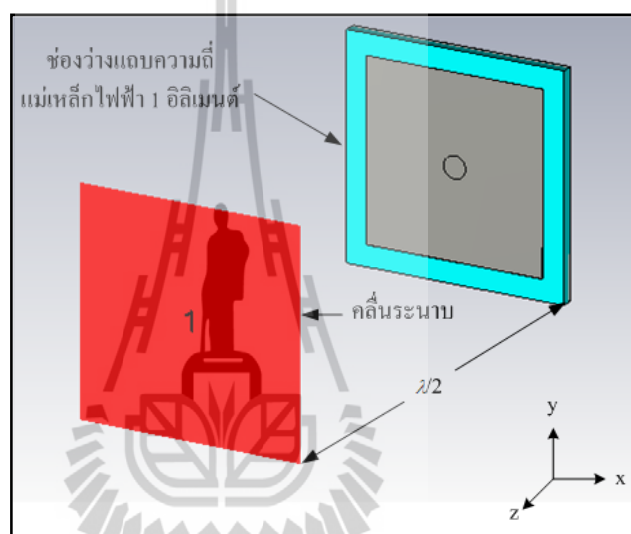
$$g = 0.02 \lambda$$

$$t = 0.04 \lambda$$

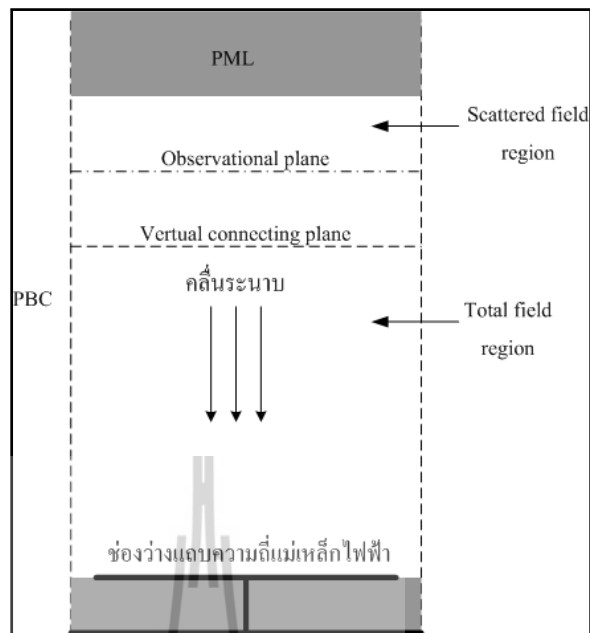
$$r = 0.005 \lambda$$

และ $\epsilon_r = 2.2$

แต่เนื่องจากวัสดุที่ใช้ในการทดสอบมีขอบเขตจำกัด คือ กำหนดให้มีสภาพยอม และความสูงของไดอิเล็กตริก เท่ากับ 4.4 และ 1.6 มิลลิเมตร ตามลำดับ จากบทที่ 3 เนื่องจากพื้นผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีเฟส 0 องศา เมื่อถูกป้อนสัญญาณด้วยคลื่นระนาบ (plane wave) ที่ระยะห่างจากผิวของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเท่ากับ $\lambda/2$ คลื่นที่ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแผ่พลังงานออกมามีค่าเฟสเท่ากับศูนย์พอดี ณ ความถี่ปฏิบัติการ



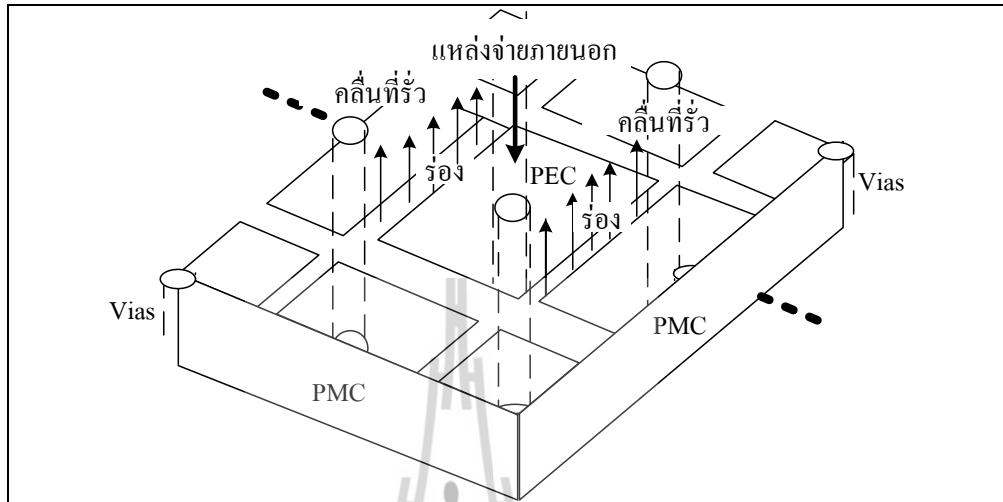
รูปที่ 4.3 แบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า



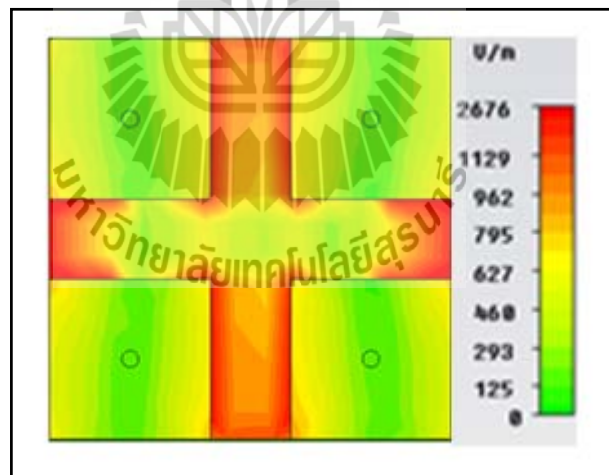
รูปที่ 4.4 การจำลองผลการทำงานช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากรูปที่ 4.4 แสดงการจำลองผลการทำงานช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 เมื่อเราพิจารณา 1 หน่วยของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะเสมือนเป็นควิวิตี้ (Cavity) โดยเมื่อมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายภายนอกมากระตุ้นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะทำให้มีสนามแม่เหล็กวนรอบเส้นลวดที่เชื่อมระหว่างแพทช์และกราวด์ (vias) และเกิดเป็นผนังแม่เหล็ก ส่วนที่บริเวณกราวด์ และแพทช์จะเกิดเป็นผนังไฟฟ้า และแหล่งจ่ายภายนอกดังกล่าวจะกระตุ้นให้มีสนามไฟฟ้าในทิศพุ่งเข้าและพุ่งออกภายในควิวิตี้ เกิดเป็นคลื่นนิ่ง ซึ่งจะถูกจำกัดไป เนื่องจากมันหักล้างกันหมด ในขณะที่พลังงานภายในควิวิตี้จะถูกเหนี่ยวนำให้มีพลังงานมากขึ้น โดยพลังงานเหล่านี้จะพยายามหาทางออกซึ่งมีเพียงทางเดียวนั่นก็คือ ช่องว่างระหว่างแพทช์จึงทำให้มีพลังงานถูกเหนี่ยวนำออกจากช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นจำนวนมาก ซึ่งพลังงานนี้จะกลายเป็นคลื่นที่แพร่กระจายออกสู่อากาศ ส่งผลดีคือ คลื่นนั้นจะไปเสริมกับคลื่นจากสายอากาศที่เป็นแหล่งจ่ายภายนอก ทำให้มีการแผ่กระจายกำลังงานเพิ่มมากขึ้น แสดงดังรูปที่ 4.5 ส่วนรูปที่ 4.6 แสดงสนามไฟฟ้า สนามแม่เหล็ก ความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า (Electric Energy Density) และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก (Magnetic Energy Density) ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ด พบว่าในช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจะมีสนามไฟฟ้าพุ่งจากแผ่นตัวนำ

หนึ่งไปยังอีกตัวนำหนึ่ง ในทิศทางเดียวกับสนามไฟฟ้าของแหล่งจ่ายภายนอก และมีสนามแม่เหล็ก หมุนวนรอบเส้นลวด

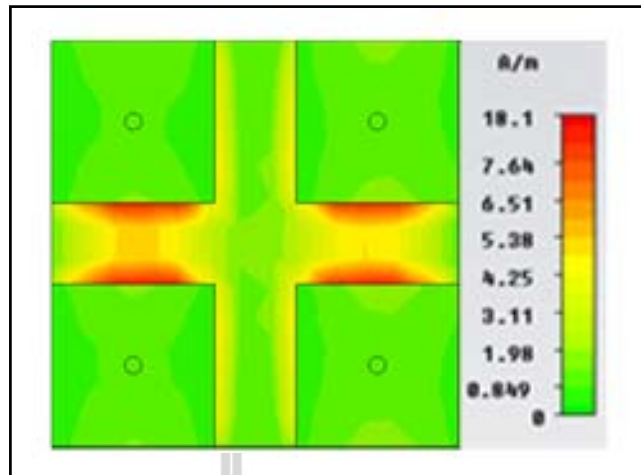


รูปที่ 4.5 การทำงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

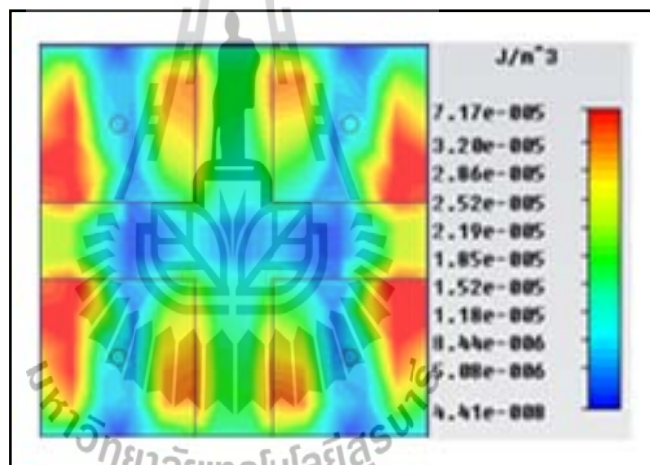


(ก) สนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.6 สนามและความหนาแน่นพลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

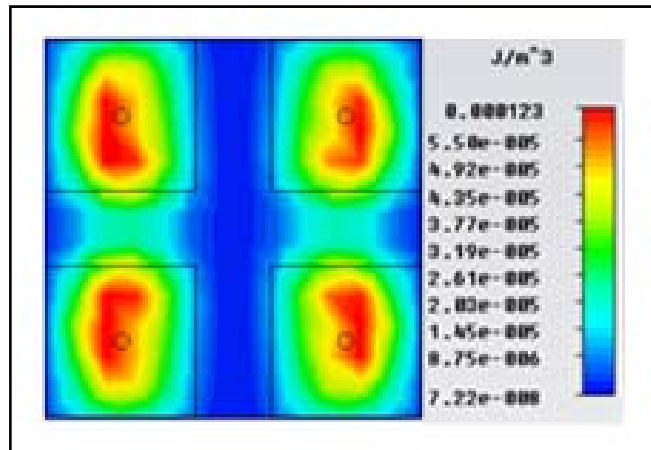


(ข) สนามแม่เหล็ก



(ค) ความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า

รูปที่ 4.6 สนามและความหนาแน่นพลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (ต่อ)



(ง) ความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก

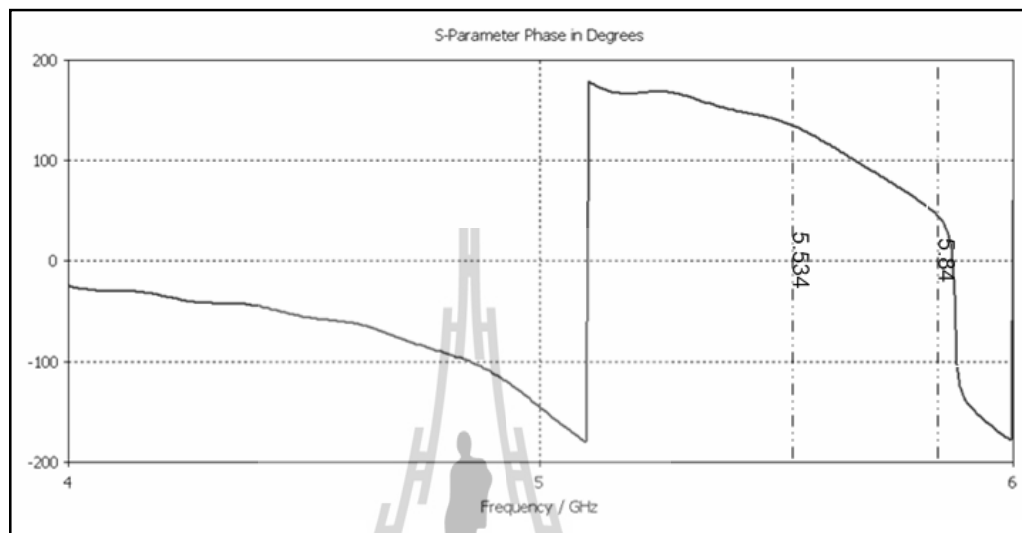
รูปที่ 4.6 สนามและความหนาแน่นพลังงานของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (ต่อ)

รูปที่ 4.7 แสดงค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ ซึ่งจะพบว่าผลของค่าเฟสเป็นไปตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบ เนื่องจากการปรับค่าที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งสามารถทำงานที่ความถี่ 5.8 GHz ทำให้มีความกว้างแถบครอบคลุมช่วงความถี่ปฏิบัติการตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/n ตั้งแต่ 5.725 GHz ถึง 5.825 GHz จากรูปที่ 4.7 พบว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบคล้ายดอกเห็ดมีช่วงความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมตั้งแต่ 5.534 GHz ถึง 5.840 GHz โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการหาค่าที่เหมาะสม ได้แก่ ความกว้างของแผ่นตัวนำ (patch width: W) และช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width: g) ซึ่งจะพิจารณาการปรับค่าที่เหมาะสมจากค่าเฟสของการสะท้อนกลับของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าให้มีค่าเท่ากับศูนย์

ตารางที่ 4.2 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	ขนาด (λ)
W	0.3505
G	0.045
T	0.01
R	0.012
ϵ_r	4.4

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สามารถทำงาน ณ ความถี่ปฏิบัติการ 5.8GHz แสดงค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบดังตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.7 เฟสของการสูญเสียย้อนกลับที่ 5.8 GHz

จากผลการจำลองแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดคล้ายดอกเห็ด แสดงดังรูปที่ 4.7 พบว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าง่ายๆดังกล่าวมีแบนด์วิดท์ที่แคบเพียง 0.34 GHz เท่านั้น ถ้านำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้มาใช้ร่วมกับสายอากาศไดโพลจะทำให้แบนด์วิดท์โดยรวมลดลง (J. D. Joannopoulos, R. D. Meade, and J. N. Winn, 1995) เนื่องจากต้องพิจารณาความสูงของสายอากาศร่วมด้วย ดังนั้นแบนด์วิดท์จึงไม่รองรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศ เราจึงได้ทำการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ขึ้นเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว

4.3 การศึกษาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

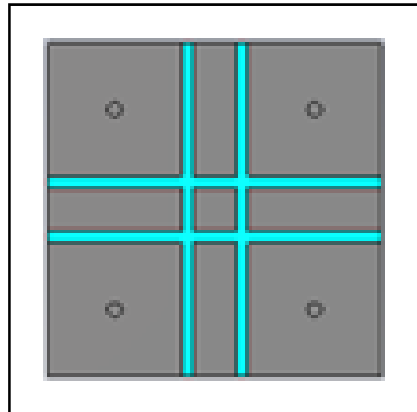
การออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดคล้ายดอกเห็ดจากหัวข้อที่ 4.2 พบว่ามีแบนด์วิดท์ที่แคบจึงไม่สามารถรองรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศได้ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาและออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ขึ้น เพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว จากวัตถุประสงค์ของการออกแบบในบทที่ 1 และพิจารณาสมการของแบนด์วิดท์ในบทที่ 3 จากสมการที่ 3.32 และ 3.33 พบว่า การเพิ่มแบนด์วิดท์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถทำได้ 2 วิธี คือ การเพิ่มค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และการเพิ่มความหนาของวัสดุ

ฐานรอง (substrate) แต่ในวิทยานิพนธ์นี้ไม่สามารถปฏิบัติตามทั้งสองวิธีนี้ได้ เนื่องจากเราได้เลือกใช้แผ่น FR4 ซึ่งมีราคาถูก และหาซื้อได้ง่าย หากต้องการเพิ่มความหนาของวัสดุฐานรองก็สามารถทำได้แต่ไม่มากนัก จะเพิ่มค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ก็ไม่สามารถเพิ่มได้ เราจึงได้ทำการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ขึ้น โดยพิจารณาสมการ 3.33 ด้วยวิธีการลดค่าตัวเก็บประจุ (C) หรือเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำ (L)

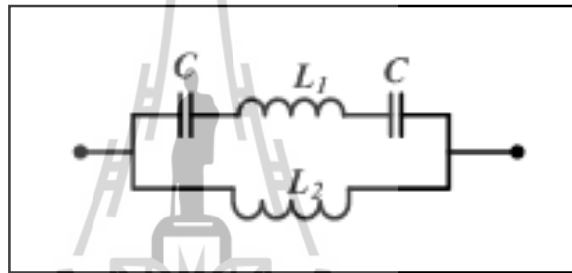
4.3.1 เมื่อทำการเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กใส่ลงระหว่างแพทช์

จากรูปที่ 4.8 แสดงการจำลองแบบ โดยการเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก ใส่ลงระหว่างแพทช์ พบว่าวงจรสมมูลสามารถแสดงดังรูปที่ 4.8 (ข) ซึ่งการเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กนี้ คือ การเพิ่มตัวเหนี่ยวนำ (L_1) และจะเพิ่มจำนวนช่องว่างระหว่างแพทช์ให้มากขึ้น ซึ่งทำให้เกิดตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้นเป็นสองตัวต่ออนุกรมกัน (C) ที่ระหว่างแพทช์ ส่วนเส้นลวดที่เชื่อมระหว่างแพทช์กับกราวด์ ทำให้เกิดตัวเหนี่ยวนำ (L_2) ดังนั้นจากสมการที่ 3.33 เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าลดลงเนื่องจากแผ่นตัวนำขนาดเล็กที่เพิ่มเข้าไป ทำให้เกิดกรณีของตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำมาอนุกรมกัน ส่งผลให้แบนด์วิดท์มีค่าเพิ่มขึ้น

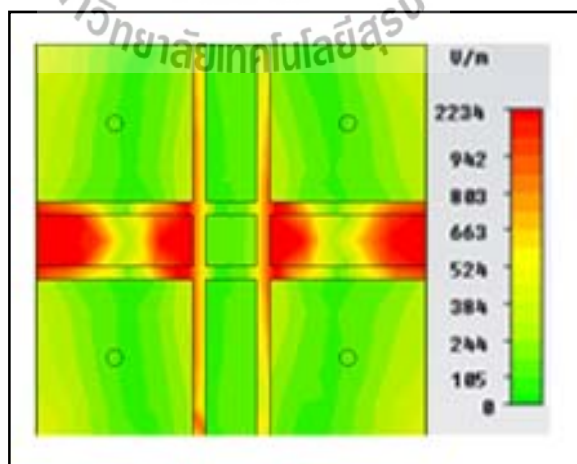
รูปที่ 4.8 (ค) และ (ง) แสดงสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งพบว่าสนามแม่เหล็กมีการหมุนวนรอบแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กที่ได้ใส่เพิ่มเข้าไป เนื่องมาจากแผ่นตัวนำขนาดเล็กนี้มีขนาดใหญ่กว่าเส้นลวดที่เชื่อมระหว่างระนาบกราวด์กับแพทช์ ทำให้มีความต้านทานต่ำกว่า ส่งผลให้สนามแม่เหล็กเกิดการหมุนวนบริเวณนี้แทนผลคือ ลักษณะการเปลี่ยนแปลงไป รูปที่ 4.8 (จ) และ (ฉ) แสดงความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก ตามลำดับ ซึ่งความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก มีความเข้มของพลังงานไม่เท่ากันในแต่ละจุดบนผนังของควิดี้ จึงมีผลทำให้ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับมีเส้นกราฟที่ไม่ราบเรียบ แสดงดังรูปที่ 4.8 (ซ) ซึ่งพบว่าช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมตั้งแต่ 6.368 GHz ถึง 6.902 GHz ซึ่งความถี่ดังกล่าวไม่อยู่ในช่วงความถี่ปฏิบัติการ หากต้องการปรับพารามิเตอร์ให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้ทำงานที่ 5.8 GHz จะทำให้ขนาดของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้ามีขนาดที่ใหญ่ จึงจำเป็นต้องปรับปรุงลักษณะของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแทน



(ก) แบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

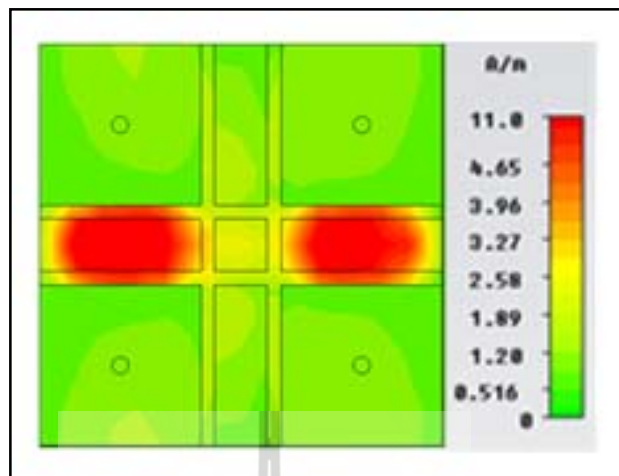


(ข) รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำ และค่าความจุ

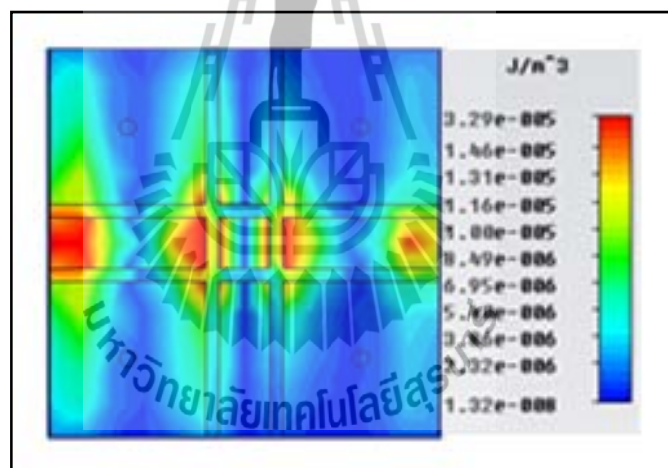


(ค) สนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.8 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก

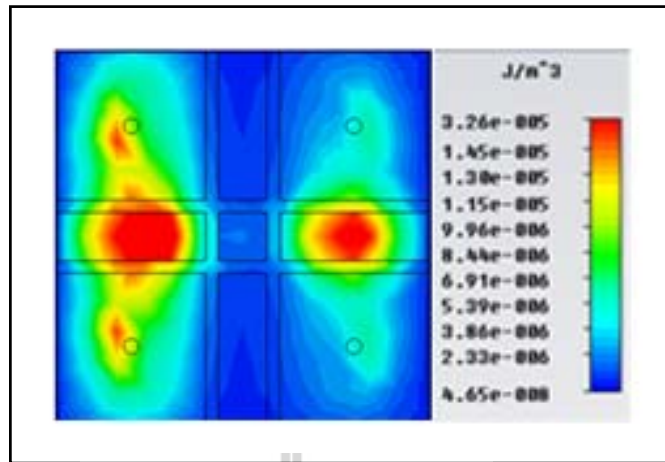


(ง) สนามแม่เหล็ก

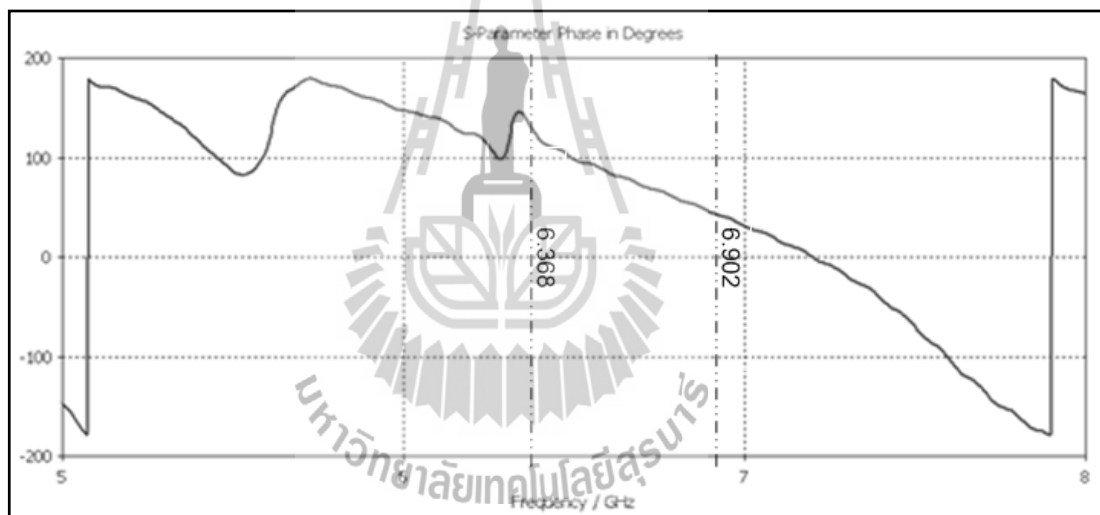


(จ) ความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า

รูปที่ 4.8 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก
(ต่อ)



(จ) ความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก



(ข) เฟสการสูญเสียย้อนกลับที่ 5.8 GHz

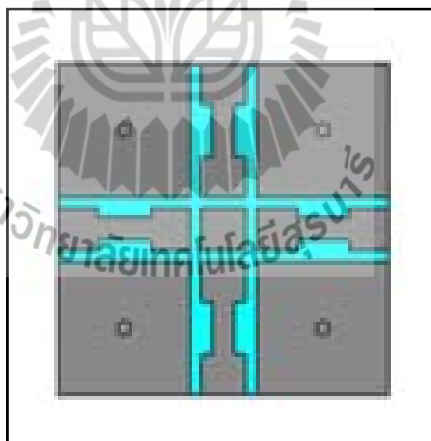
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเพิ่มแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก (ต่อ)

4.3.2 เมื่อทำการปรับเปลี่ยนแผ่นตัวนำสี่เหลี่ยมขนาดเล็กเป็นรูปตัวโอ (I)

จากหัวข้อที่ 4.3.1 พบว่าแผ่นตัวนำขนาดเล็กทำให้เกิดสนามแม่เหล็กวนรอบเพื่อลดปัญหาดังกล่าว จึงทำการปรับเปลี่ยนรูปร่างแผ่นตัวนำขนาดเล็กให้เป็นรูปตัวโอ (I) ในระหว่างแพทช์ ทำให้เกิดความต้านทานเพิ่มมากขึ้น เมื่อพิจารณาแผ่นตัวนำขนาดเล็กรูปตัวโอกับเส้นลวดที่เชื่อมระหว่างระนาบกราวด์กับแพทช์พบว่ามิขนาดใกล้เคียงกัน กระแสจึงเลือก

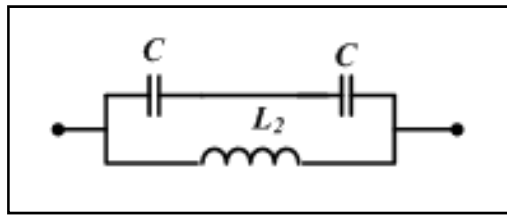
ไหลผ่านเส้นลวด ส่งผลให้ค่าความเหนี่ยวนำ (L_1) มีค่าเป็นศูนย์ รูปที่ 4.9 (ข) แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำและค่าความจุ ซึ่งส่งผลต่อแบนด์วิดท์ จากสมการที่ 3.33 เมื่อค่าความจุอนุกรมกันทำให้ค่าความจุมรวมมีค่าน้อยลงจึงส่งผลให้แบนด์วิดท์มีค่าเพิ่มขึ้น

รูปที่ 4.9 (ค) และ (ง) แสดงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ พบว่า เมื่อเปลี่ยนแผ่นตัวนำขนาดเล็กเป็นรูปตัวไอ ส่งผลให้ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำมีขนาดไม่สม่ำเสมอ ดังนั้นสนามไฟฟ้าในบางบริเวณบนผนังของควิตีจึงมีค่าสูง แต่ในบางบริเวณจะมีค่าต่ำ จึงส่งผลให้สนามแม่เหล็กมีค่าไม่สม่ำเสมอตามไปด้วย ด้วยเหตุนี้เองทำให้ให้ลักษณะควิตีมีการเปลี่ยนแปลงไป กล่าวคือ เมื่อสนามแม่เหล็กมีค่าไม่สม่ำเสมอบนผนังของควิตี จึงไม่สามารถกักเก็บพลังงานได้ รูปที่ 4.9 (จ) และ (ฉ) แสดงความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก ซึ่งมีค่าที่ไม่สม่ำเสมอบนผนังของควิตีเป็นผลให้เส้นกราฟของแบนด์วิดท์ไม่ราบเรียบ และมีค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ แสดงดังรูปที่ 4.9 (ซ) จะเห็นว่า มีค่าเฟสของการสูญเสียของแบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเพิ่มตัวไอ (I) มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.51 GHz ถึง 5.80 GHz ซึ่งอยู่ในช่วงความถี่ปฏิบัติการ

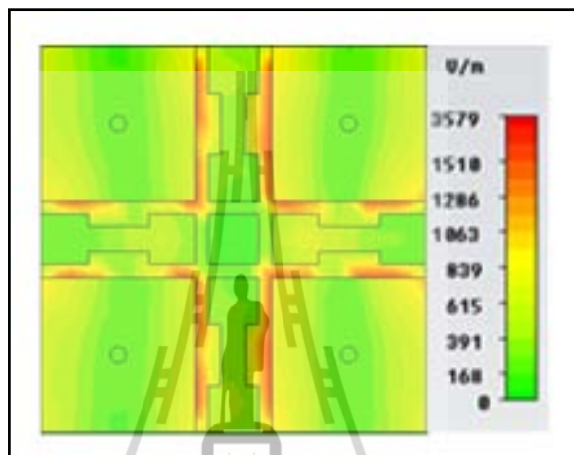


(ก) แบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

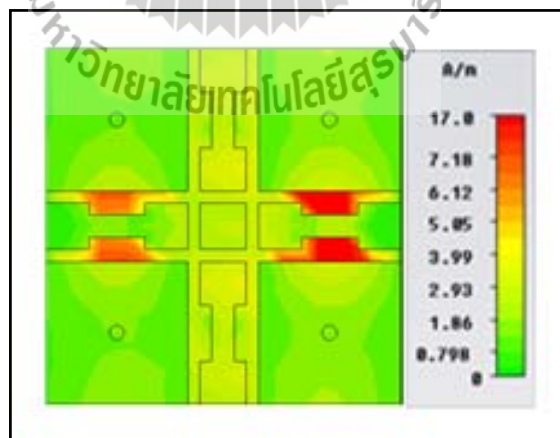
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเปลี่ยนแผ่นตัวนำขนาดเล็กเป็นรูปตัวไอ



(ข) รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำ และค่าความจุ

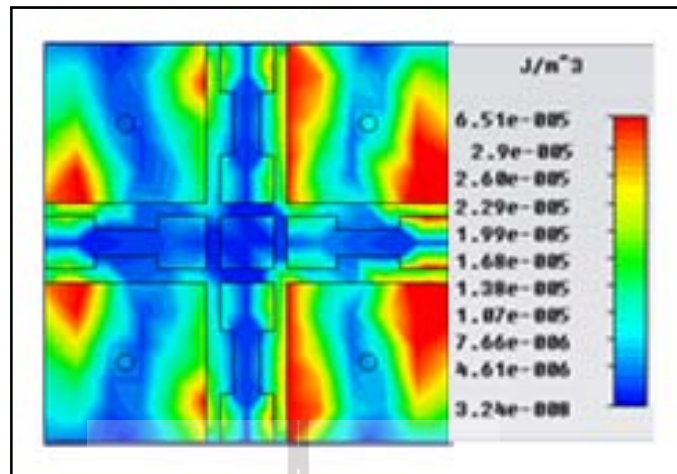


(ค) สนามไฟฟ้า

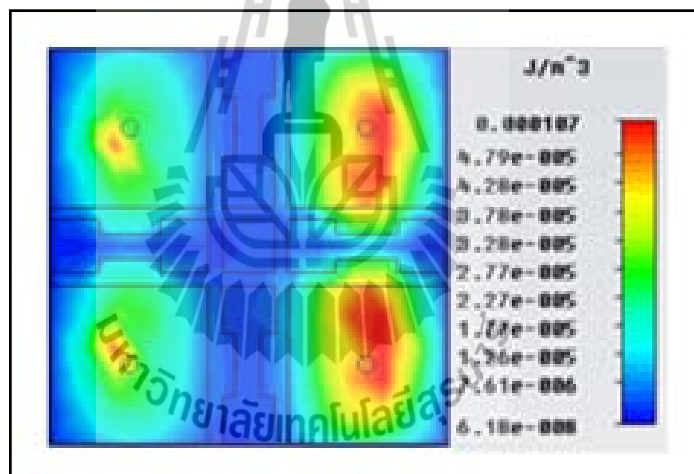


(ง) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเปลี่ยนแผ่นตัวนำขนาดเล็ก
เป็นรูปตัวไอ (ต่อ)

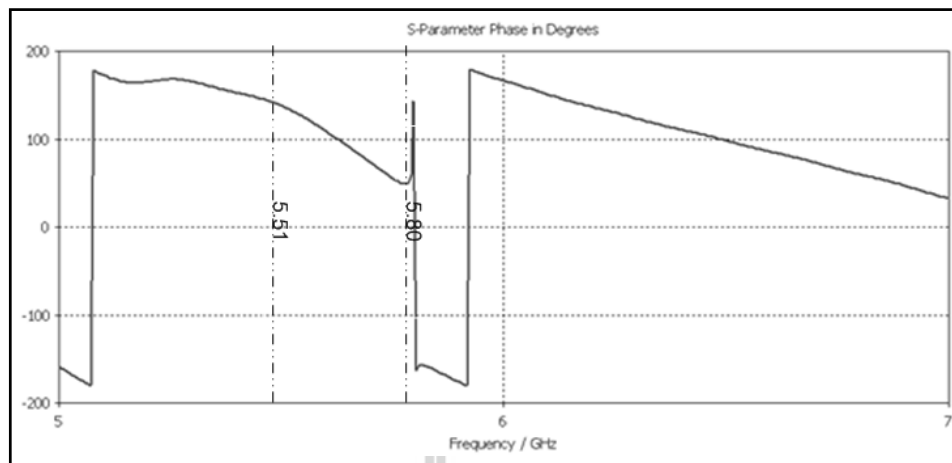


(จ) ความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า



(ข) ความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก

รูปที่ 4.9 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเปลี่ยนแผ่นตัวนำขนาดเล็ก
เป็นรูปตัวไอ (ต่อ)

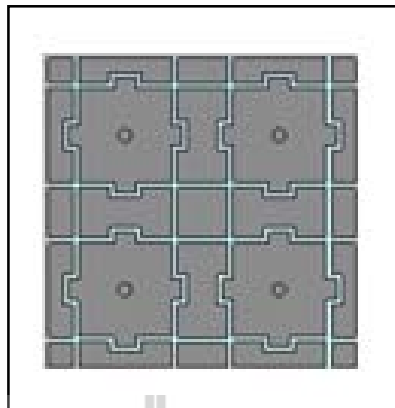


(ข) เฟสการสูญเสียย้อนกลับที่ 5.8 GHz

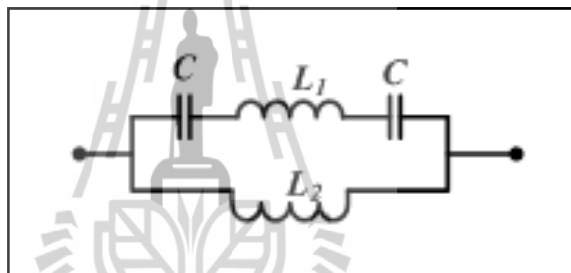
รูปที่ 4.9 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบเปลี่ยนแผ่นตัวนำขนาดเล็กเป็นรูปตัวไอ (ต่อ)

4.3.3 เมื่อปรับช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำให้มีขนาดสม่ำเสมอ

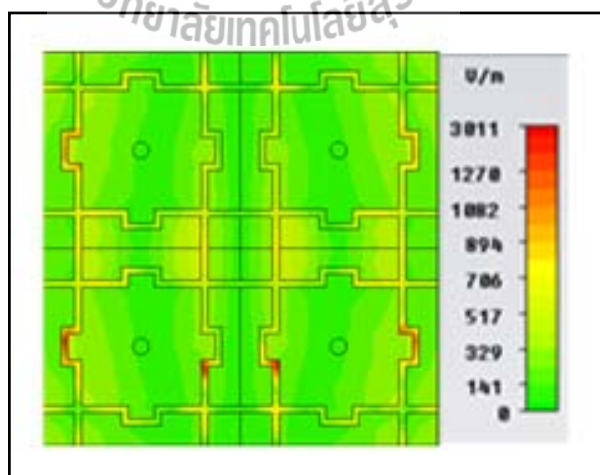
จากหัวข้อที่ 4.3.2 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีค่าไม่สม่ำเสมอ อันเนื่องมาจากช่องว่างที่ไม่สม่ำเสมอ ดังนั้นจึงทำการปรับเปลี่ยนรูปร่างของแพทช์จากรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสมาเป็นดังรูปที่ 4.10 (ก) และวงจรสมมูลสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 (ข) ส่งผลให้ค่าประจุมมีค่าลดลง เนื่องจากแผ่นตัวนำรูปตัวไอเพิ่มเข้าไป และแพทช์ที่มีการเปลี่ยนรูปร่าง ซึ่งเป็นผลให้แบนด์วิดท์มีค่าเพิ่มขึ้น สนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 4.10 (ค) และ (ง) ตามลำดับ พบว่าสนามแม่เหล็กมีการหมุนวนรอบแผ่นตัวนำขนาดเล็กรูปตัวไอ ถ้าแผ่นตัวนำขนาดเล็กนี้มีขนาดใหญ่กว่าเส้นลวดที่เชื่อมระหว่างระนาบกรวดกับแพทช์ จึงทำให้มีความต้านทานที่ต่ำกว่าสนามแม่เหล็กจึงเกิดการหมุนวนบริเวณนี้มากกว่าบริเวณเส้นลวด ผลคือ พลังของควิวดี้ด้านซ้ายและขวามีความเข้มสนามแม่เหล็กสูงกว่าด้านบนและด้านล่าง รูปที่ 4.10 (จ) และ (ฉ) แสดงความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก ตามลำดับ พบว่าความเข้มของความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก มีค่าไม่เท่ากันในแต่ละจุดบนผนังของควิวดี้ แต่มีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อย จึงส่งผลให้กราฟของค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับมีลักษณะไม่ราบเรียบเล็กน้อย ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับ แสดงดังรูปที่ 4.10 (ข) พบว่าค่าเฟสของการสูญเสียของแบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบนี้ มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมตั้งแต่ 5.54 GHz ถึง 6.02 GHz



(ก) แบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

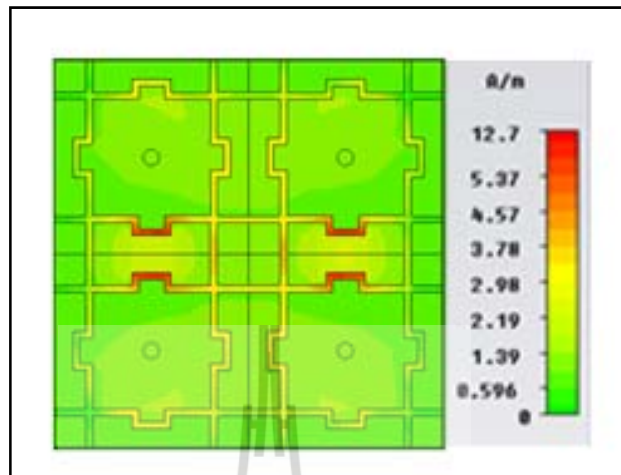


(ข) รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำและค่าความจุ

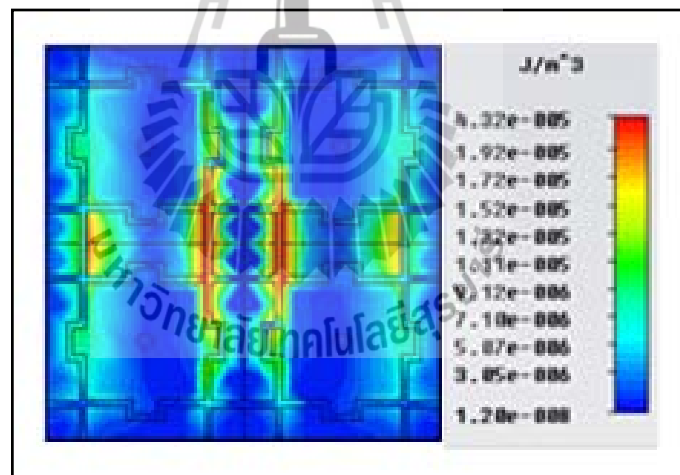


(ค) สนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.10 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบมีช่องว่างสม่ำเสมอ

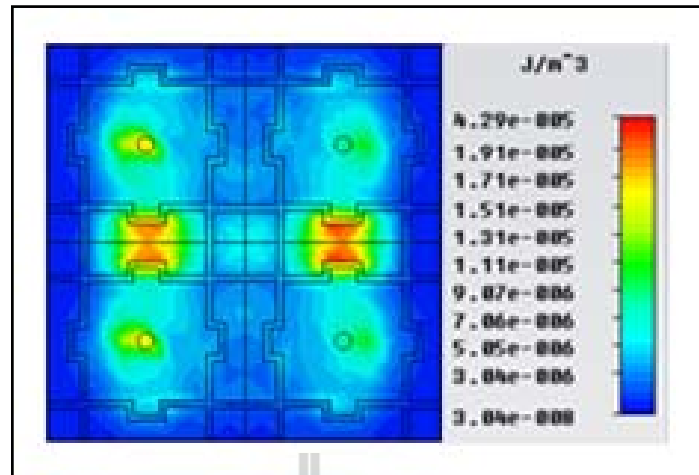


(ง) สนามแม่เหล็ก

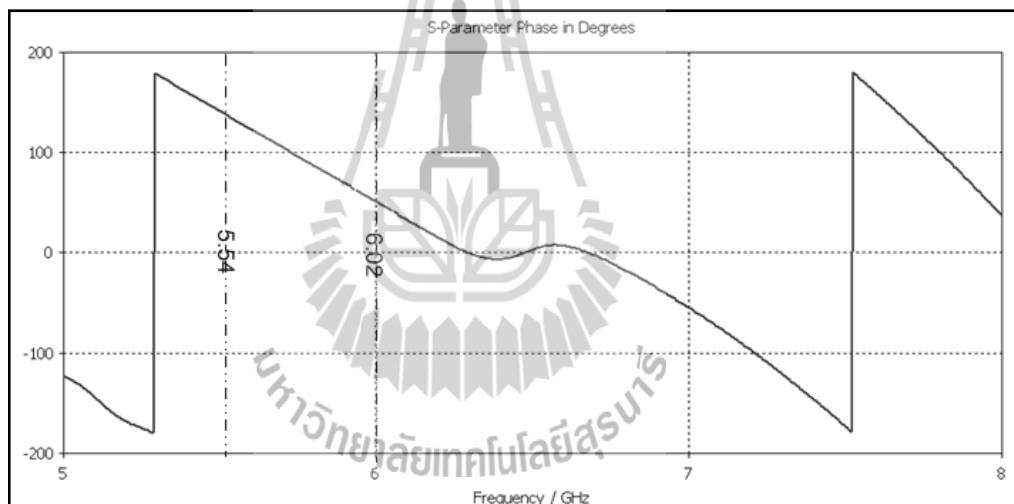


(จ) ความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า

รูปที่ 4.10 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบมีช่องว่างสม่ำเสมอ (ต่อ)



(ฉ) ความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก



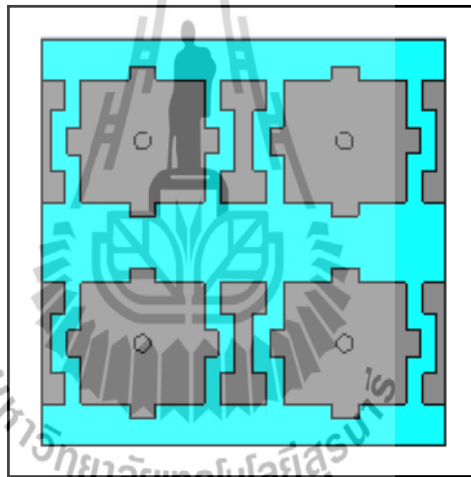
(ข) เฟสการสูญเสียย้อนกลับที่ 5.8 GHz

รูปที่ 4.10 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบมีช่องว่างสมมาตร (ต่อ)

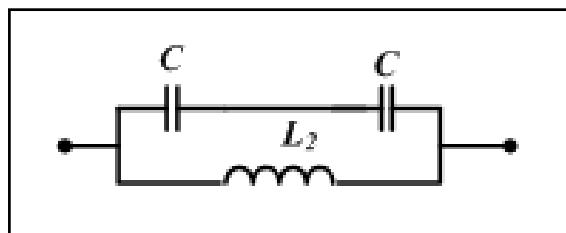
4.3.4 เมื่อลดจำนวนแผ่นตัวนำขนาดเล็กในแนวนอน

จากหัวข้อที่ 4.3.3 พบว่าผนังแม่เหล็กของควิตีมีลักษณะไม่สมมาตร เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำ (L) จึงได้ทำการลดแผ่นตัวนำขนาดเล็ก ระหว่างแพทช์ในแนวนอน เพื่อลดตัวเหนี่ยวนำ (L) และเปลี่ยนแปลงลักษณะควิตีให้ทำงานได้อย่างปกติ แสดงดังรูปที่ 4.11 (ก) และวงจรสมมูลแสดงดังรูปที่ 4.11 (ข) เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าลดลง เนื่องจากแผ่นตัวนำขนาดเล็กรูปตัวไอทำให้เกิดกรณีของตัวเก็บประจุที่มานุกรมกัน และขนานกับตัวเหนี่ยวนำ ส่งผลให้แบนด์วิดท์มีค่า

เพิ่มขึ้น รูปที่ 4.11 (ค) และ (ง) แสดงสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ ซึ่งพบว่า เมื่อมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายภายนอกมากระตุ้น ส่งผลให้เกิดเป็นสนามแม่เหล็กวนรอบเส้นลวด และจะเกิดสนามไฟฟ้าระหว่างแพทช์ ผลคือ ลักษณะควาวิตี้ที่มีความสมบูรณ์ จึงทำให้ผนังควาวิตี้มีพลังงานที่สม่ำเสมอในทุกด้าน รูปที่ 4.11 (จ) และ (ฉ) แสดงความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก ตามลำดับ พบว่าความเข้มของความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า และความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก มีค่าสม่ำเสมอในทุก ๆ จุดบนผนังของควาวิตี้ ค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.11 (ซ) พบว่าค่าเฟสของการสูญเสียย้อนกลับของแบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่นี้ มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมตั้งแต่ 5.558 GHz ถึง 6.134 GHz ซึ่งเป็นแบนด์วิดท์ที่มีความกว้างเพียงพอ จึงได้ทำการเลือกการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่นี้เป็นแบบจำลองต้นแบบ

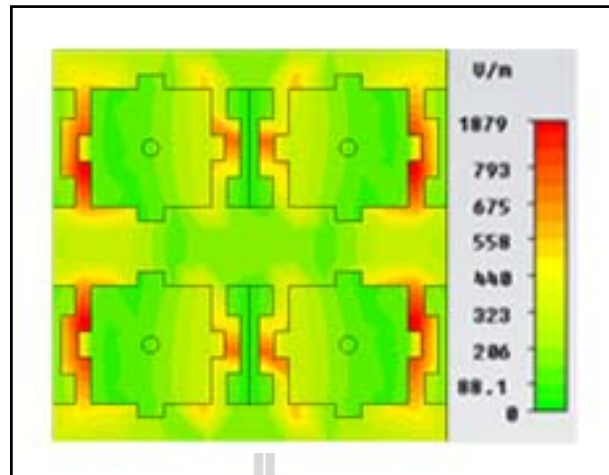


(ค) แบบจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

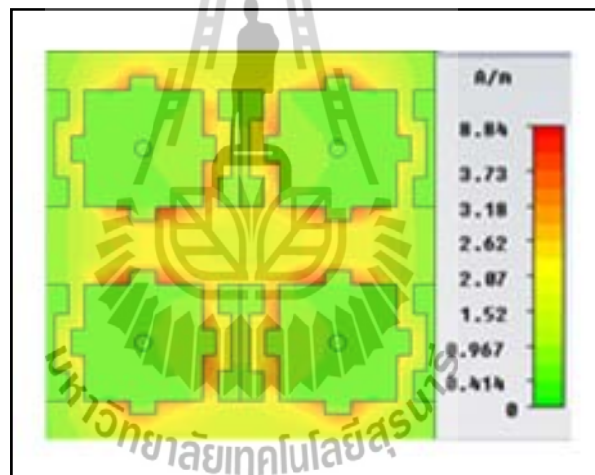


(ซ) รูปแบบของค่าเหนี่ยวนำ และค่าความจุ

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบลดตัวไอในแนวนอน

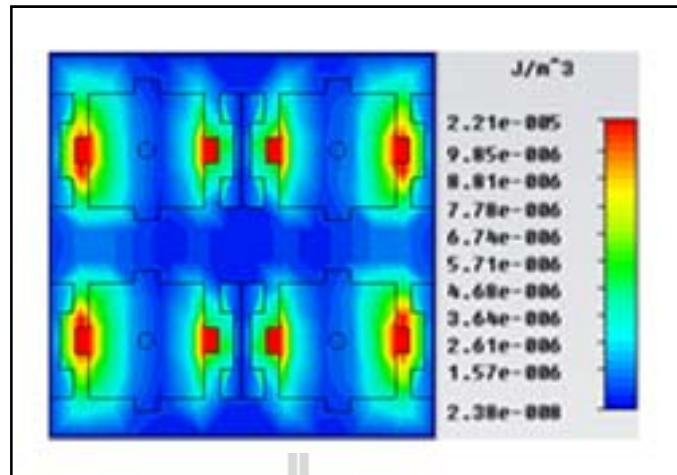


(ค) สนามไฟฟ้า

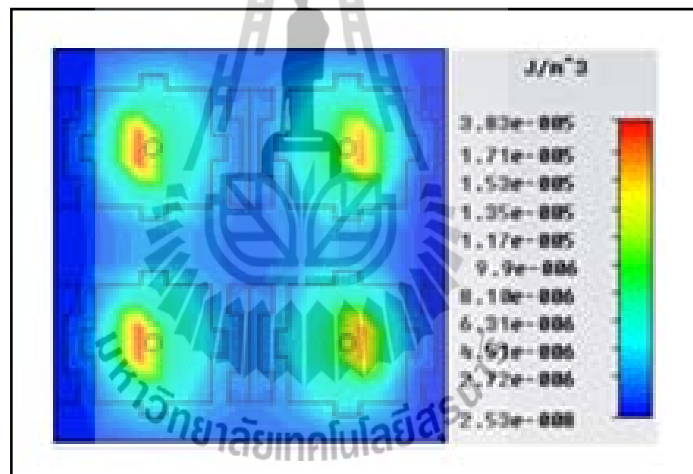


(ง) สนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบลดตัวไอในแนวนอน (ต่อ)

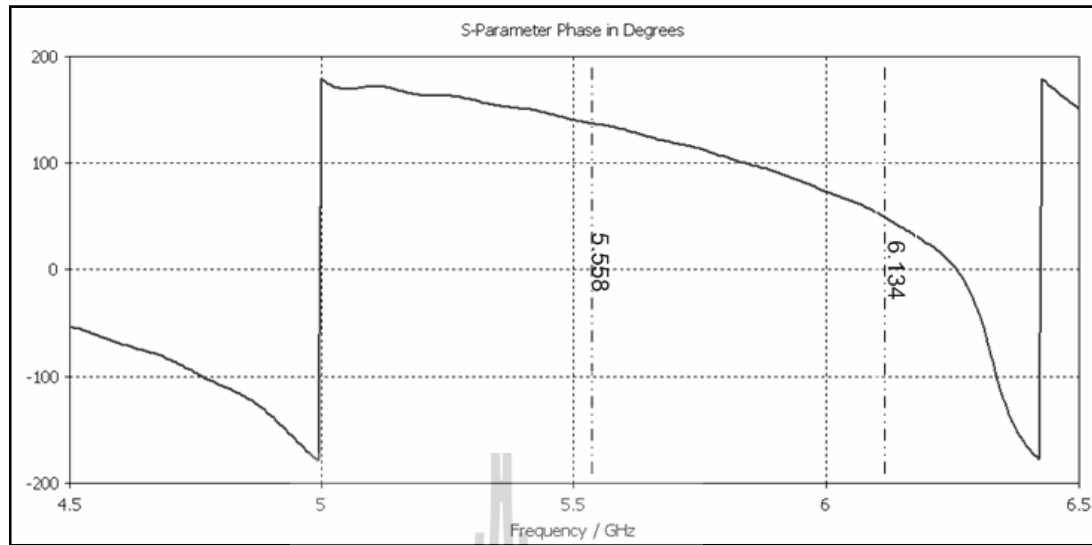


(จ) ความหนาแน่นพลังงานไฟฟ้า



(ฉ) ความหนาแน่นพลังงานแม่เหล็ก

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบลดตัวไอในแนวนอน (ต่อ)



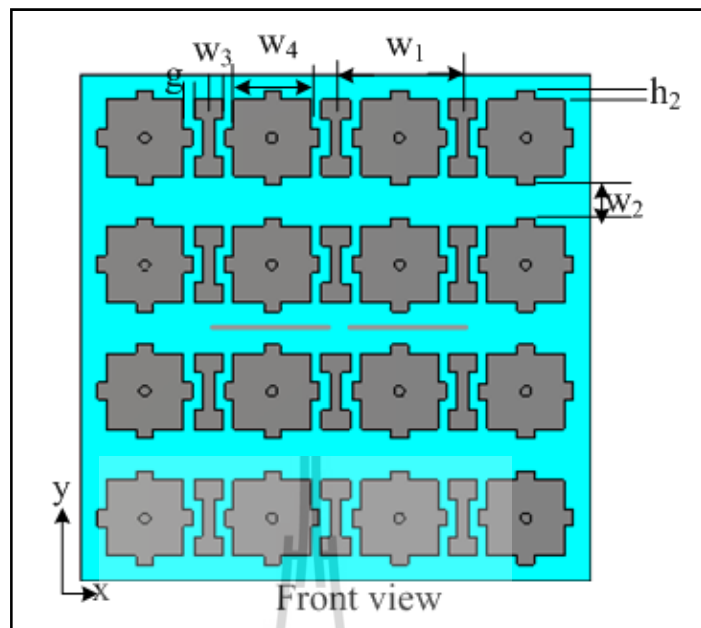
(ข) เฟสการสูญเสียย้อนกลับที่ 5.8 GHz

รูปที่ 4.11 ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบลวดตัวไอในแนวนอน (ต่อ)

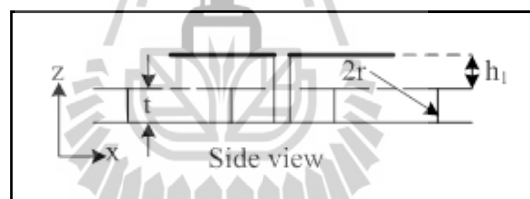
จากการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ที่น่าสนใจมีแบนด์วิดท์ครอบคลุมตามมาตรฐาน IEEE 802.11 a/n และแบนด์วิดท์มีความกว้างมากพอที่จะรองรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศได้ โดยช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบนี้จะถูกนำไปใช้งานร่วมกับสายอากาศไดโพลต่อไป

4.4 สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

เมื่อเราได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ที่เป็นไปตามวัตถุประสงค์ของการออกแบบ แสดงดังรูปที่ 4.12 เราจึงได้ทำการพิจารณาขนาดและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่



(ก) ด้านหน้า



(ข) ด้านข้าง

รูปที่ 4.12 โครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดใหม่

W_1	คือ	หนึ่งหน่วยความกว้าง (width of unit cell)
W_2	คือ	ระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำในแนวตั้ง
W_3	คือ	ความกว้างของแผ่นตัวนำเล็ก (small patch width)
W_4	คือ	ความกว้างของแผ่นตัวนำใหญ่ (big patch width)
g	คือ	ช่องว่างระหว่างแผ่นตัวนำ (gap width)
t	คือ	ความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate thickness)

พารามิเตอร์ของโครงสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดใหม่ (ต่อ)

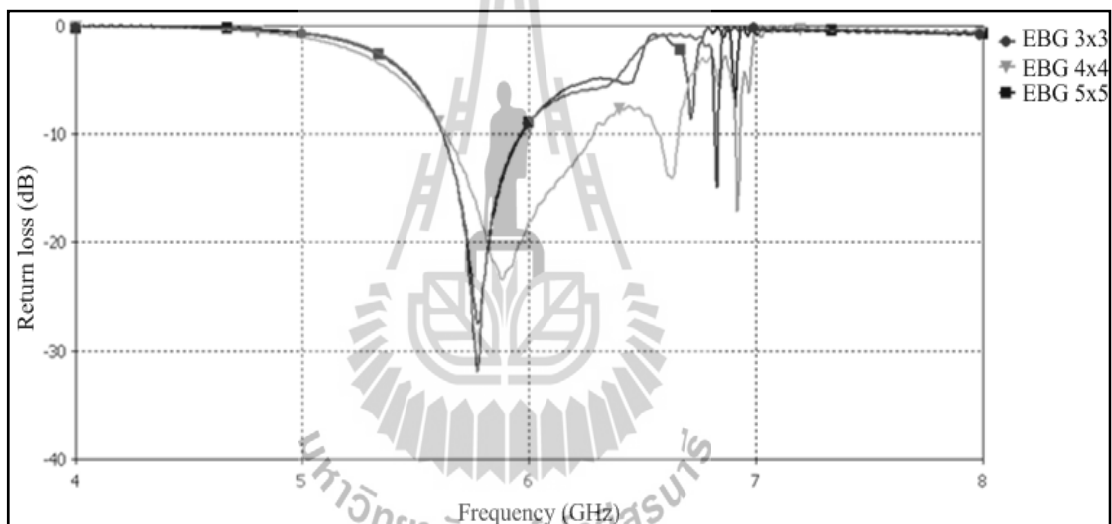
ϵ_r คือ ค่าคงที่สภาพยอมของไดอิเล็กตริก(dielectric constant)

r คือ รัศมีของเส้นลวด (vias)

h_2 คือ ความสูงของส่วนประกอบแผ่นตัวนำ (high of sub-patch)

4.4.1 ขนาดของแถวลำดับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

เมื่อเราเลือกช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ตามที่เราร้องการแล้ว เราได้นำช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่มาทำเรียงแถวลำดับกันเพื่อหาขนาดที่เหมาะสมที่สุดที่ความถี่ 5.8 GHz แสดงดังรูปที่ 4.13



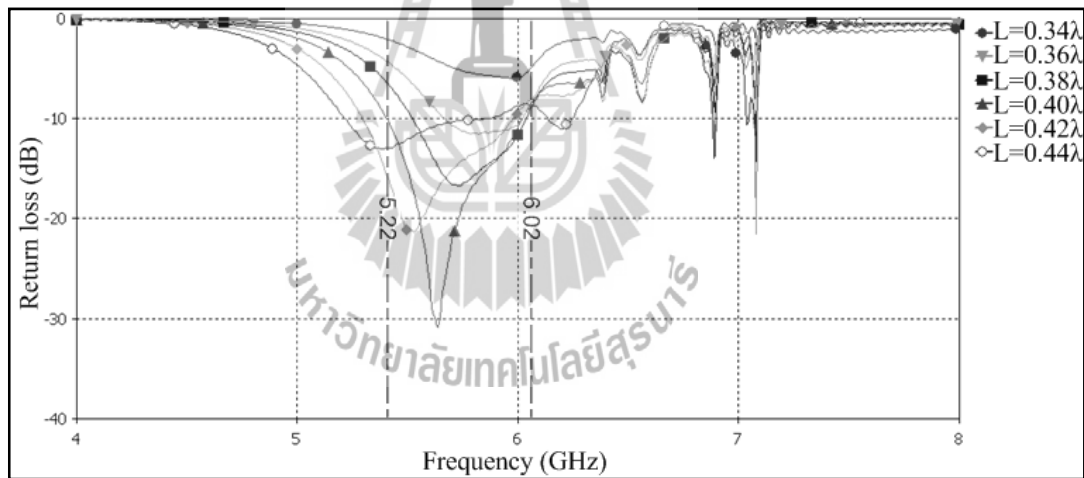
รูปที่ 4.13 การสูญเสียย้อนกลับของการเปรียบเทียบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่

จากรูปที่ 4.13 เราได้ทำการเรียงแถวลำดับแบบ 3x3 อิลิเมนต์ 4x4 อิลิเมนต์ และ 5x5 อิลิเมนต์ พบว่าการเรียงแถวลำดับแบบ 4x4 อิลิเมนต์ ให้ค่าการสูญเสียย้อนกลับดีและกว้างที่สุด เราจึงเลือกช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ที่ทำการเรียงแถวลำดับแบบ 4x4 อิลิเมนต์มาใช้ในการจำลองผลต้นแบบ จากนั้นได้ทำการพิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ส่งผลกระทบต่อช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ที่ทำการเรียงแถวลำดับแบบ 4x4 อิลิเมนต์ โดยจะทำการพิจารณาพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ L h_1 W_3 W_4 และ h_2 ตามลำดับ

4.4.2 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_r และ L

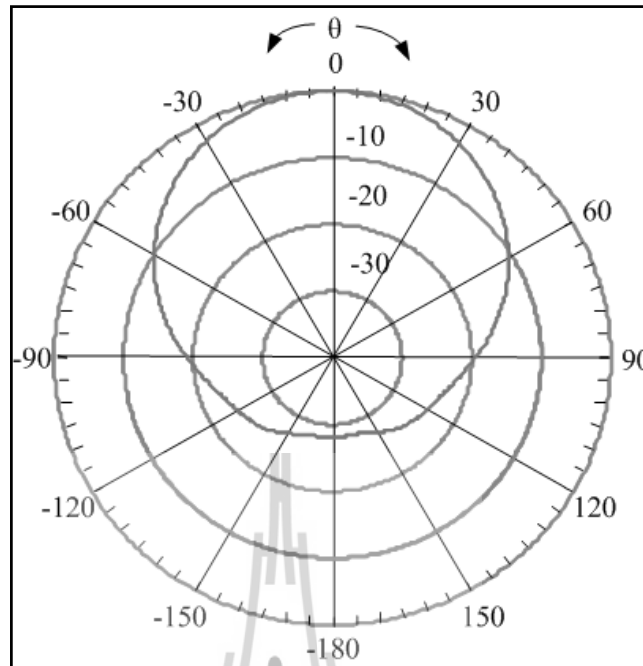
เราพิจารณาพารามิเตอร์ที่เป็นความยาวของสายอากาศไดโพล (L) ไปพร้อม ๆ กับ พารามิเตอร์ความสูงของสายอากาศถึงช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า (h_r) โดยแบ่งการพิจารณา ออกเป็น 3 ส่วน คือ h_r มีค่าเป็น 0.01λ , 0.02λ และ 0.03λ ตามลำดับ เมื่อ L มีค่าตั้งแต่ 0.34λ ถึง 0.44λ

รูปที่ 4.14 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กำลังงาน ของสายอากาศ เมื่อ h_r ให้มีค่าที่ 0.01λ และให้ L มีค่าตั้งแต่ 0.34λ ถึง 0.44λ จากรูปที่ 4.14 (ก) พบว่า สายอากาศทำงานได้ดีในช่วงความถี่ 5.22 GHz - 6.02 GHz เมื่อ L เท่ากับ 0.40λ มีแบนด์วิดท์ ครอบคลุม 850 MHz รูปที่ 4.14 (ข) และ (ค) แสดงระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ พบว่าสายอากาศมีอัตราขยายเท่ากับ 9.01 dBi จากรูปที่ 4.15 (ก) และ (ข) แสดงสนาม ระยะใกล้ของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กซึ่งมีระดับพลังงานที่ 5,504 V/m และ 23.7 A/m ตามลำดับ

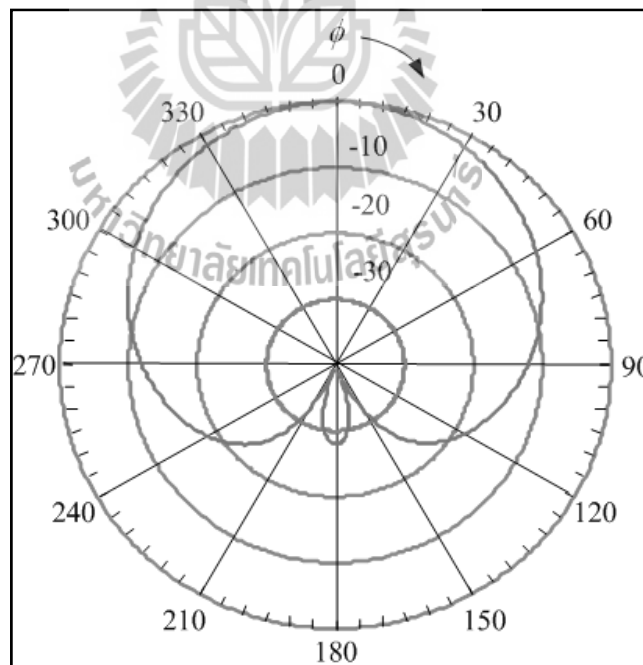


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.14 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_r ที่ 0.01λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ

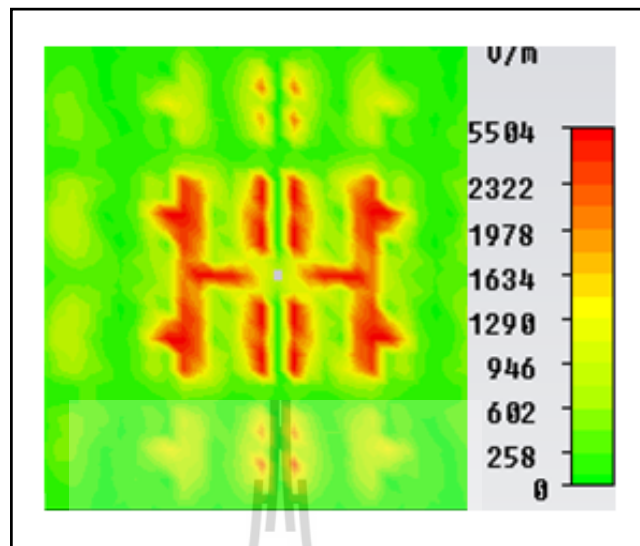


(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

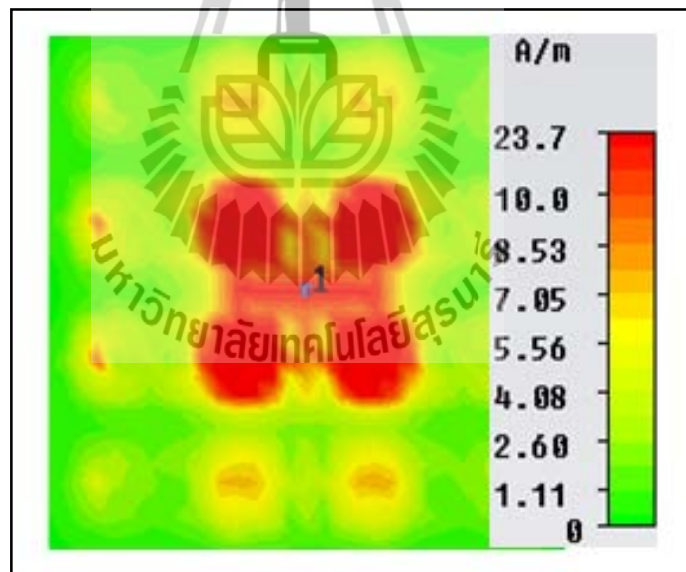


(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.14 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_r ที่ 0.01λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ (ต่อ)



(ก) สนามไฟฟ้าในระยะใกล้

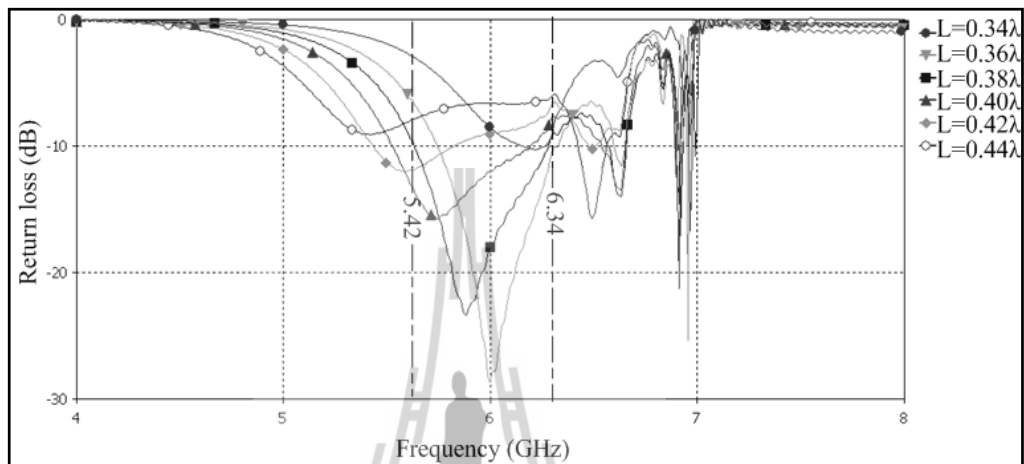


(ข) สนามแม่เหล็กในระยะใกล้

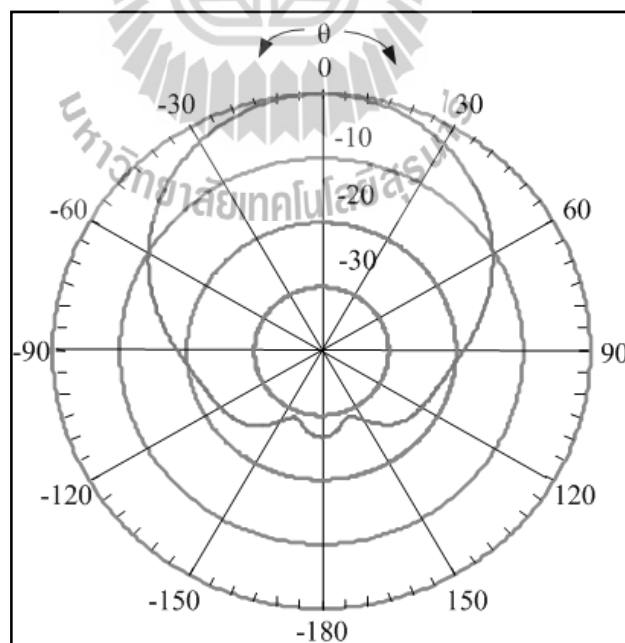
รูปที่ 4.15 การพิจารณาพารามิเตอร์ h , ที่ 0.01λ และ L มีค่า 0.40λ

รูปที่ 4.16 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศ เมื่อ h , ให้มีค่าที่ 0.02λ และให้ L มีค่าตั้งแต่ 0.34λ ถึง 0.44λ จากรูปที่ 4.16 (ก) พบว่า

สายอากาศทำงานได้ดีในช่วงความถี่ 5.42 GHz - 6.34 GHz เมื่อ L เท่ากับ 0.38λ มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมสูงถึง 920 MHz และรูปที่ 4.16 (ข) และ (ค) แสดงระนาบสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กตามลำดับ สายอากาศมีอัตราขยายเท่ากับ 9.06 dB จากรูปที่ 4.17 (ก) และ (ข) แสดงสนามระยะใกล้ของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กซึ่งมีระดับพลังงานที่ 4,576 V/m และ 24.4 A/m ตามลำดับ

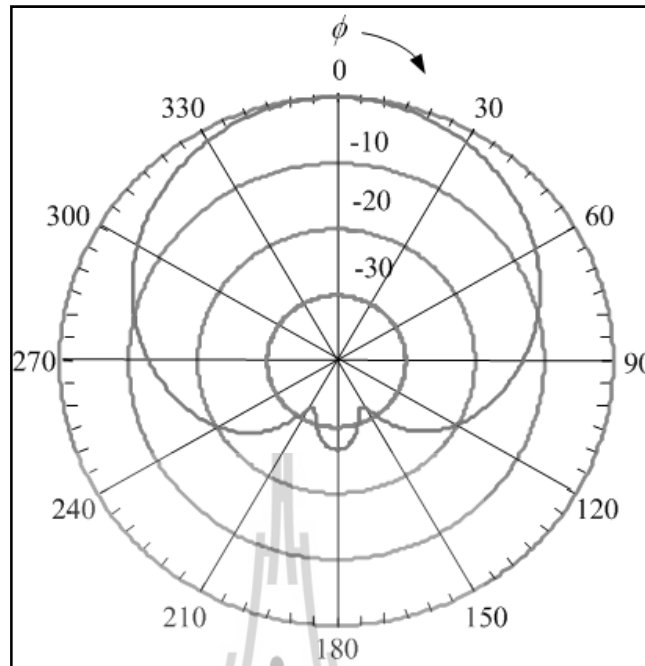


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ



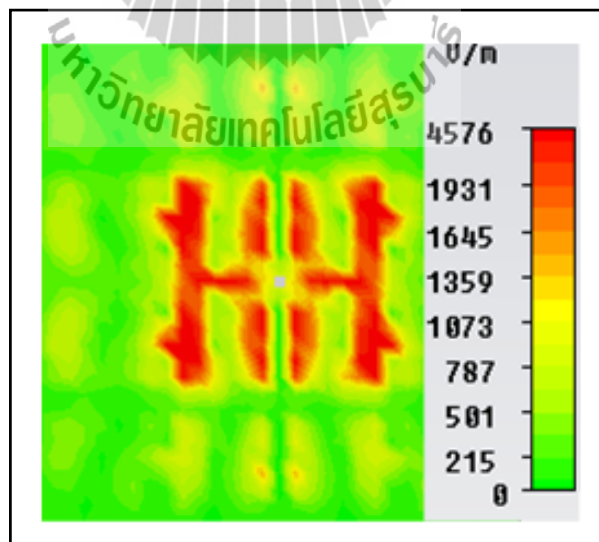
(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.16 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.02λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ



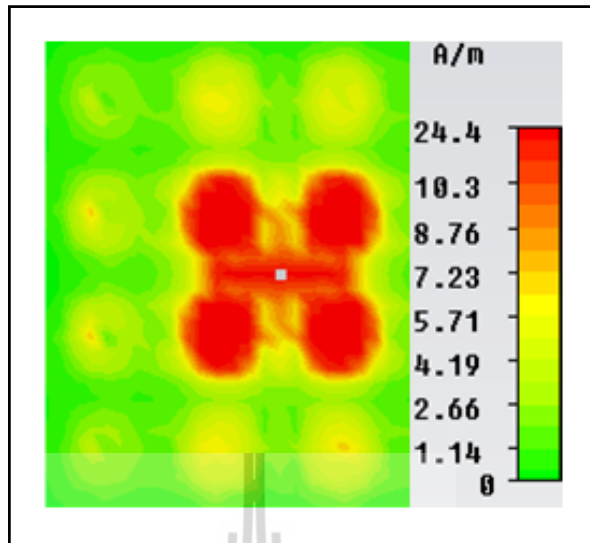
(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.16 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_r ที่ 0.02λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ (ต่อ)



(ก) สนามไฟฟ้าในระยะใกล้

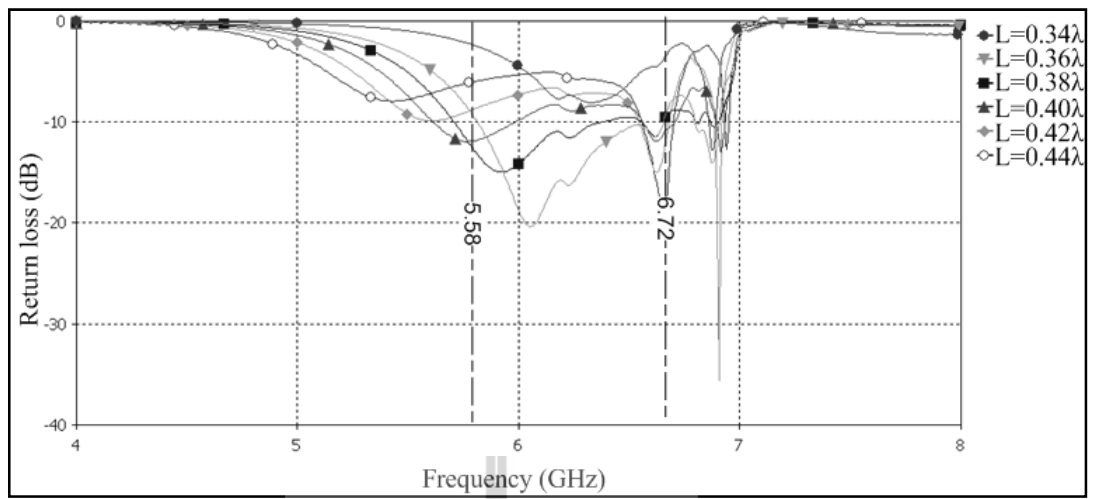
รูปที่ 4.17 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_r ที่ 0.02λ และ L มีค่า 0.38λ



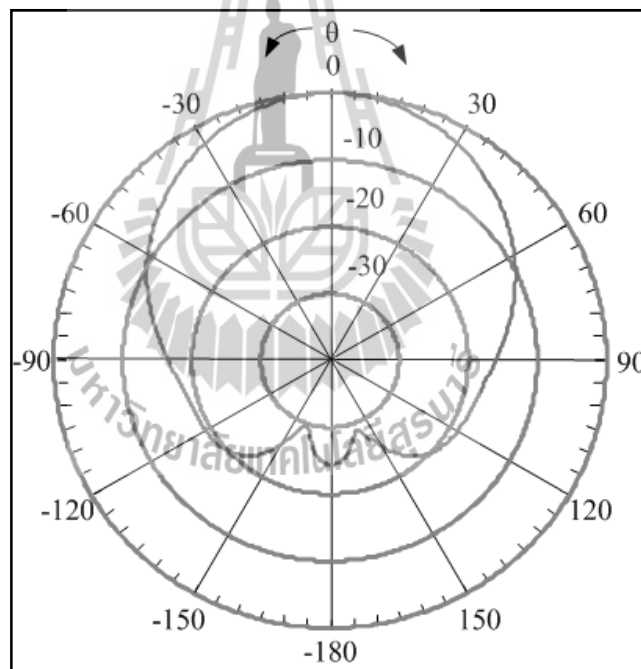
(จ) สนามแม่เหล็กกระยะใกล้

รูปที่ 4.17 การพิจารณาพารามิเตอร์ h , ที่ 0.02λ และ L มีค่า 0.38λ (ต่อ)

รูปที่ 4.18 แสดงค่าการสูญเสียย้อนกลับและแบบรูปการแผ่กำลังงานของสายอากาศเมื่อ h , ให้มีค่าที่ 0.03λ และให้ L มีค่าตั้งแต่ 0.34λ ถึง 0.44λ จากรูปที่ 4.18 (ก) พบว่าสายอากาศทำงานได้ดีในช่วงความถี่ $5.58 \text{ GHz} - 6.72 \text{ GHz}$ เมื่อ L เท่ากับ 0.36λ มีแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมสูงถึง $1,140 \text{ MHz}$ และรูปที่ 4.18 (ข) และ (ค) แสดงระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ สายอากาศมีอัตราขยายเท่ากับ 8.9 dBi และจากรูปที่ 4.19 (ก) และ (ข) แสดงสนามระยะใกล้ของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กซึ่งมีระดับพลังงานที่ $4,023 \text{ V/m}$ และ 25.9 A/m ตามลำดับ

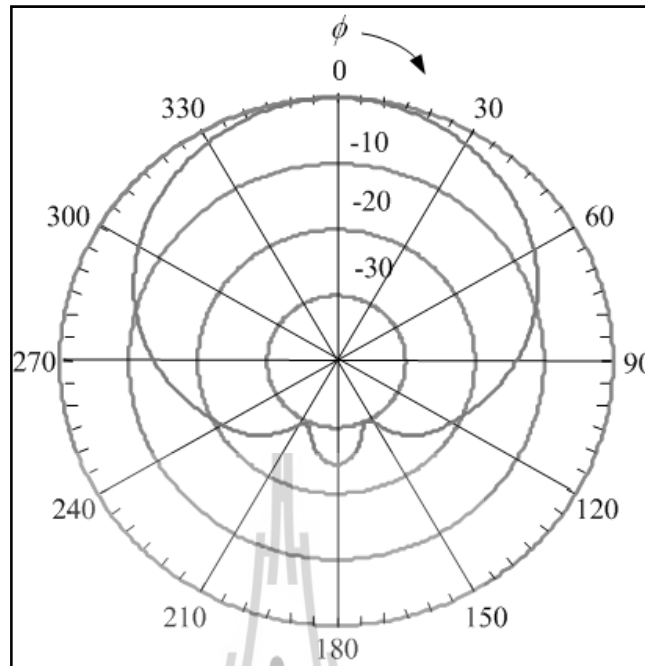


(ก) การสูญเสียย้อนกลับ



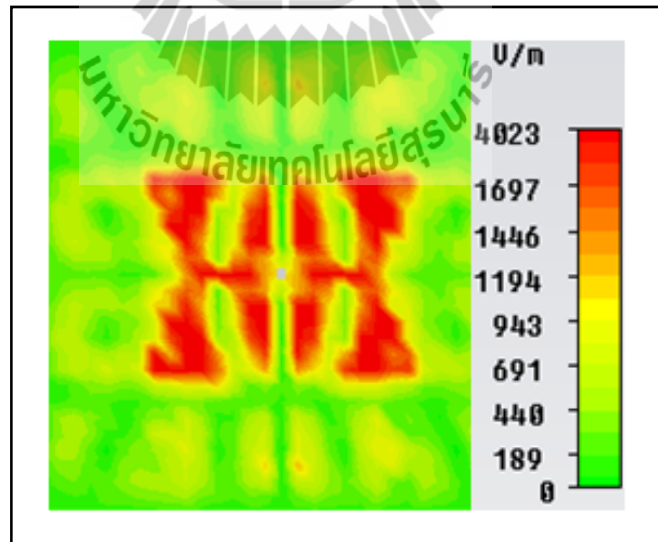
(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.18 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_1 ที่ 0.03λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ



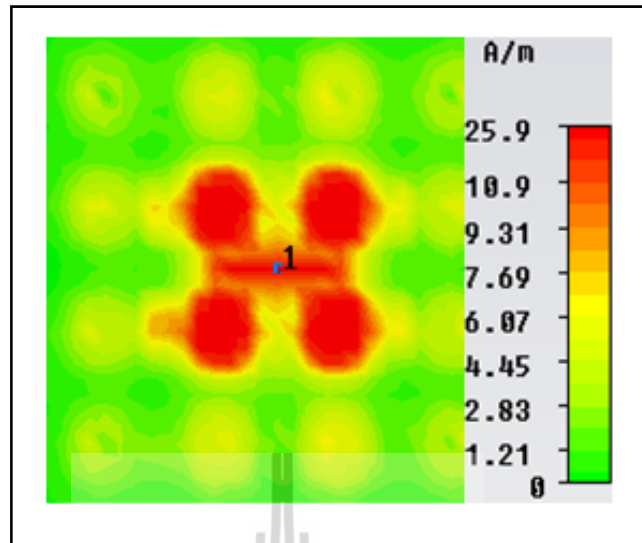
(ค) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.18 การพิจารณาพารามิเตอร์ h , ที่ 0.03λ และ L มีค่า 0.34λ ถึง 0.44λ (ต่อ)



(ก) สนามไฟฟ้าในระยะใกล้

รูปที่ 4.19 การพิจารณาพารามิเตอร์ h , ที่ 0.03λ และ L มีค่า 0.36λ



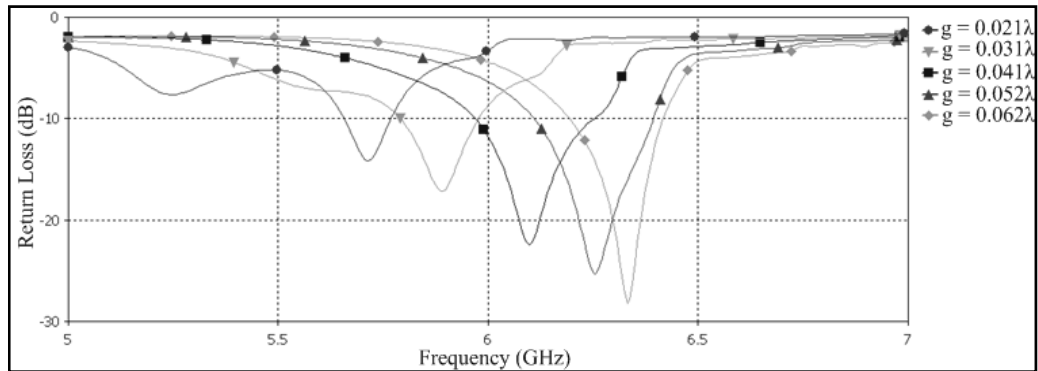
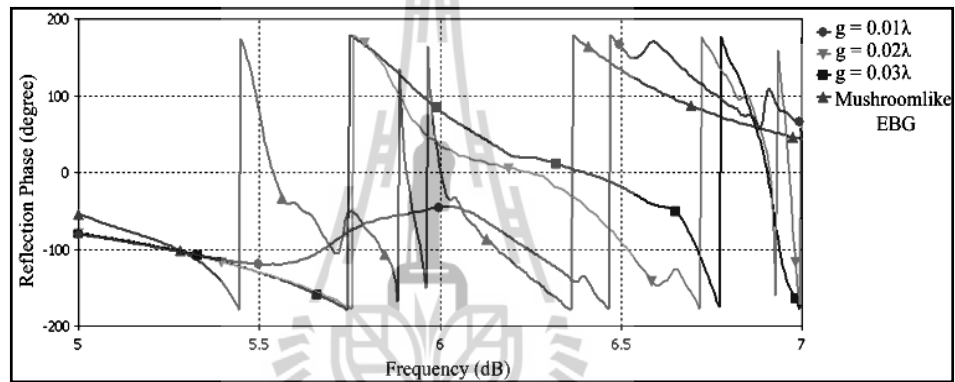
(ข) สนามแม่เหล็กกระยะใกล้

รูปที่ 4.19 การพิจารณาพารามิเตอร์ h ที่ 0.03λ และ L มีค่า 0.36λ (ต่อ)

จากการพิจารณาจะพบว่า เมื่อเพิ่มระยะห่างระหว่างสายอากาศและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าจำเป็นต้องลดขนาดของสายอากาศ เพื่อให้สายอากาศไดโพลแมตซ์เมื่อร่วมกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ถ้าเราสามารถวางสายอากาศไดโพลให้ใกล้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าให้มากที่สุด L มีค่าประมาณ 0.43λ สำหรับวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้ h เท่ากับ 0.02λ สายอากาศไดโพลยาว 0.38λ ให้การจำลองผลที่ดีที่สุด โดยให้อัตราขยายสูงสุดซึ่งสูงถึง 9.06 dBi

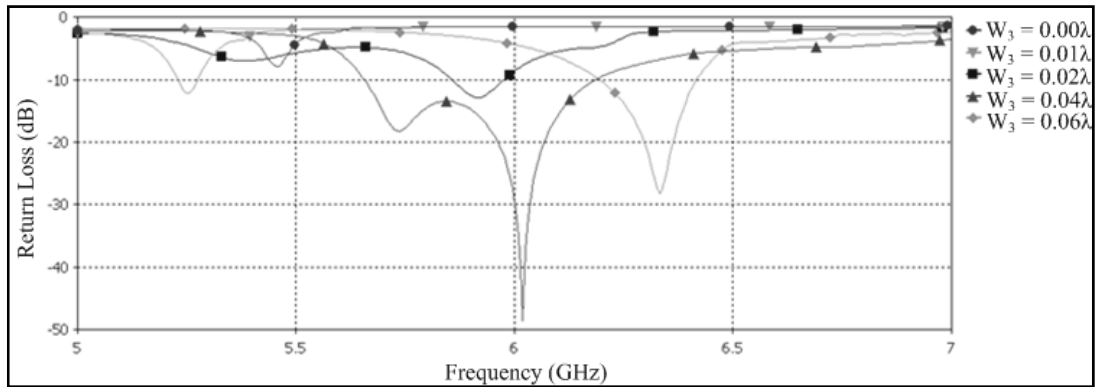
4.4.3 การพิจารณาพารามิเตอร์ g

เราจะพิจารณาพารามิเตอร์ช่องว่างระหว่างแพทช์ (g) แสดงดังรูปที่ 4.20 พบว่า g เป็นพารามิเตอร์ที่ควบคุมสนามไฟฟ้าระหว่างแพทช์ และเป็นพารามิเตอร์ที่ส่งผลกับแถบความถี่ โดยทำการพิจารณาค่า g ตั้งแต่ 0.02λ ถึง 0.06λ รูปที่ 4.20 (ก) แสดงสัมประสิทธิ์การส่งผ่านของ g พบว่า ถ้า g มีค่าเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความถี่มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย และรูปที่ 4.20 (ข) แสดงเฟสการสะท้อนของ g เทียบกับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าชนิดคล้ายดอกเห็ด

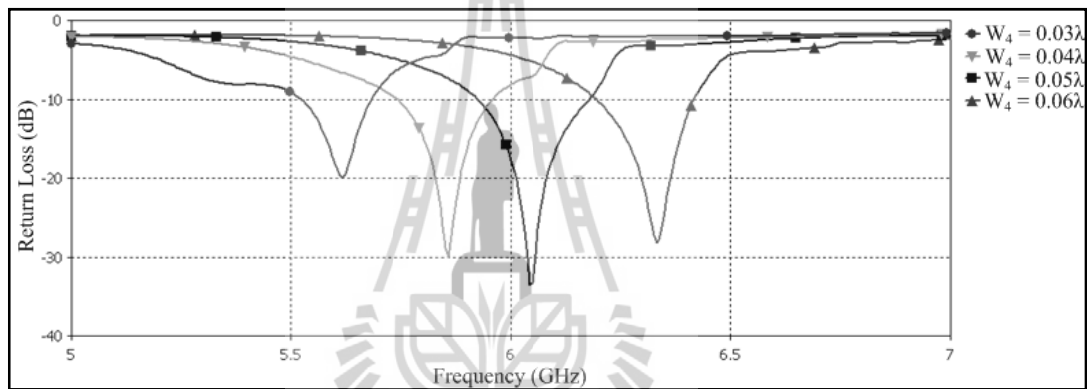
(ก) การสูญเสียย้อนกลับของ g ต่างๆ(ข) เฟสการสะท้อนของ g รูปที่ 4.20 การพิจารณาพารามิเตอร์ g

4.4.4 การพิจารณาพารามิเตอร์ W_3 และ W_4

พิจารณาพารามิเตอร์ W_3 และ W_4 ซึ่งเป็นความกว้างของแผ่นตัวนำรูปตัวไอ และขนาดแพทช์ แสดงดังรูปที่ 4.21 และ 4.22 ตามลำดับ พารามิเตอร์ W_3 และ W_4 เป็นพารามิเตอร์สำคัญที่มีผลกระทบโดยตรงต่อความถี่ปฏิบัติการ ซึ่งเราจะพิจารณาค่าของพารามิเตอร์ W_3 และ W_4 จาก 0λ ถึง 0.06λ พบว่าเมื่อ W_3 และ W_4 มีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้ความถี่ปฏิบัติการมีค่าเพิ่มขึ้น



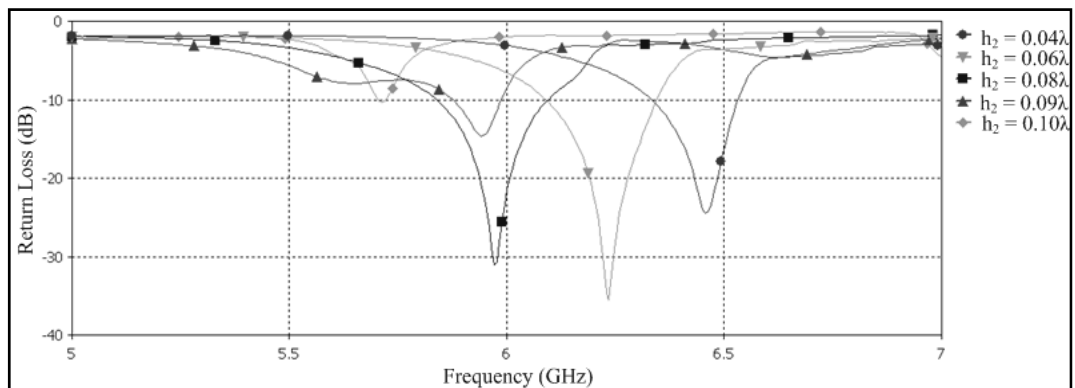
รูปที่ 4.21 การสูญเสียย้อนกลับของ W_3 ที่ค่าต่างๆ



รูปที่ 4.22 การสูญเสียย้อนกลับของ W_4 ที่ค่าต่างๆ

4.4.5 การพิจารณาพารามิเตอร์ h_2

ในส่วนของกรณีสุดท้ายนี้ เราจะทำการพิจารณาพารามิเตอร์ h_2 แสดงดังรูปที่ 4.23 พารามิเตอร์ h_2 เป็นพารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่ควบคุมความถี่ปฏิบัติการ โดยเราจะพิจารณาพารามิเตอร์ h_2 จาก 0.04λ ถึง 0.10λ ซึ่งผลที่ได้มีค่าเช่นเดียวกันกับการพิจารณาพารามิเตอร์ W_3 และ W_4 โดยเมื่อ h_2 มีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้ความถี่ปฏิบัติการมีค่าเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

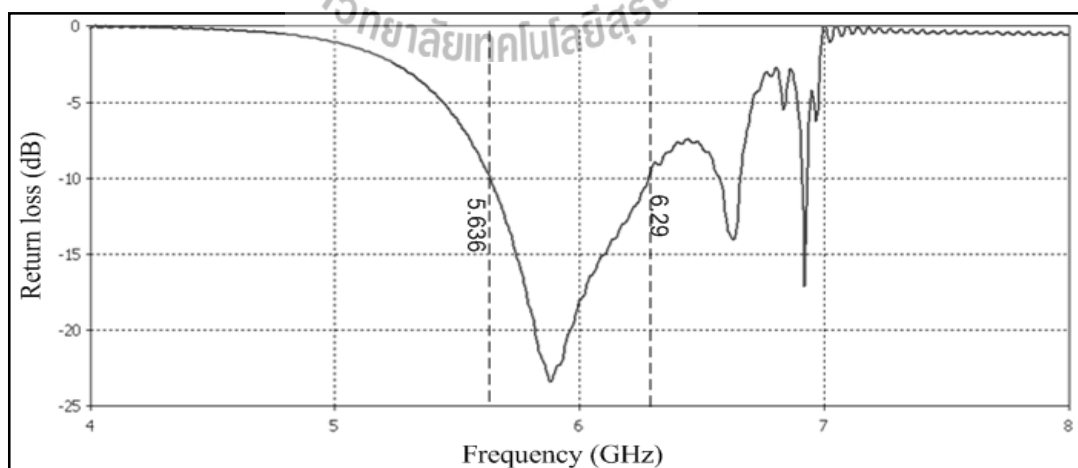


รูปที่ 4.23 การสูญเสียย้อนกลับของ h_2 ที่ค่าต่างๆ

จากการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะได้ผลการจำลองช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ที่สามารถทำงาน ณ ความถี่ปฏิบัติการ 5.8GHz ซึ่งแสดงค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ดังตารางที่ 4.3 และจากบทที่ 3 เมื่อวางสายอากาศไดโพลในระนาบเดียวกันกับระนาบกราวด์ซึ่งเป็นแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 4×4 อิลลิเมตร ด้วยขนาดพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.3 และระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณและผิวของแผ่นตัวนำเท่ากับ 0.02λ พบว่าค่าเฟสของคลื่นที่แผ่กระจายออกจากสายอากาศทางด้านหน้า และคลื่นที่แผ่กำลังงานไปด้านหลังจะไปกระตุ้นให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าทำงานและแผ่กำลังงานออกมา ดังนั้นเฟสของคลื่นทั้งสองจึงมีค่าเป็นศูนย์ตรงกันพอดี ค่าการสูญเสียย้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.25 (ก) พบว่าค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.636GHz ถึง 6.29GHz สำหรับอัตราส่วนคลื่นนิ่ง และอิมพีแดนซ์ด้านเข้า แสดงดังรูปที่ 4.25 (ข) และ (ค) ตามลำดับ โดยค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้า ณ ความถี่ 5.8 GHz มีค่าเท่ากับ $50.06 + 2.62j \Omega$ โดยสายอากาศนี้มีอัตราขยายสูงถึง 9.06dBi แสดงดังรูปที่ 4.25 (ง) สำหรับแบบรูปการแผ่พลังงานทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็ก แสดงดังรูปที่ 4.26 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยลำคลื่นกำลังในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับ 59.3 องศา และ 75 องศา ตามลำดับ และลำคลื่นมีทิศพุ่งไปทางด้านหน้า

ตารางที่ 4.3 ค่าพารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าดินแบบ

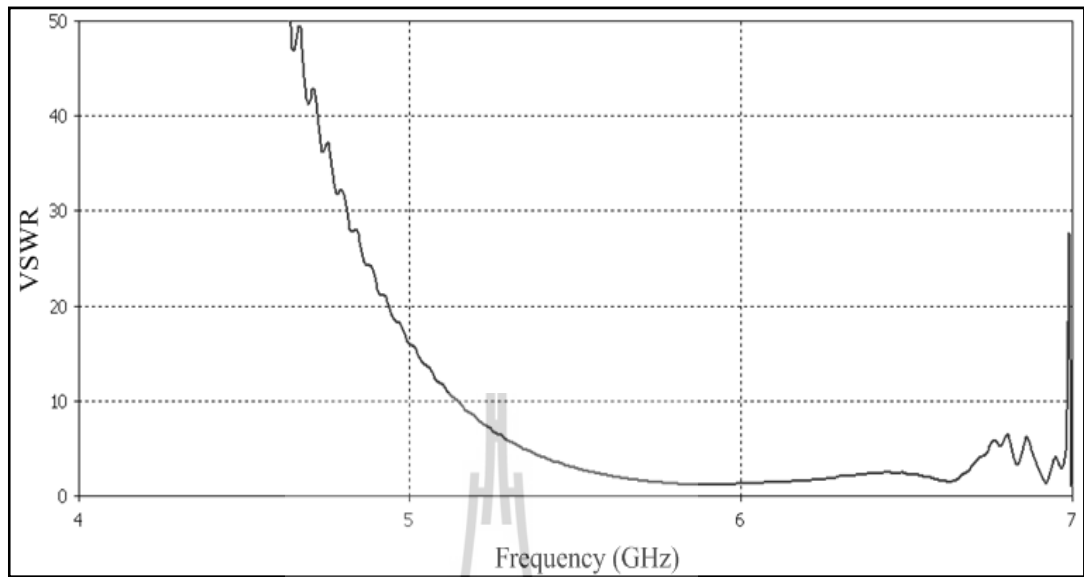
พารามิเตอร์ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า	ขนาด (λ)
ϵ_r	4.3
W_1	0.29
W_2	0.07
W_3	0.03
W_4	0.17
g	0.02
h_1	0.02
h_2	0.019
r	0.01
t	0.03



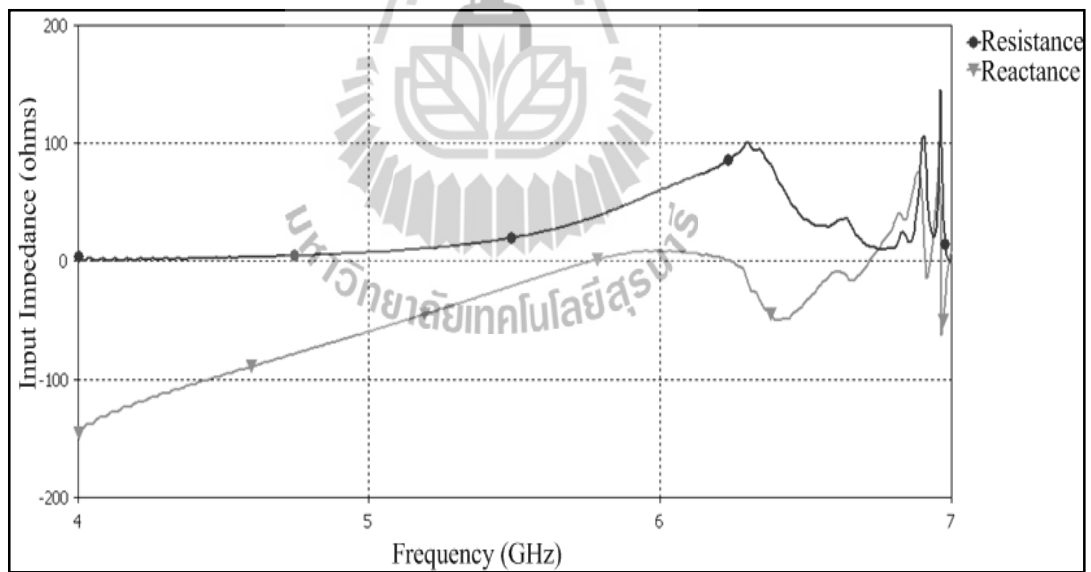
(ก) การสูญเสียย้อนกลับ

รูปที่ 4.25 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็ก

ไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เมื่อ $h_1 = 0.02 \lambda$

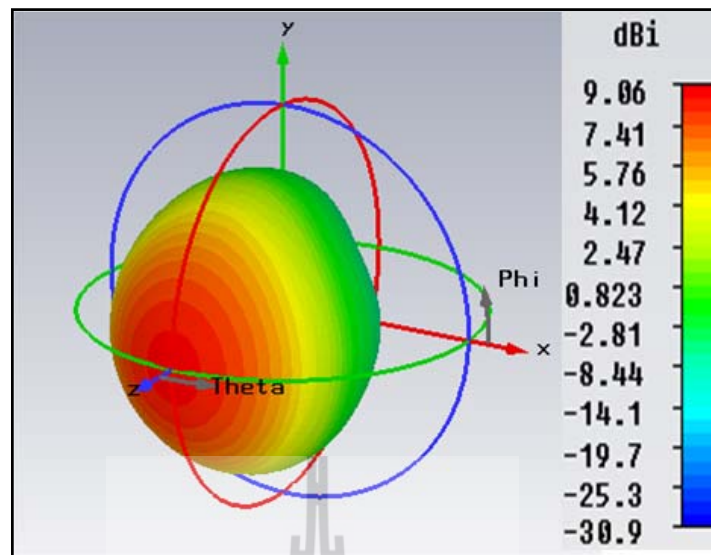


(ข) อัตราส่วนคลื่นนิ่ง



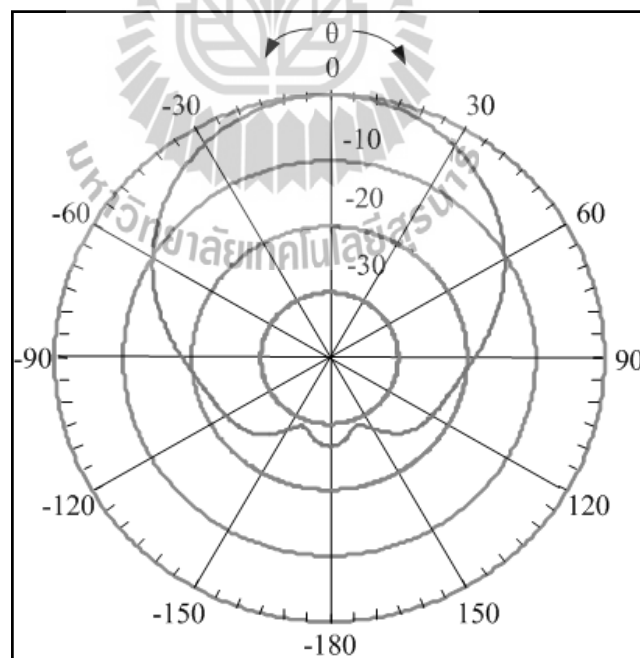
(ค) อิมพีแดนซ์ขาเข้า

รูปที่ 4.25 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็ก
ไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เมื่อ $h_1 = 0.02 \lambda$ (ต่อ)



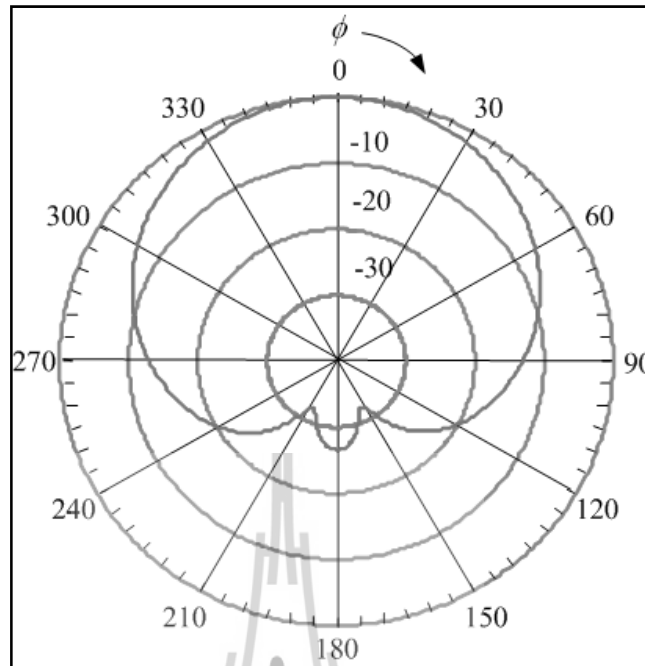
(ง) อัตรายายของสายอากาศ

รูปที่ 4.25 ผลการจำลองสายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio เมื่อ $h_1 = 0.02 \lambda$ (ต่อ)



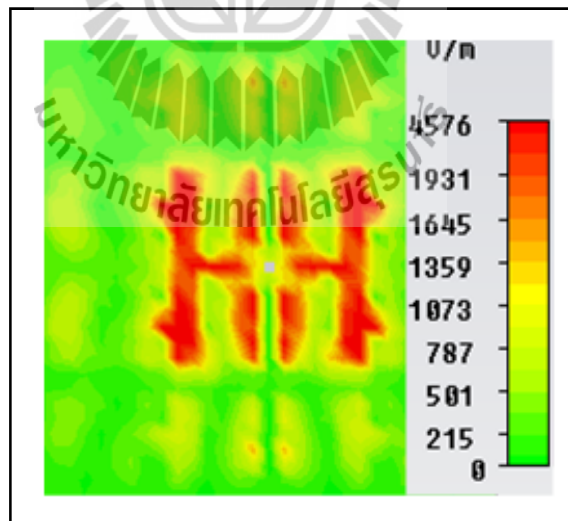
(ก) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามไฟฟ้า

รูปที่ 4.26 แบบรูปการแผ่พลังงาน



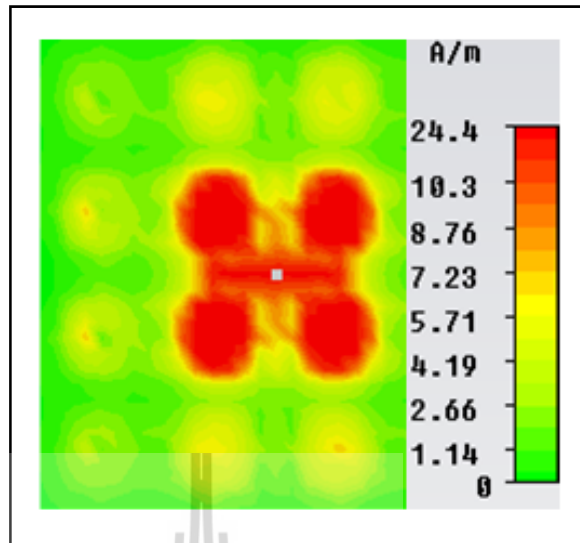
(ข) รูปแบบการแผ่พลังงานในระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4.26 แบบรูปการแผ่พลังงาน (ต่อ)



(ก) สนามไฟฟ้าในระยะใกล้

รูปที่ 4.27 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h_z = 0.02 \lambda$



(ข) สนามแม่เหล็กในระยะใกล้

รูปที่ 4.27 สนามระยะใกล้บนแผ่นตัวนำเมื่อ $h_1 = 0.02 \lambda$ (ต่อ)

จากการจำลองสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สามารถอธิบายสนามระยะใกล้ (near-field) ที่เกิดบริเวณผิวของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในรูปของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กที่มีความถี่ 5.8GHz แสดงดังรูปที่ 4.27 พบว่าค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสูงสุด คือ 4,576V/m และ 24.4A/m ตามลำดับ โดยมีลักษณะการทำงาน ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเพียง 1 หน่วยควาวิตี มีพลังงานเพียงเล็กน้อยที่รั่วไหลออกมา และถูกระงับด้วยควาวิตีข้างเคียง จึงทำให้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่มีความสามารถในระงับคลื่นผิว และช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้ยังมีขนาดเล็กอีกด้วย

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงโครงสร้างของสายอากาศไดโพล ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ ด้วยการจำลองผลในโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 พบว่าสายอากาศไดโพลมีทั้งข้อดีและข้อเสีย โดยมีข้อดี คือ สามารถแผ่กระจายกำลังงานแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว แต่มีข้อเสีย คือ อัตราขยายต่ำ แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีลักษณะแบบคล้ายดอกเห็ด มีข้อเสียคือ ไม่สามารถรองรับแบนด์วิดธ์ของสายอากาศไดโพลได้ วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการออกแบบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ขึ้นเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว และวิทยานิพนธ์นี้ได้นำสายอากาศไดโพลนี้มาวางบนช่องว่าง

แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ (EBG) เพื่อพิจารณาข้อดีและข้อเสียของแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ พบว่าสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าแบบใหม่ มีข้อดี คือ อัตราขยายเพียงพอสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งมีค่าสูงถึง 9.06 dBi มีความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังที่กว้างเพียงพอ และครอบคลุมความถี่ปฏิบัติการตั้งแต่ 5.636GHz ถึง 6.29GHz อีกทั้งสามารถทำงานเป็นไปตามมาตรฐาน IEEE 802.11a/n



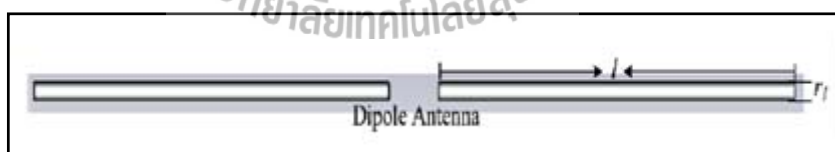
บทที่ 5

การทดสอบและวิเคราะห์ผล

จากทฤษฎีและหลักการทั้งหมด ตลอดจนการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 และ 4 ดังนั้นในบทที่ 5 นี้จะกล่าวถึงการสร้างสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบขึ้น จากนั้นทำการวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงาน ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง และอัตราขยาย(Gain)โดยในการวัดทดสอบคุณลักษณะข้างต้น จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) รุ่น HP8720C สุดท้ายได้ทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบผลจากการวัดทดสอบและจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio

5.1 วิธีการสร้างสายอากาศไดโพลต้นแบบ

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio ที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 จนได้ขนาดของสายอากาศตามที่ต้องการสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 5.1 รูปที่ 5.1 แสดงรูปสายอากาศไดโพลต้นแบบ โดยสายอากาศไดโพลสร้างจากการนำโลหะมาทำการตัด จากนั้นแบ่งครึ่งตรงกลางของโลหะ เพื่อทำการป้อนสัญญาณเข้าด้วยหัวต่อชนิด SMA 50 โอห์ม



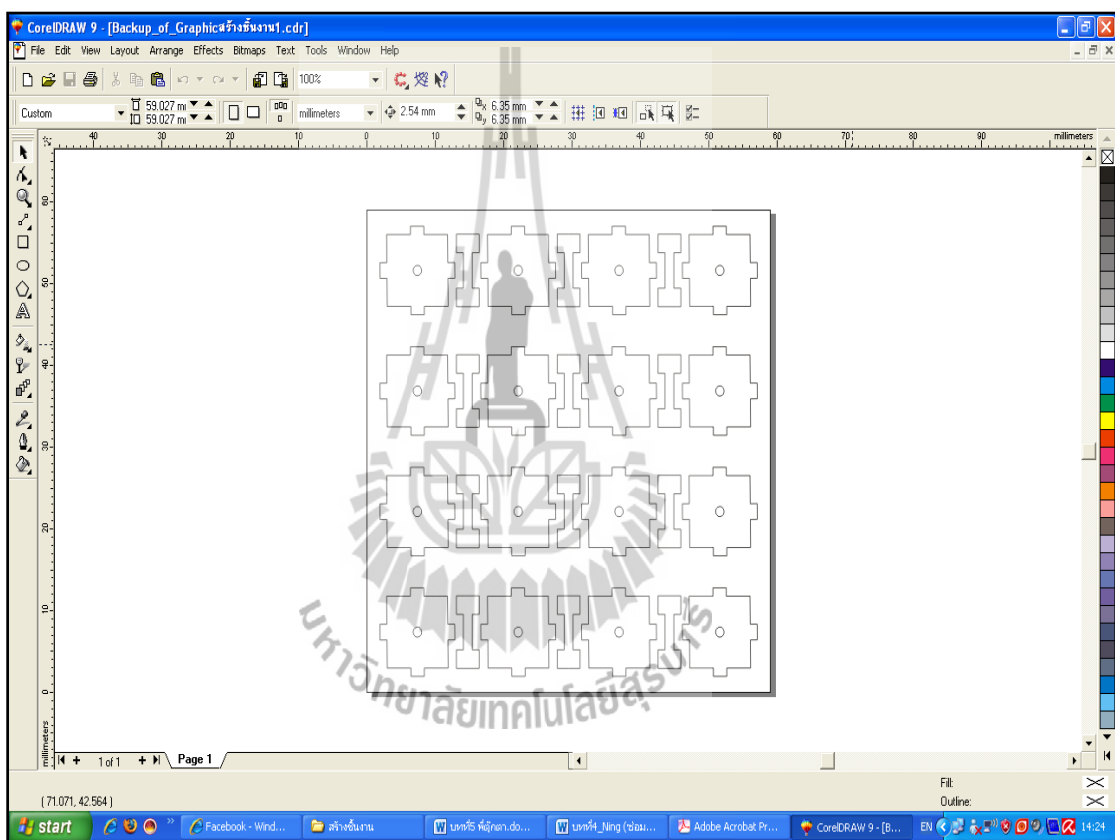
รูปที่ 5.1 สายอากาศไดโพลต้นแบบ

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างสายอากาศไดโพลต้นแบบ

พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า (λ)
L	0.38
r_1	0.003

5.2 วิธีการสร้างและวัดทดสอบช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

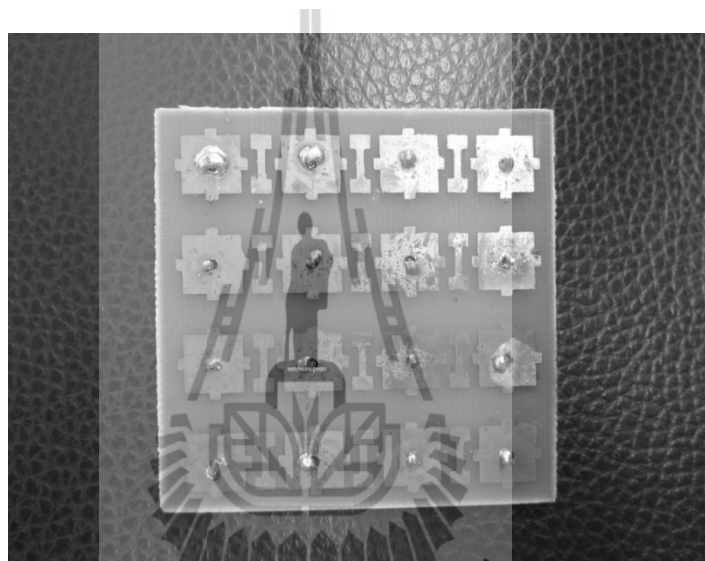
ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสร้างจากการนำโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าวาดและตัดสติ๊กเกอร์โดยใช้โปรแกรม CoreIDRAW 9 แสดงดังรูปที่ 5.2 ด้วยขนาดที่แสดงในตารางที่ 5.2 เพื่อนำไปใช้ในการสร้างแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้ใช้แผ่นไมโครสตริปชนิด FR4 จากนั้นเจาะรูบริเวณกลางของแต่ละแพทช์เพื่อทำการเชื่อมแพทช์กับกราวด์ด้วยลวดเส้นเล็ก โดยรูปที่ 5.3แสดงแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่สร้างเสร็จแล้ว



รูปที่ 5.2 โปรแกรม CoreIDRAW 9 กำหนดการตัดแผ่น PCB

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการสร้างช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

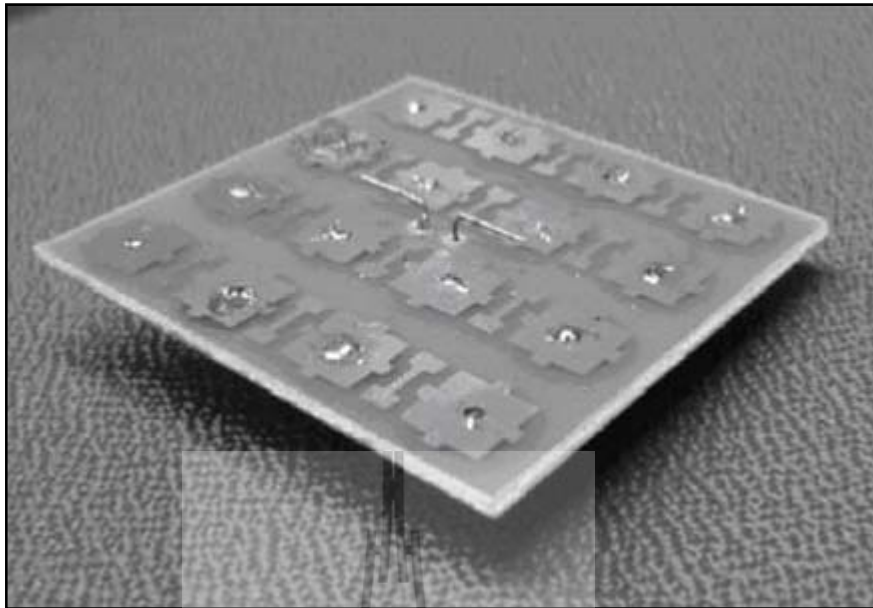
พารามิเตอร์ของสายอากาศ	ขนาดทางไฟฟ้า (λ)
W_1	0.29
W_2	0.07
W_3	0.03
W_4	0.17
g	0.02
h_2	0.019



รูปที่ 5.3 แผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

5.3 วิธีการสร้างสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

เมื่อสายอากาศไดโพลและช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถทำงานในช่วงความถี่ที่ต้องการ คือ 5.8 GHz สายอากาศไดโพลจะถูกนำมาวางบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าด้วยระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณของสายอากาศและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า หรือ h_1+t เท่ากับ 0.05λ แสดงดังรูปที่ 5.4 ซึ่งเป็นสายอากาศที่ช่วยให้มีลำคลื่นกว้างสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการกว้างขึ้นและยังสามารถสะท้อนคลื่นให้ไปยังทิศทางที่ให้บริการซึ่งจะมีผลทำให้อัตราขยาย (Gain) เพิ่มสูงขึ้น

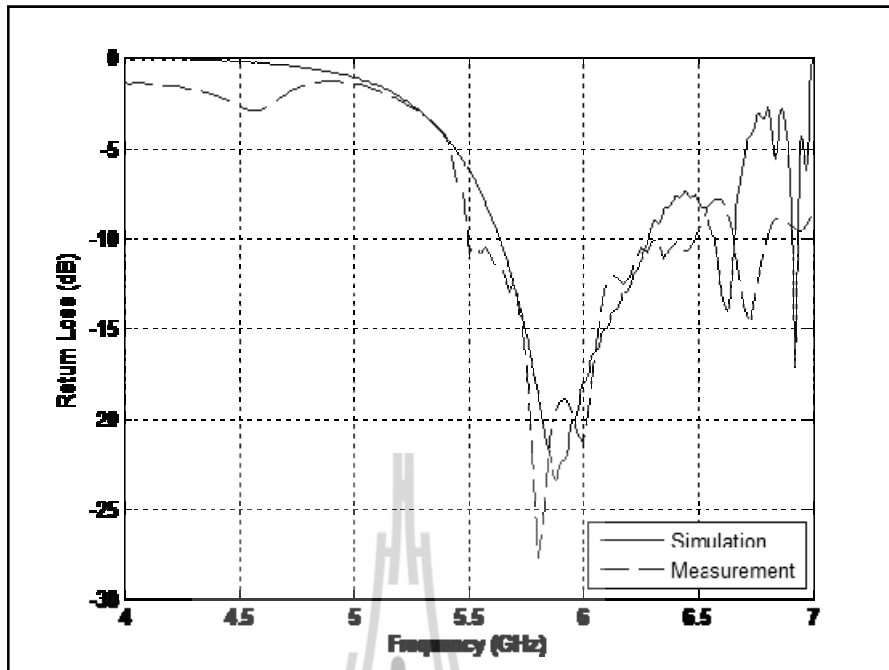


รูปที่ 5.4 สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่สร้างขึ้น

5.4 การวัดทดสอบการสูญเสียย้อนกลับและความกว้างแถบ

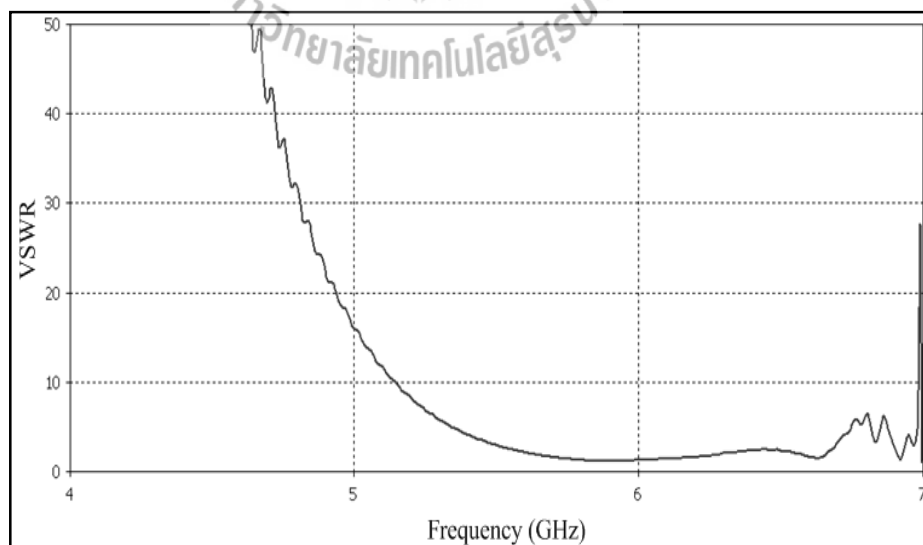
สำหรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้านเข้า คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (reflection coefficient) หรือในรูปพารามิเตอร์ S_{11} และอัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) ในการพิจารณาค่าพารามิเตอร์ S_{11} หมายถึงการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าด้านเข้า (port1) ของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ S_{11} อาจจะมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึง ลบอนันต์ (negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตซ์อย่างสมบูรณ์ดีที่สุด (รังสรรค์ วงศ์สรณ์ และ ชูวงศ์, ม. ป. ป) ในงานประยุกต์ต่าง ๆ ค่าของ S_{11} จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB แสดงว่ามีการแมตซ์ที่ดี

จากรูปที่ 5.5 แสดงกราฟค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบในรูปของพารามิเตอร์ S_{11} จากรูปสังเกตได้ว่าสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีค่า S_{11} ต่ำกว่า -10 dB ครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.55 GHz ถึง 6.475 GHz



รูปที่ 5.5 ผลการวัดทดสอบค่าการสูญเสียย้อนกลับของสายอากาศไดโพล บนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 4×4 อิลิเมนต์

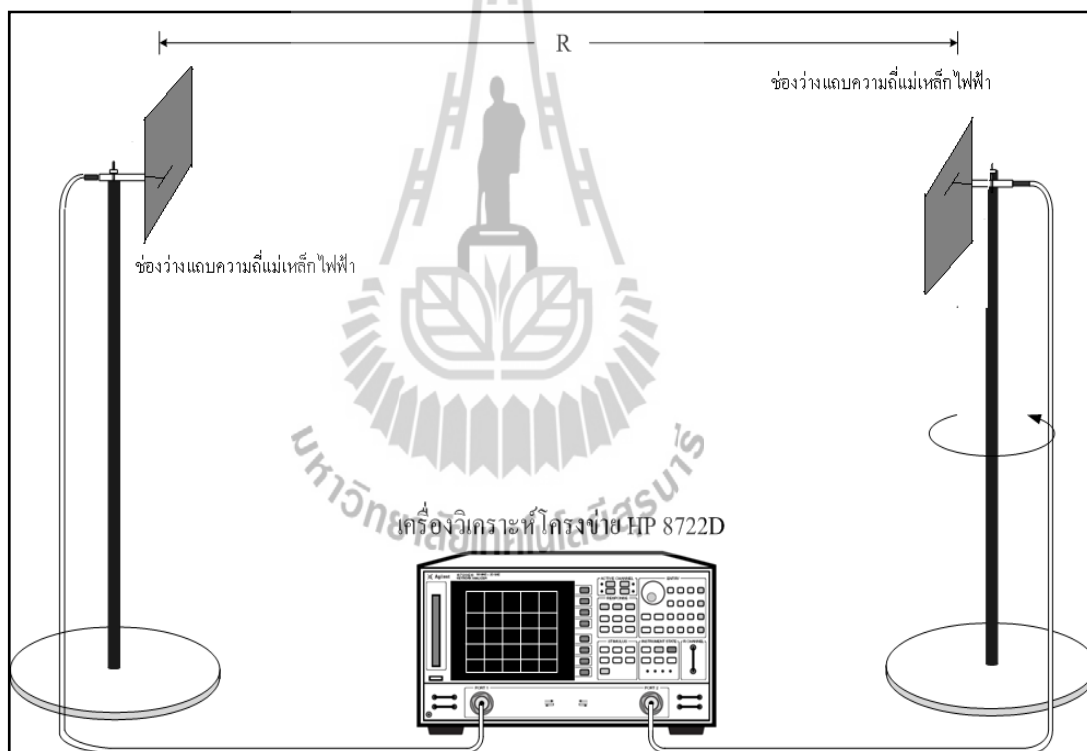
อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR) ของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 4×4 อิลิเมนต์แสดงดังรูปที่ 5.6



รูปที่ 5.6 อัตราส่วนคลื่นนิ่ง (Standing Wave Ratio: SWR)

5.5 การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน

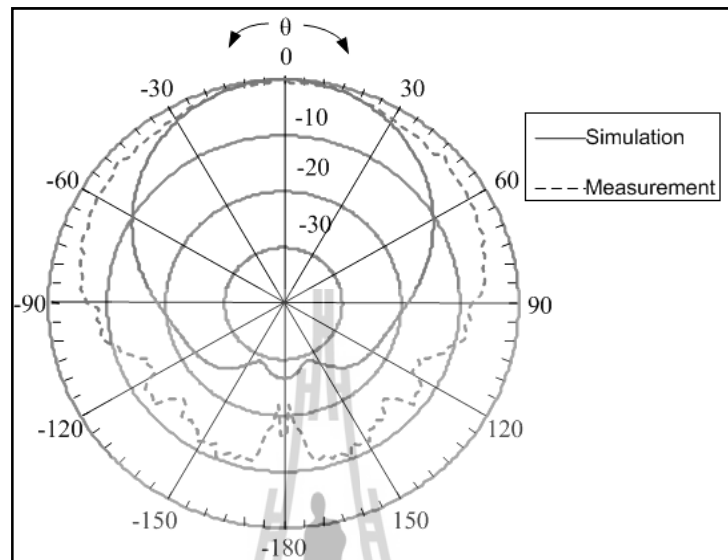
การวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงาน โดยทำการทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ $R = 2D^2 / \lambda$ ซึ่ง R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบและสายอากาศอ้างอิงโดยการทดสอบนี้ กำหนดให้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่ 5.8 GHz ในที่นี้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1 เมตร และ D คือขนาดความยาวของสายอากาศไดโพลซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.38λ ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยมีความถี่ปฏิบัติการอยู่ที่ 5.725 GHz ถึง 5.825 GHz มาเป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาคส่ง โดยที่สายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า นำมาทดสอบทำหน้าที่เป็นสายอากาศภาครับและสายอากาศภาคส่ง แสดงดังรูปที่ 5.7 ซึ่งจะมีการหมุนรอบแนวแกนหมุนเพื่อรับคลื่นจากมุม 0 องศา จนถึงมุม 360 องศา



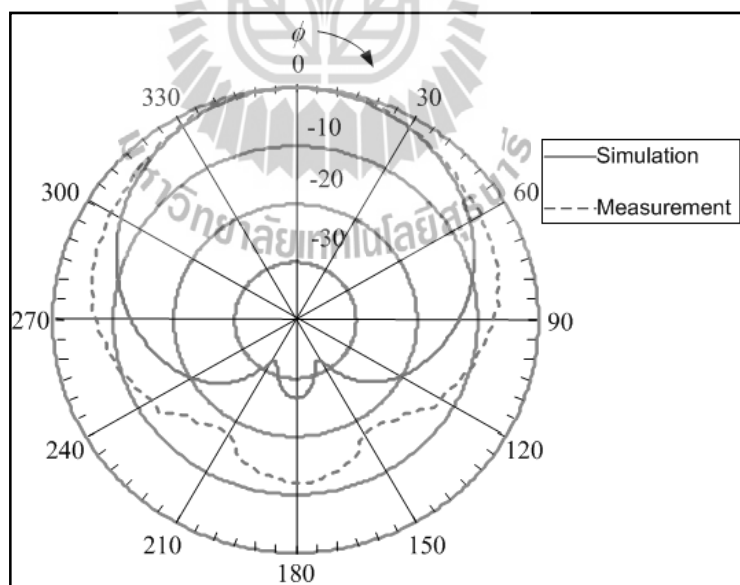
รูปที่ 5.7 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 4×4 อิลิเมนต์ ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่

5.8 (ก) และ (ข) ตามลำดับ ซึ่งได้แสดงเป็นกราฟเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลจากการวัดทดสอบสายอากาศ



(ก) ระบายสนามไฟฟ้า



(ข) ระบายสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 5.8 การเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าขนาด 4×4 อิลิเมนต์ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และการวัดทดสอบ

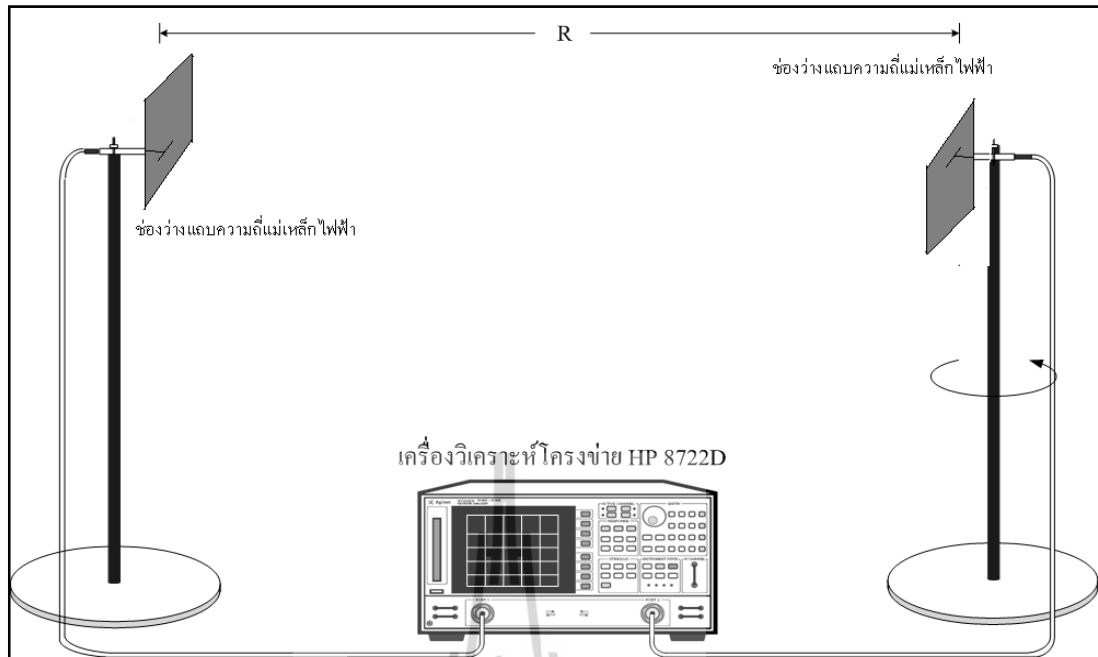
จากผลการวัดทดสอบจะให้ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ค่าความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลังของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

สายอากาศ	ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง (องศา)			
	การจำลองผล		วัดทดสอบ	
	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก	สนามไฟฟ้า	สนามแม่เหล็ก
สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 4×4 อิลิเมนต์	59.3	75.0	45.0	49.0

5.6 ผลการวัดทดสอบอัตราขยาย(Gain)

สำหรับการวัดอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าได้ทำการวัดอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า แสดงดังรูปที่ 5.9 โดยกำหนดให้สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นทั้งสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ ซึ่งได้กำหนดระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับที่ใช้ในการทดสอบเท่ากับ 1 เมตร มีกำลังด้านเข้าที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่งเท่ากับ -10 dB



รูปที่ 5.9 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากนั้นใช้สมการการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission equation) เป็นพื้นฐานในการคำนวณหาค่าอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าโดยสมการการส่งผ่านของฟรีสที่นำมาใช้เท่ากับ

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (5.1)$$

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

- โดยที่ P_t คือ กำลังที่ป้อนให้กับสายอากาศภาคส่ง
 P_r คือ กำลังที่รับได้ของสายอากาศภาครับ
 G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศภาคส่ง
 G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศภาครับ
 R คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศภาคส่งและสายอากาศภาครับ (1 เมตร)

ผลการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

จากสมการ (5.2) เราสามารถคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 4×4 อิลิเมนต์ได้ โดยอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้านี้มีค่าเท่ากับ 8.9 dB

จากผลการคำนวณจะได้อัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากการวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลจากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ซึ่งแสดงไว้ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ค่าอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

สายอากาศ	อัตราขยาย (dB)	
	การจำลองผล	การวัดทดสอบ
สายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ขนาด 4×4 อิลิเมนต์	9.06	8.90

5.7 สรุป

ในบทนี้แสดงการสร้าง และการวัดทดสอบคุณลักษณะของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัดทดสอบ และการจำลองผลด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้ทำการวัดทดสอบได้แก่ ค่าการสูญเสียย้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกลทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กและอัตราขยายพบว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบในสนามระยะไกล รวมถึงอัตราขยายผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และผลการวัดทดสอบมีค่าใกล้เคียงกัน สำหรับผลบางส่วนที่แตกต่างกันซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้จำลองผล ตลอดจนผลที่เกิดจากการวัดทดสอบในสภาพจริง

บทที่ 6

สรุปการวิจัย และข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปเนื้อหาวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สายอากาศไดโพลถูกนำมาวางในแนวระนาบบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า โดยให้สายอากาศไดโพลเป็นตัวป้อนสัญญาณให้กับช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่ออกแบบ เพื่อเพิ่มความกว้างลำคลื่นของสายอากาศ และอัตราขยายของสายอากาศ ซึ่งสายอากาศจะมีอัตราขยายที่เพิ่มสูงขึ้น และสามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้กว้างขึ้นในระนาบอซิมูท (azimuth) สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาขนาด และโครงสร้างของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า จากการปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับการประยุกต์ใช้งานเพื่อเป็นแผ่นสะท้อนสำหรับสายอากาศไดโพล โดยที่ทั้งสององค์ประกอบมีความถี่ปฏิบัติการที่ตรงกันคือ 5.8GHz สำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศสำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย (WLAN)

สำหรับการออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ในวิทยานิพนธ์นี้ ในเบื้องต้นได้ออกแบบหาช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ โดยการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ปฏิบัติการครอบคลุมช่วงความถี่ตั้งแต่ 5.725GHz ถึง 5.825 GHz ซึ่งเป็นช่วงความถี่สำหรับเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายจากนั้นนำสายอากาศไดโพลที่ทำงานที่ความถี่ 5.8 GHz มาวางในแนวระนาบบนแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า เพื่อให้สายอากาศความกว้างลำคลื่น และอัตราขยายที่เพิ่มขึ้น โดยได้เลือกใช้โปรแกรม CST Microwave Studio 2009 ในการออกแบบเพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าก่อน สำหรับรายละเอียดในการออกแบบ และวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 5 จากตารางที่ 6.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเมื่อพิจารณาความกว้างแถบที่ได้จากความถี่ที่ต้องการที่จะนำไปใช้งานด้านการสื่อสาร แบบไร้สายของเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายที่ตั้งเป้าไว้ และอัตราขยายของสายอากาศไดโพลบนช่องว่าง

แถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ เมื่อนำผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรม CST Microwave Studio 2009 และจากการวัดทดสอบมาเปรียบเทียบกันพบว่ามีค่าใกล้เคียงกัน

ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าต้นแบบ

คุณลักษณะของสายอากาศ	การจำลองผล	วัดทดสอบ
ความกว้างแถบ (GHz)	0.7	0.925
อัตราขยาย(dB)	9.06	8.9
ความกว้างลำคลื่นครึ่งกำลัง(องศา)		
- สนามไฟฟ้า	59.3	45.0
- สนามแม่เหล็ก	75.0	49.0

6.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

จากบทที่ 5 สายอากาศไดโพลที่นำมาวางบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าเป็นเพียงเส้นลวด จึงมีความแข็งแรงต่ำ เกิดการหักงอได้ง่าย แนวทางการแก้ไขคือหาวัสดุฐานรองมาใส่ประกอบกับสายอากาศไดโพล เพื่อเพิ่มความแข็งแรงให้กับสายอากาศไดโพล

6.3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีขนาด 4x4 อิลิเมนต์ สามารถเพิ่มอัตราขยาย(Gain)ของสายอากาศได้โดยการจัดแถวลำดับสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า และสายอากาศไดโพลบนช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าสามารถปรับไปใช้งานที่ความถี่ที่ต้องการได้ด้วยการปรับค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญของช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้าคือ ช่องว่างระหว่างแพทช์และความกว้าง-ยาวของแพทช์ รวมถึงระยะห่างระหว่างจุดป้อนสัญญาณและแผ่นช่องว่างแถบความถี่แม่เหล็กไฟฟ้า

รายการอ้างอิง

- รังสรรค์ วงศ์สรรค์ และ ชวงค์ พงเจริญพานิชย์. (ม.ป.ป.). **คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ.**
สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- รังสรรค์ วงศ์สรรค์. (2552). **วิศวกรรมสายอากาศ.** สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชา
วิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- A. Thumvichit, T. Takano, and Y. Kamata. (2007). Characteristics verification of half-wave dipole very close to a conducting plane with excellent impedance matching. **IEEE Trans. Antenna Propagation.** Vol. 55 No. 1 January 2007: pp. 53 - 58.
- H.N. Lin, and C.C. Tang. (2010). Analysis and design for high-gain antenna with periodic structures. **PIERS Draft Proceedings.** March 22-26. 2010: pp. 181-184.
- R.H. Chu (1991). Analysis of an Infinite Phased Array of Dipole Elements with RAM Coating on Ground Plane and Covered with Layered Radome. **IEEE Trans. Antenna Propagation.** Vol. 39 No. 2 February 1991: pp. 164-176.
- N. Fhafhiam, P. Krachodnok, and R. Wongsan. (2009). A shorted-end curved strip dipole on dielectric plane using method of moment. **The 2009 International Symposium on Antennas and Propagation.** October 2009: pp. 835-838.
- Long Li, Bin Li, Hai-Xia Liu, and Chang-Hong Liang.(2006). Locally Resonant Cavity Cell Model for Electromagnetic Band Gap Structure. **IEEE Trans. Antennas Propagation.** vol.54 No.1 January 2006.
- Steven R. Best and Drayton L. Hanna.(2008). Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane. **IEEE Antennas and Propagation Magazine.** Vol. 50 No.6 December 2008: pp. 52 - 64.

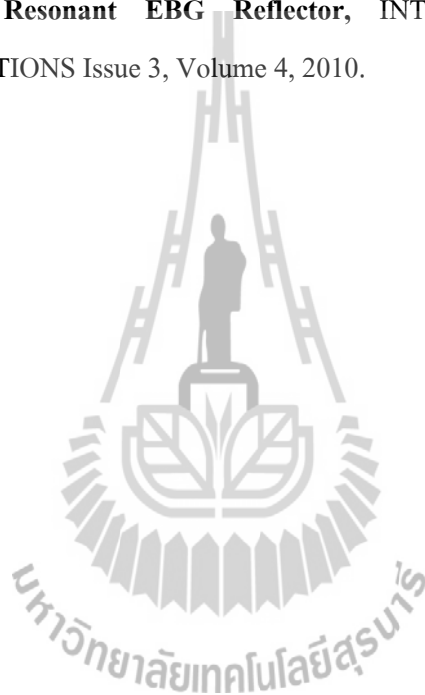
- Sievenpiper, D., L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolus, and E. Yablonovitch.(1999). High impedance electromagnetic surface with a for-bidden frequency band.**IEEE Trans. Microwave Theory Tech.** Vol. 47 No. 11 2059-2074: pp. 2059 - 2074.
- F. Yang, Y. Rahmat-Samii. (2009). **Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering**.USA by Cambridge University Press. New York.
- I-Fong Chen, Chia-Mei Peng, Sheng-Chieh Liang. (2005). Single Layer Printed Monopole Antenna for Dual ISM-Band Operation.**IEEE Transactions on Antenna and Propagation.** 53(2): 1270-1273, 2005.
- Taguchi, M.,Egashira, S., Tanaka, K. (1991). Sleep Antenna with Ground Wires.**IEEE Transactions on Antenna and Propagation.** 39(1): 1-7, 1991.
- Jame, J.D., and Hall, P.S. (1989).**Handbook of Microstrip Antenna**.Vol.1, London, 1989.
- Elkamchouchi, H., and Abu Nasr, M. (2004).The S-Shaped Dipole Antenna.**2004 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceeding.** 2004: pp. 19-22.
- Krishnan, L.-W.Li and M.-S.Leong.(2005). A V-Shaped Structure for Improving the Directional Properties of the Loop Antenna.**IEEE Transactions on Antenna and Propagation**.vol.53 pp. 2114-2117 June 2005.
- G. Dubost. (1981). Flat Radiating Dipoles and Applications to Arrays. **RESEARCH STUDIES PRESS A DIVISION OF JOHN WILEY & SONS LTD.** pp. 28-36.1981.
- Pimpol, Wongsan. (2007) Impedance Analysis of a Shorted-End Curved Dipole on Reflector Plane using Method of Moment.**The 2007 ECTI International Conference, Thailand.** Vol. 2 pp. 667-6702007.



รายชื่อบทความวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

C. Yotnuan, P. Krachodnok and R. Wongsan, **Improvement of Directive Gain for a Wire Dipole with Novel Resonant EBG Reflector**, WSEAS Intern. Conferences, Iwate reflectural Univ., Iwate, Japan, October 4-6, 2010.

C. Yotnuan, P. Krachodnok and R. Wongsan, **Performance Improvement of a Wire Dipole using Novel Resonant EBG Reflector**, INTERNATIONAL JOURNAL OF COMMUNICATIONS Issue 3, Volume 4, 2010.



Improvement of Directive Gain for a Wire Dipole with Novel Resonant EBG Reflector

C. YOTNUAN, P. KRACHODNOK and R. WONGSAN
 School of Telecommunication Engineering, Institute of Engineering
 Suranaree University of Technology
 111 University Avenue, Muang District, Nakhon Ratchasima, 30000
 THAILAND
 Noonings-@hotmail.com, priam@sut.ac.th, rangsan@sut.ac.th

Abstract: - Electromagnetic band-gap (EBG) structure exhibits unique electromagnetism properties that have led to a wide-range application of electromagnetic devices. This paper presented the high-directive gain antenna consisting of a wire dipole, which is horizontally lied above the novel EBG structure. The structure of EBG would be as resonator and dipole's reflector that eliminate the surface waves at edges of reflector and the back lobe of this antenna, respectively. In addition, the near-field distribution inside gap is studied to show the different distances of gap, which influence to the resonant frequency, bandwidth, and directive gain of this antenna. Consequently, we have achieved a maximum directive gain of 9.06 dBi, which is higher than a dipole with traditional ground plane. The bandwidth for -10 dB is about 15.86% at the center frequency of 5.8 GHz. Since the proposed structure remains simple but it can provide higher directive gain and larger bandwidth covering the IEEE standard (802.11a/g), the antenna, therefore, is expected to be the low cost innovation for WLAN applications.

Key-Words: - Electromagnetic Band Gap (EBG), directive gain antenna, novel resonant reflector, low profile antenna.

1 Introduction

With the rapid development of the wireless communications and the communication industry, the antenna is an important to develop wireless local area network (WLAN) and worldwide interoperability for microwave access (WiMAX), it is applied for high frequency at 5.8 GHz. In addition, the antenna should provide sufficient gain and it required either unidirectional or omnidirectional beam, coverage abroad area and high power handing. Moreover, the antenna is relatively simple in concept, easy structure, and inexpensive. The dipole antenna has some prominent qualifications that are: its shape could be changed easily and variably. However, the dipole antenna provides low gain and omnidirectional pattern, which is not proper for installation when this type of antenna is placed on the wall of building. This argument, if we can design antenna to illuminate a predefined wide coverage area, then the efficiency of field radiation will be distinctly increased. The reflector plane is one method, which can be designed and applied to the behind of dipole for controlling the energy flows in the normal direction to the higher gain can be obtained consequently. The related literatures of dipole horizontally which is located above a reflector plane have been reported by several authors [1]-[4]. Generally, if the dipole is vertically placed to a PEC ground plane, it is not low profile dipole antenna. Fortunately, the image current has the same direction and reinforces the radiation from the original

current, in consequence, the antenna will yields good efficiency. For a low profile antenna, when the dipole is placed horizontally on the same ground plane, the image current has not the same direction; thus, the antenna efficiency will be decreased, especially, if it is very close to the ground plane. To solve the solutions, the EBG structures were designed at resonant frequency and functioned as a reflector of the radiator element [5]-[7].

In this paper, we presented a wire dipole located horizontally above the novel EBG reflector for improving its directive gain and bandwidth. In recent years, the EBG structures have been developed in field of antenna, and it exhibits high impedance characteristic on a certain frequency range and in-phase reflection characteristics for the incident wave [8]. Therefore, the EBG surface is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band, resulting in good radiation efficiency. From this argument, we have chosen and modified the EBG structure to be the reflector or the ground plane of dipole antenna by studying various types of gap and the effects of gap variation, which can be optimized the required performances and all parameters of antenna. Finally, this antenna can be achieved the maximum directive gain higher than the antenna on the traditional conducting plane and provide the large bandwidth covering the IEEE standard (802.11a/g).

In Section 2, we first describe the proposed antenna configuration. The simulation results are presented in

Section 3 by conducting at center frequency of 5.8 GHz for a wire dipole and EBG resonator. The impedance characteristics, directive gain, bandwidth, and radiation patterns will be clarified, respectively. Finally, the conclusion has been presented in Section 4.

2 The Proposed Antenna Configuration

The configuration of the proposed antenna is shown in Fig 1. A wire dipole is mounted horizontally, in the x-direction, over the novel EBG reflector plane, which the front of structure directed to z-direction. The radius of conducting wire (r_1) is around 0.003369λ and assumed that it is the perfect electrical conductor (PEC). The total length of a wire dipole expressed by l . The distance h between a wire dipole and surface of EBG structure is about 0.02λ , approximately. The analysis model of EBG reflector consists of several conducting patches on ground plane. The proposed model consists of 4×4 unit cell, while an overall dimension of reflector sheet is $59.02676 \text{ mm} \times 59.02676 \text{ mm}$ by using a 1.6 mm thickness FR4-substrate with a permittivity of 4.5. The widths of patch width (W_1) and gap (g) are 14.75669 mm and 1.2 mm, respectively. The radius (r) of vias, which is connected between conducting patches and ground plane, is 1.22449 mm. However, all parameters of the antenna geometry can be shown by referring to free-space wavelength (λ) of 5.8 GHz, which is the resonance frequency of dipole and conducting patches, as shown in Table 1.

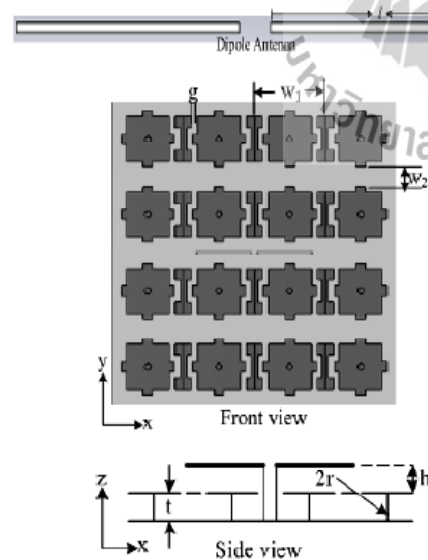


Fig. 1 Configuration of wire dipole with novel EBG reflector.

Table 1 The parameters of antenna geometry

Parameter	size
W_1	0.29λ
W_2	0.07λ
g	0.02λ
h	0.05λ
r	0.01λ
r_1	0.003λ
t	0.03λ
l	0.19λ

3 Simulation Results

After configuration study, appropriate parameters have been chosen as indicated in Table 1. We used Computer Simulation Technology (CST) software version 2009 in order to optimize the required performances such as return loss, near-field distribution inside gap, and directive gain at the center frequency of 5.8 GHz. In this section, we separated the simulation results into two subsections as follow:

3.1 The novel EBG structure

Fig. 2 shows the results of reflection phases of the novel EBG structure using dispersion diagram [7] that are calculated by CST simulation. The gap widths are varied at $g = 0.01\lambda, 0.02\lambda,$ and 0.03λ to optimize the proper size of g for the largest bandwidth, while the "mushrooms like" EBG has also been compared to our novel structure. As a result, when the gap width is 0.02λ , the frequency region is varied from 5.7 GHz to 6.65 GHz (largest), which appropriate for serving as the ground plane or reflector in a certain frequency of this study.

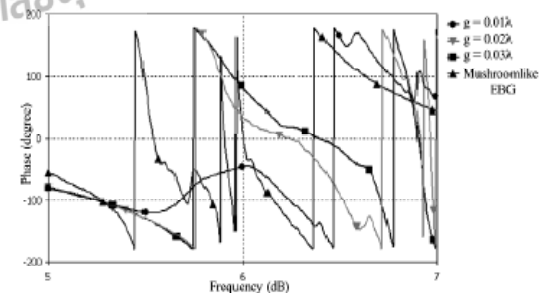


Fig. 2 The results of reflection phases of the EBG structure.

The simulated return loss dependency of the dimension of the EBG ground plane is shown in Fig. 3. We found that the dimension of the EBG ground plane consisting of 3×3 elements yields lower the return loss but narrower the bandwidth as same as the EBG ground

plane consisting of 5x5 elements. But in case of the EBG ground plane consisting of 4x4 elements will yield the largest bandwidth (950 MHz), while its return loss remains lower than -20 dB at the desired frequency of 5.8 GHz. Therefore, the EBG ground plane consisting of 4x4 elements will be selected to be the ground plane or reflector of wire dipole.

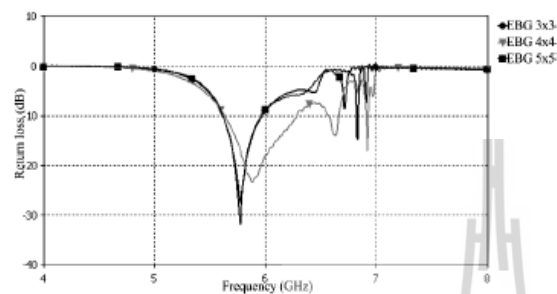


Fig. 3 The return loss of wire dipole above novel EBG reflector versus variation of a number of elements.

3.2 The dipole above novel EBG

For optimization to obtain the appropriate parameters of antenna, we have selected three different distances of h for studying its influences such as 0.01λ , 0.02λ , and 0.03λ , respectively, while the length of dipole will be varied from 0.34λ to 0.44λ .

In the first case, the dipole is placed above novel EBG at the distance of h fixed at 0.01λ and the length of wire dipole is varied from 0.34λ to 0.44λ , as shown in Fig.4. It's obvious that the wire dipole on the resonant EBG reflector can be matched well from 5.22 GHz to 6.06 GHz (at return loss lower than -10 dB). However, the good matching is achieved with the length of the dipole 0.40λ at frequency 5.64 GHz and the covering bandwidth is at 850 MHz, approximately. Fig. 5 shows the directive gain of antenna about 9.01 dBi. Fig. 6 shows the near-fields distribution occurring on EBG reflector, which is calculated by using CST software. The E- and H-field levels of EBG structure are around 5,504 V/m and 23.7 A/m, respectively.

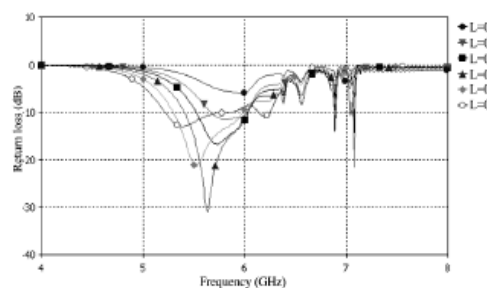


Fig. 4 Return loss of the dipole above novel EBG with distance of h is 0.01λ .

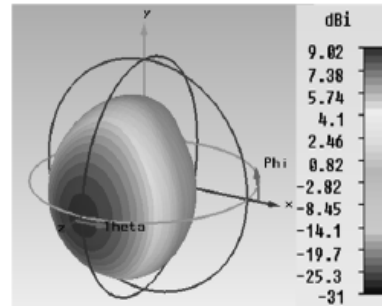
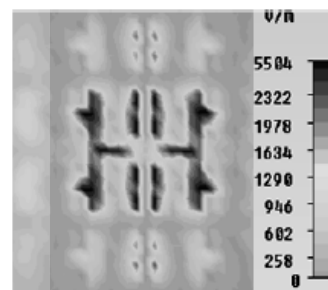
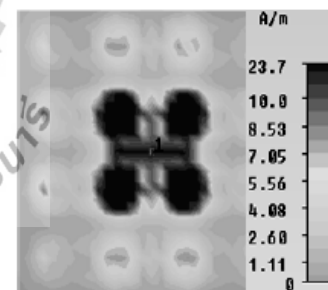


Fig. 5 Directive gain of the dipole above novel EBG with distance of h is 0.01λ .



(a) E-fields



(b) H-fields

Fig. 6 Near-fields distribution inside the gap with distance of h is 0.01λ .

The next case, the distance h of dipole is fixed at 0.02λ and the length of wire dipole still be varied from 0.34λ to 0.44λ . In Fig.7, it is found that the wire dipole on the resonant EBG reflector can be matched well from 5.42 GHz to 6.34 GHz. Also, the best matching is achieved with the length of the dipole 0.38λ , the proposed antenna will cover the desired frequency band (about 920 MHz). The resonant frequency is 5.8 GHz, which according to our requirement. Fig. 8 shows the

directive gain of antenna about 9.06 dBi. The near-fields distribution inside EBG reflector are calculated by CST and shown in Fig.9. The levels of E- and H-fields are 4,576 V/m and 24.4 A/m, respectively.

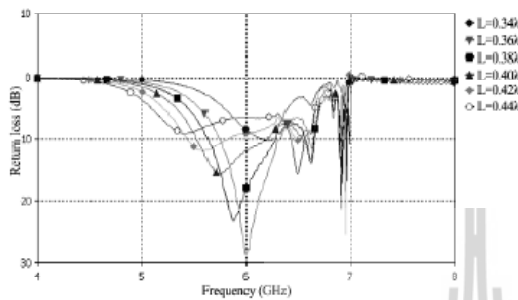


Fig. 7 Return loss of the dipole above novel EBG with distance of h is 0.02λ .

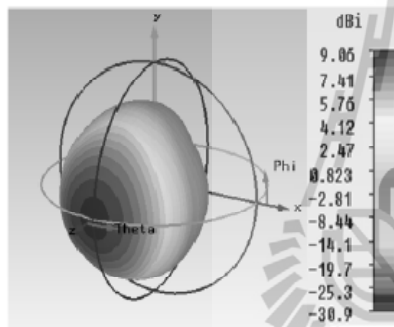
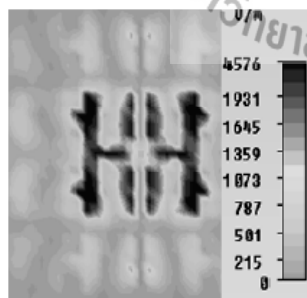
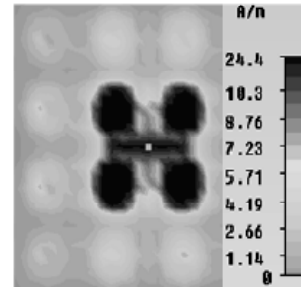


Fig. 8 Directive gain of the dipole above novel EBG with distance of h is 0.02λ .



(a) E-field



(b) H-fields

Fig. 9 Near-fields distribution inside the gap with distance of h is 0.02λ .

The last case, the distance h of dipole is specified at 0.03λ and the length of wire dipole still be varied as well. The simulated results of return loss of antenna are shown in Fig. 10. It is obvious that the dipole element on the same EBG reflector can be matched well from 5.58 GHz to 6.72 GHz. In addition, the good matching is achieved with the length of the dipole 0.36λ , but the resonant frequency is shifted up to 6.05 MHz. However, it will yield the bandwidth about 1.140 MHz, which is larger than previous two cases. Fig. 11 shows the directive gain of antenna about 8.9 dBi. The near-fields distribution inside EBG reflector are calculated by CST and shown in Fig. 12. The levels of E- and H-fields are 4,023 V/m and 25.09 A/m, respectively.

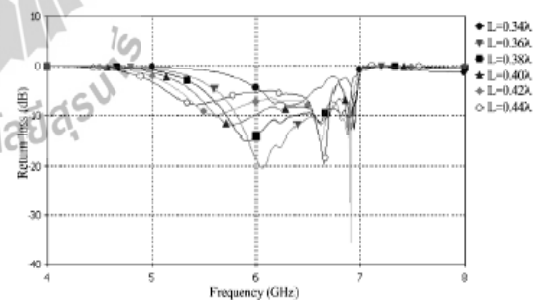


Fig. 10 Return loss of the dipole above novel EBG with distance of h is 0.03λ .

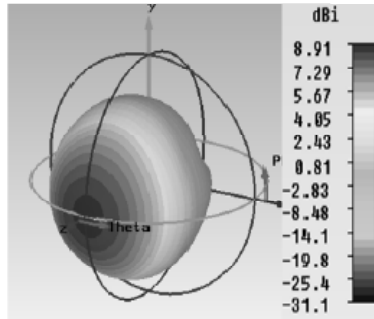
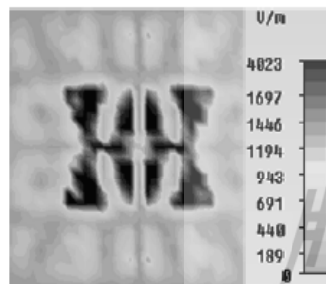
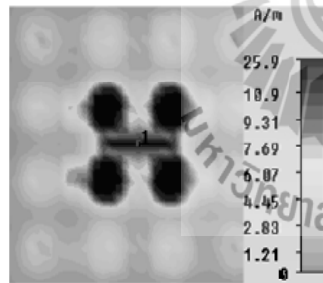


Fig. 11 Directive gain of the dipole above novel EBG with distance of h is 0.02λ .



(a) E filed

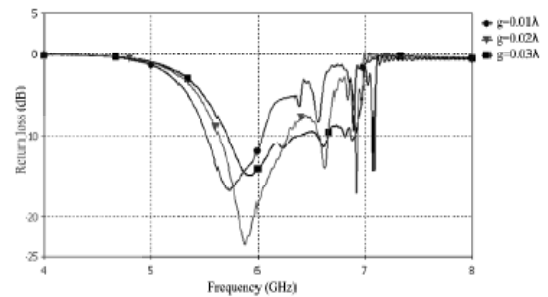


(b) H-filed

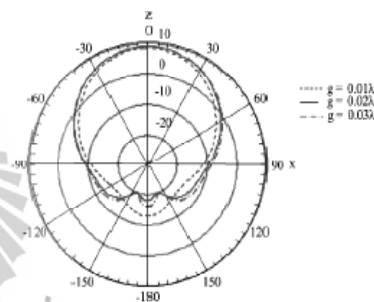
Fig. 12 Near-fields distribution inside the gap with distance of h is 0.03λ .

From three study cases of wire dipole above the resonant EBG reflector in previous section, therefore, the second case has been selected reasonably because it provides the highest directive gain (9.06 dBi) at the desired frequency (5.8 GHz) using the length of dipole equals to 0.38λ ($l = 9.82760$ mm). Although it provides the bandwidth narrower than the bandwidth of antenna in the third case, however, it still is large enough for IEEE standard ($802.11a/g$). Finally, we continue to

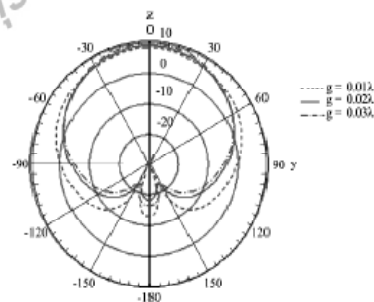
study about the impacts of gaps spacing g between conducting patches of EBG structure by varying $g = 0.01\lambda$, 0.02λ , and 0.03λ , respectively, at the desired frequency of 5.8 GHz. The height of the radiating dipole over the EBG surface is fixed at 0.02λ . The simulation results of return loss and radiation pattern, which are influenced by gaps spacing are shown in Fig. 13.



(a) Return loss



(b) E-plane



(c) H-plane

Fig. 13 Return loss and radiation pattern of wire dipole above novel EBG reflector with different gap spacing.

Performance Improvement of a Wire Dipole using Novel Resonant EBG Reflector

C. Yotuan, P. Krachodnok, and R. Wongsan

Abstract—Electromagnetic band-gap (EBG) structure exhibits unique electromagnetism properties that have led to a wide-range application of electromagnetic devices. This paper presented the high-directive gain antenna consisting of a wire dipole, which is horizontally lied above the novel EBG structure. The structure of EBG would be as resonator and dipole's reflector that eliminate the surface waves at edges of reflector and the back lobe of this antenna, respectively. In addition, the near-field distribution inside gap is studied to show the different distances of gap, which influence to the resonant frequency, bandwidth, and directive gain of this antenna. Consequently, we have achieved a maximum directive gain of 9.06 dBi, which is higher than a dipole with traditional ground plane. The bandwidth for -10 dB is about 15.86% at the center frequency of 5.8 GHz. Since the proposed structure remains simple but it can provide higher directive gain and larger bandwidth covering the IEEE standard (802.11a/g), the antenna, therefore, is expected to be the low cost innovation for WLAN applications.

Keywords—Electromagnetic Band Gap (EBG), directive gain antenna, novel resonant reflector, low profile antenna, large band.

I. INTRODUCTION

With the rapid development of the wireless communications and the communication industry, the antenna is an important to develop wireless local area network (WLAN) and worldwide interoperability for microwave access (WiMAX), it is applied for high frequency at 5.8 GHz. In addition, the antenna should provide sufficient gain and it required either unidirectional or omnidirectional beam, coverage abroad area, and high power handing. Moreover, the antenna is relatively simple in concept, easy structure, and inexpensive. The dipole antenna has some prominent qualifications that its shape could be changed easily and variably. However, the dipole provides low gain antenna, which is not proper for installation when this type of antenna is placed on the wall of building. This argument, if we can design antenna to illuminate a predefined wide coverage area, then the efficiency of field radiation will be distinctly increased. The reflector plane is one method, which can be designed and applied to the behind of dipole for controlling the energy flows in the normal direction to the higher gain can be obtained consequently. The related literatures of dipole horizontally which is located above a reflector plane have been reported by several authors [1]-[5]. Generally, if the dipole is vertically laced to a PEC ground plane, it is not

low profile dipole antenna. Fortunately, the image current has the same direction and reinforces the radiation from the original current, in consequence, the antenna will yields good efficiency. For a low profile antenna, when the dipole is placed horizontally on the same ground plane, the image current has not the same direction; thus, the antenna efficiency will be decreased, especially, if it is very close to the ground plane. To solve the solutions, the EEG structures were designed at resonant frequency and functioned as a reflector of the radiator element [6]-[9].

EBG structures have been widely applied in antenna engineering due to their interesting properties such as in-phase reflection, surface wave suppression, light weight, ease of fabrication, and low fabrication cost. As mentioned in [10], the EBG structures, when are employed as an artificial magnetic conductor (AMC), are innately narrow band. The antenna bandwidth is much wider than the AMC bandwidth, which in turn restricts the antenna bandwidth. On the other hand, the resonant frequency of the EBG structures cannot be changed after construction.

To eliminate the aforementioned problems, a wire dipole located horizontally above the novel EBG reflector for improving its directive gain and bandwidth has been proposed in this paper. The EBG structures have been developed in field of antenna, and it exhibits high impedance characteristic on a certain frequency range and in-phase reflection characteristics for the incident wave. Therefore, the EBG surface is capable of providing a constructive image current within a certain frequency band, resulting in good radiation efficiency. From this argument, we have chosen and modified the EBG structure to be the reflector or the ground plane of dipole antenna by studying various types of gap and the effects of gap variation, which can be optimized the required performances and all parameters of antenna. Finally, this antenna can be achieved the maximum directive gain higher than the antenna on the traditional conducting plane and provide the large bandwidth covering the IEEE standard (802.11a/g).

In Section II, we first describe the proposed antenna configuration. The simulation results are presented in Section III by conducting at center frequency of 5.8 GHz for a wire dipole and EBG resonator. The impedance characteristics, directive gain, bandwidth, and radiation patterns will be clarified, respectively. The experimental validation is presented in Section IV. Finally, the conclusion has been

presented in Section V.

II. THE PROPOSED ANTENNA CONFIGURATION

The configuration of the proposed antenna is shown in Fig 1. A wire dipole is mounted horizontally, in the x -direction, over the novel EBG reflector plane, which the front of structure directed to z -direction. The radius of conducting wire (r) is around 0.003369λ and assumed that it is the perfect electrical conductor (PEC). The total length of a wire dipole is expressed by l . The distance h_1 between a wire dipole and surface of EBG structure is about 0.02λ , approximately. The analysis model of EBG reflector consists of several conducting patches on ground plane. The proposed model consists of 4×4 unit cell, while an overall dimension of reflector sheet is $59.02676 \text{ mm} \times 59.02676 \text{ mm}$ by using a 1.6 mm thickness FR4-substrate with a permittivity of 4.5 . The widths of patch width (W_1) and gap (g) are 14.75669 mm and 1.2 mm , respectively. The radius (r) of vias, which is connected between conducting patches and ground plane, is 1.22449 mm . However, all parameters of the antenna geometry can be shown by referring to free-space wavelength (λ) of 5.8 GHz , which is the resonance frequency of dipole and conducting patches, as shown in Table 1.

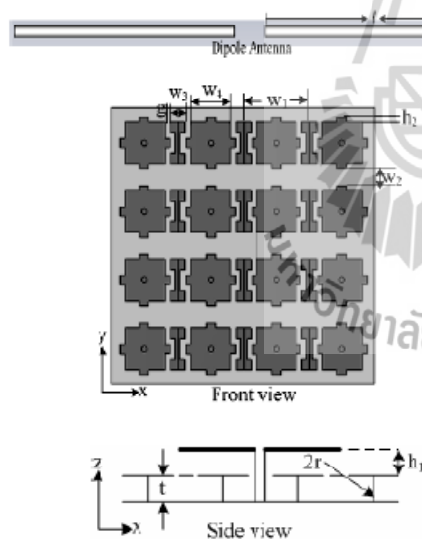


Fig. 1 configuration of wire dipole with novel EBG reflector

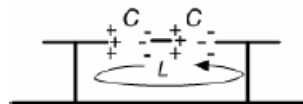


Fig.2 equivalent resonant LC circuit for EBG structure

Table I The parameters of antenna geometry

Parameter	size
W_1	0.29λ
W_2	0.07λ
W_3	0.03λ
W_4	0.17λ
g	0.02λ
h_1	0.02λ
h_2	0.019λ
r	0.01λ
t	0.03λ

The novel EBG structure is shown in Fig.1, which consists of three parts that are PEC ground plane, dielectric, and patches. Afterwards, the patch and PEC ground plane are shorted circuit by pins, they is called vias. Considering with the patches that is an array of metal patches which is the unit cell is small compared to the resonance wavelength. The structure of EBG could be described using lumped-circuit elements. For illustrated in Fig.2, this structure introduces an inductor (L), which results from the current flowing through the vias, and a capacitor (C), which is due to the gap effect between adjacent patches. For the EBG structure with patch width ($W = W_3 + W_4$), gap width (g), substrate thickness (t), and dielectric constant (ϵ_r), the values of inductor (L) and capacitor (C) can be approximated by the following formulas [11].

$$L = \mu_0 t \quad (1)$$

$$C = \frac{W \epsilon_0 (1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2W_1}{g} \right) \quad (2)$$

where μ_0 is the permeability of free space and ϵ_0 is the permittivity of free space, respectively. The local resonant frequency and the effective surface impedance can be obtained by

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3)$$

$$Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (4)$$

III. SIMULATION RESULTS

After configuration study, appropriate parameters have been chosen as indicated in Table 1. We used Computer Simulation Technology (CST) software version 2009 in order to optimize the required performances such as return loss, near-field distribution inside gap, and directive gain at the center frequency of 5.8 GHz . In this section, we separated the

simulation results into two subsections consisting of the novel EBG structure and the dipole above novel EBG.

A. The Novel EBG Structure

Generally, when a wire dipole antenna is horizontally close to PEC ground plane, the antenna generates surface waves in the ground plane that size is always finite. Therefore, surface waves radiate from edges and corners that it can be seen in Fig. 3 (a). In Fig. 3 (b) is cases of EBG surface, the one unit of EBG is characteristic of the LC parallel resonant circuit. At the mode resonant frequency, each row of metal patches has opposite electric field, and form the standing waves which results in the surface waves suppression band gap.

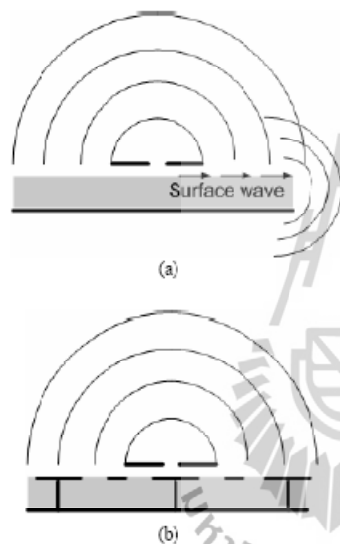


Fig. 3 the radiator on reflector plane: (a) surface waves radiating at PEC surface edges and (b) surface wave suppression on an EBG surface

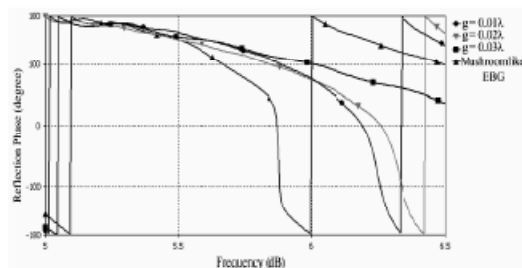


Fig. 4 the results of reflection phases of the EBG structure

Fig. 4 shows the results of reflection phases of the novel EBG structure using dispersion diagram [8] that are calculated by CST simulation. The gap widths are varied at $g = 0.01 \lambda_{5.8}$

GHz, $0.02 \lambda_{5.8}$ GHz, and $0.03 \lambda_{5.8}$ GHz to optimize the proper size of g for the largest bandwidth, while the "mushrooms like" EBG has also been compared to our novel structure. As a result, when the gap width is $0.02 \lambda_{5.8}$, the frequency region is varied from 5.7 GHz to 6.65 GHz (largest), which appropriate for serving as the ground plane or reflector in a certain frequency of this study.

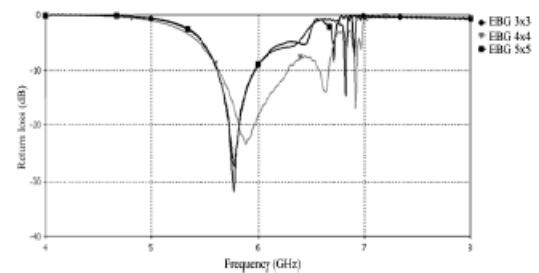


Fig. 5 the return loss of wire dipole above novel EBG reflector versus variation of a number of elements

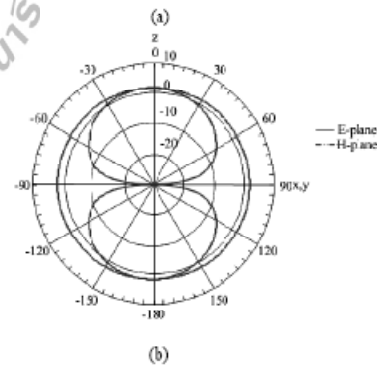
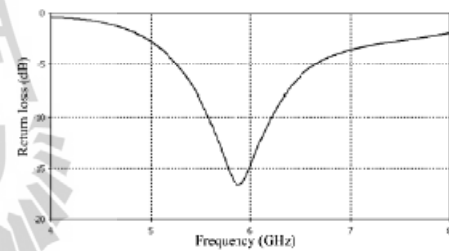


Fig. 6 the dipole without novel EBG at 5.8 GHz: (a) return loss and (b) radiation pattern

The simulated return loss dependency of the dimension of the EBG ground plane is shown in Fig. 5. We found that the dimension of the EBG ground plane consisting of 3×3 elements yields lower the return loss but narrower the

bandwidth as same as the EBG ground plane consisting of 5×5 elements. But in case of the EBG ground plane consisting of 4×4 elements will yield the largest bandwidth (950 MHz), while its return loss remains lower than -20 dB at the desired frequency of 5.8 GHz. Therefore, the EBG ground plane consisting of 4×4 elements will be selected to be the ground plane or reflector of wire dipole [12].

B. The Dipole above Novel EBG

From the resulting that illustrated in Fig.6(a) and (b), the dipole antenna without EBG ground plane has a low gain of 2.09 dBi and return loss at 5.8 GHz is -1.6 dB. It has omnidirectional beam in H-plane and the half power beamwidth in E-plane is 79.1° . To improve the gain of the antenna, the EBG is applied for reflector plane of the dipole.

For optimization to obtain the appropriate parameters of the antenna, we have selected three different distances of h_1 for studying its influences such as $0.01 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, $0.02 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, and $0.03 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, respectively, while the length of dipole will be varied from $0.34 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$ to $0.44 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$.

In the first case, the dipole is placed above novel EBG at the distance of h_1 fixed at 0.01λ and the length of wire dipole is varied from $0.34 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$ to $0.44 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, as shown in Fig. 7.

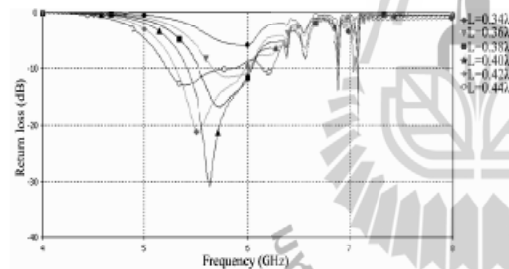


Fig. 7 return loss of the dipole above novel EBG with distance of h_1 is $0.01 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$

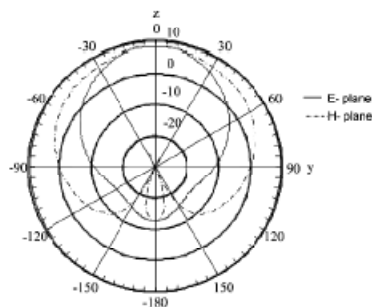
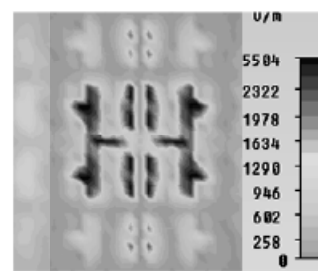


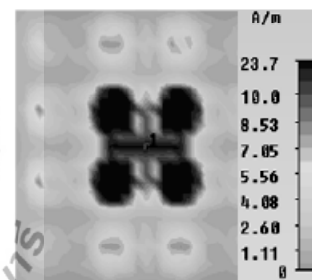
Fig. 8 directive gain of the dipole above novel EBG with distance of h_1 is $0.01 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$

Fig. 7 is obvious that the wire dipole on the resonant EBG reflector can be matched well from 5.22 GHz to 6.06 GHz (at return loss lower than -10 dB). However, the good matching is achieved with the length of the dipole $0.40 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$ at frequency 5.64 GHz and the covering bandwidth is at 850 MHz, approximately.

Fig. 8 shows the directive gain of antenna about 9.01 dBi. Fig. 9 shows the near-fields distribution occurring on EBG reflector, which is calculated by using CST software. The E- and H-field levels of EBG structure are around 5,504 V/m and 23.7 A/m, respectively



(a)



(b)

Fig. 9 near-fields distribution inside the gap with distance of h_1 is $0.01 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$: (a) E-fields and (b) H-fields

The next case, the distance h_1 of dipole is fixed at $0.02 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, and the length of wire dipole still be varied from $0.34 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$ to $0.44 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$. In Fig. 10, it is found that the wire dipole on the resonant EBG reflector can be matched well from 5.42 GHz to 6.34 GHz. Also, the best matching is achieved with the length of the dipole $0.38 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, the proposed antenna will cover the desired frequency band (about 920 MHz). The resonant frequency is 5.8 GHz, which according to our requirement. Fig. 11 shows the directive gain of antenna about 9.06 dBi. The near-fields distribution inside EBG reflector are calculated by CST and shown in Fig. 12. The levels of E- and H-fields are 4,576 V/m and 24.4 A/m, respectively.

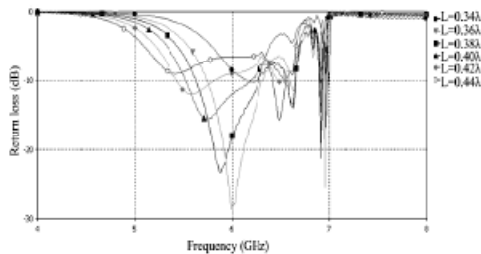


Fig. 10 return loss of the dipole above novel EBG with distance of h_f is $0.02\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$

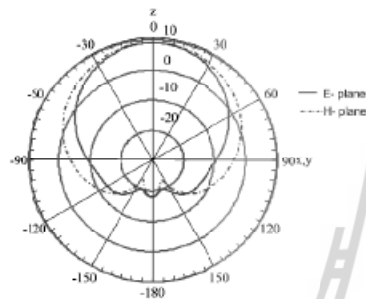
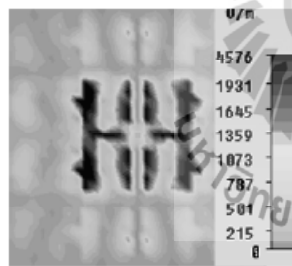
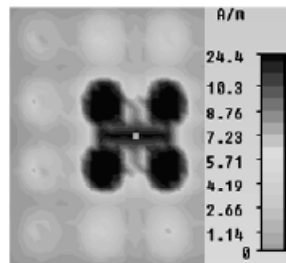


Fig. 11 directive gain of the dipole above novel EBG with distance of h_f is $0.02\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$



(a)



(b)

Fig. 12 near-fields distribution inside the gap with distance of h_f is $0.02\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$: (a) E-fields and (b) H-fields

The last case, the distance h_f of dipole is specified at $0.03\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$ and the length of wire dipole still be varied as well. The simulated results of return loss of antenna are shown in Fig. 13. It is obvious that the dipole element on the same EBG reflector can be matched well from 5.58 GHz to 6.72 GHz. In addition, the good matching is achieved with the length of the dipole $0.36\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, but the resonant frequency is shifted up to 6.05 MHz. However, it will yield the bandwidth about 1,140 MHz, which is larger than previous two cases.

Fig. 14 shows the directive gain of antenna about 8.9 dBi. The near-fields distribution inside EBG reflector are calculated by CST and shown in Fig. 15. The levels of E- and H-fields are 4,023 V/m and 25.09 A/m, respectively.

From three study cases of wire dipole above the resonant EBG reflector in previous section, therefore, the second case has been selected reasonably because it provides the highest directive gain (9.06 dBi) at the desired frequency (5.8 GHz) using the length of dipole equals to $0.38\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$ ($l = 9.82760 \text{ mm}$). Although it provides the bandwidth narrower than the bandwidth of antenna in the third case, however, it still is large enough for IEEE standard (802.11a/g).

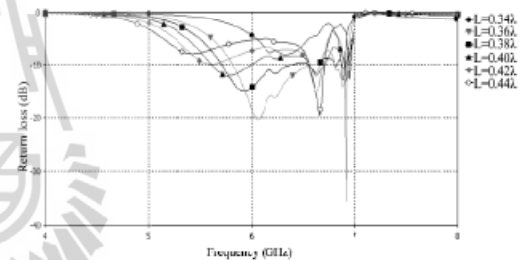


Fig. 13 return loss of the dipole above novel EBG with distance of h_f is $0.03\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$

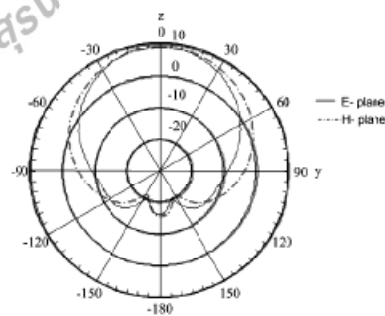
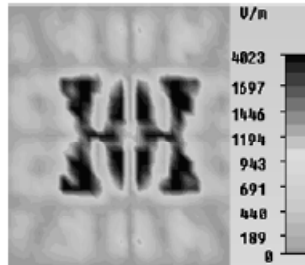
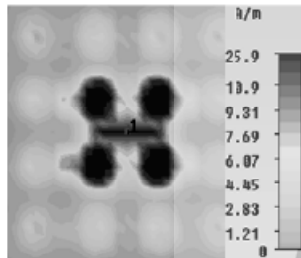


Fig. 14 directive gain of the dipole above novel EBG with distance of h_f is $0.02\lambda_{5.8 \text{ GHz}}$



(a)



(b)

Fig. 15 near-fields distribution inside the gap with distance of h_1 is $0.03\lambda_{5.8\text{ GHz}}$: (a) E-fields and (b) H-fields

We continue to study about the impacts of W_3 , W_4 and h_2 . The parameter W_3 and W_4 play an important role in determining the frequency band. Patch width is changed up to 0.06λ . Figs. 16 and 17 show the insertion loss of EBG surface with different patch width. It is observed that when patch width is increased, the frequency band decreases. Furthermore, this phenomenon can be explained using the lumped LC model. According to (2), a wider patch width leads to larger capacitance C . Thus, the frequency reduces.

h_2 is used to control the frequency behavior. It is changed from 0.04λ to 0.10λ . The insertion loss with different h_2 are shown in Fig. 18. It is observed that if h_2 is increased, the frequency decreases. This is similar to the effect of the patch width W_3 and W_4 .

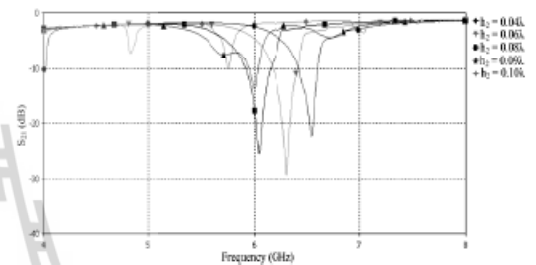


Fig. 18 insertion Loss of the Adjustment of h_2

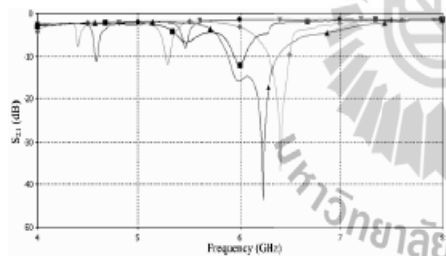
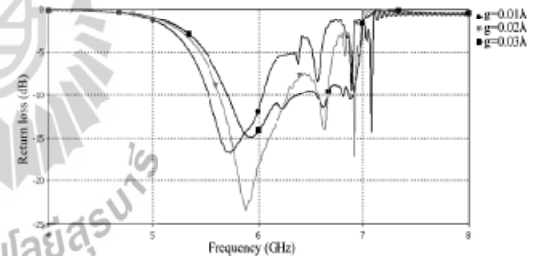


Fig. 16 insertion loss of patch width (W_3) with difference sizes



(a)

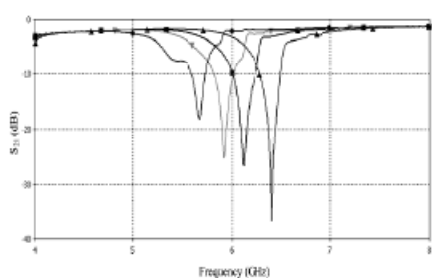
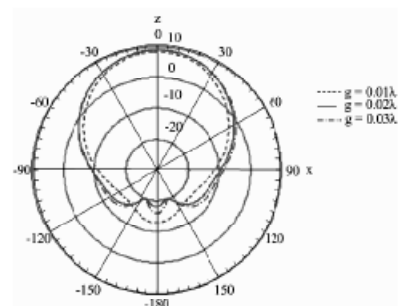


Fig. 17 insertion loss of patch width (W_4) with difference sizes.



(b)

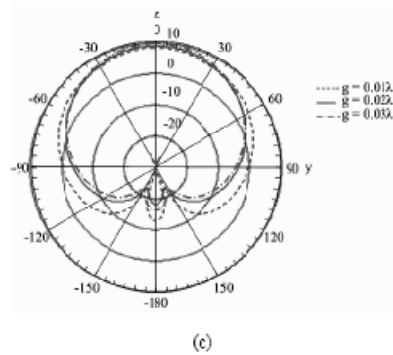


Fig. 19 return loss and radiation pattern of wire dipole above novel EBG reflector with different gap spacing: (a) return loss, (b) E-plane, and (c) H-plane

Finally, we continue to study about the impacts of gaps spacing g between conducting patches of EBG structure by varying $g = 0.01 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, $0.02 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, and $0.03 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, respectively, at the desired frequency of 5.8 GHz. The height of the radiating dipole over the EBG surface is fixed at $0.02 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$. The simulation results of return loss and radiation pattern, which are influenced by gaps spacing are shown in Fig. 19.

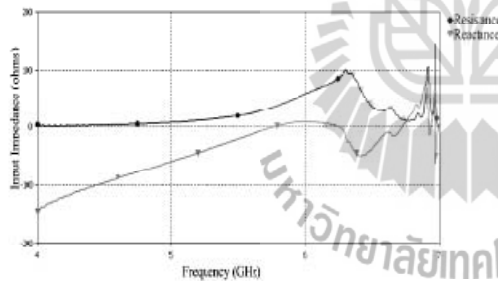


Fig. 20 input impedance of wire dipole above novel EBG reflector

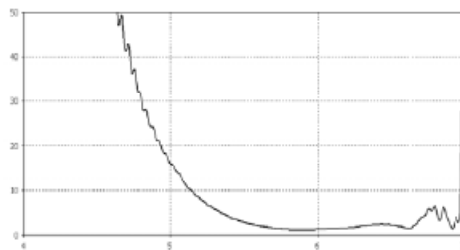


Fig. 21 VSWR of wire dipole above novel EBG reflector

As resulting, we found that the resonant frequency of the proposed antenna and its radiation pattern were affected by the influences of gaps spacing g . In Fig. 19 (a), it shows that the antenna can be matched well for every value of g . Moreover we found that if gaps spacing is increased, then the resonant frequency will be shifted up to higher frequency. However, the proper spacing will be chosen at $g = 0.02 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$, due to the best matching and the highest directive gain (9.06 dBi) at the desired frequency of 5.8 GHz. For Fig. 19 (b) and (c), it is found that with the same spacing, the back lobe both in E- and H-plane of the proposed antenna will be most eliminated and consequently provide the highest directive gain. According to the result in Figs. 20 and 21 that yields input impedance and VSWR of wire dipole above novel EBG reflector very close $50 \pm j0$ ohms and 1.25, respectively, at resonance frequency of 5.8 GHz

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

To verify the simulation results, a prototype of the wire dipole antenna on novel resonant EBG ground plane is fabricated as shown in Fig.22. When the wire dipole with novel resonant EBG reflector is passed the matching test, it is mounted over the EBG ground plane with $h_f = 0.02 \lambda_{5.8 \text{ GHz}}$. The return loss is measured by using an HP8722D Network Analyzer. The antenna is trimmed equal both ends off for matching impedance. Therefore, the length of antenna prototype is decrease that is a good effect for the low profile antenna.

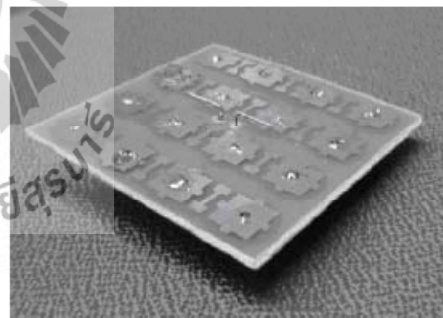


Fig. 22 the prototype of proposed antenna

In order to verify the simulation results by means of measurements, the wire dipole with novel resonant EBG reflector have been fabricated using our in-house facility, as shown in Fig. 22.

Fig. 23 as shown the measured reflection characteristics, the 4×4 elements can be matched well from 5.6 GHz to 6.3 GHz, which are below -10 dB that is cover all of frequency band for IEEE standard (802.11a/g). The measurement is in a good agreement with the simulation result. The remaining mismatch is mainly due to etching tolerances and via misalignments, which can be directly seen from the fabricated EBG

structures.

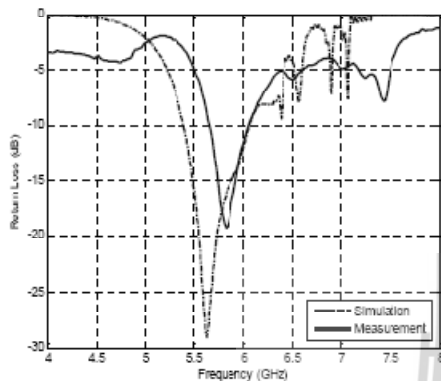


Fig. 23 the simulated and measured result

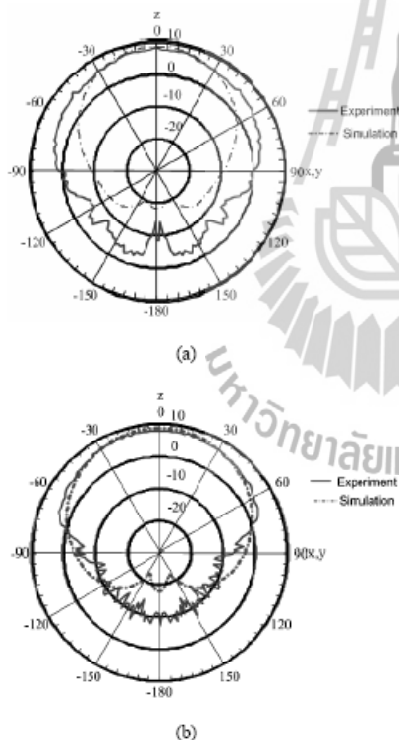


Fig. 24 Radiation pattern of wire dipole above novel EBG reflector: (a) E-plane and (b) H-plane

Fig.24 shows the comparison of the simulated and measured results for the total far-field radiation patterns in E-plane and H-plane. The maximum radiation occurs in the

normal direction to a reflector plane. We have achieved a maximum gain of 7.86 dB which is higher than that of a traditional half-wave dipole. Moreover, it had the half power bandwidth E- and H-plane are 80° and 100°, respectively. The results of gain, HPBW, and patterns are well agreement of antenna for wireless local area (WLAN) system.

V. CONCLUSION

A wire dipole antenna with novel resonant EBG reflector has been studied experimentally with CST software in laboratory. The experiments with CST program have shown that the proposed antenna can be realized for utilization in WLAN applications for IEEE standard (802.11a/g) with simple structure and easy fabrication. The radiation of electromagnetic field occurs in the boresight, which is proper to install this antenna at the wall of building. The maximum gain is 9.06 dBi at 5.8 GHz with dipole length and gaps spacing is 0.38_{λ,5.8 GHz} and 0.02_{λ,5.8 GHz}, respectively. In addition, this antenna provides the frequency bandwidth about 950 MHz that large band enough for applications in such IEEE standard. From the study, we found that the structure of EBG resonator contributed eliminating the surface waves at edge of reflector and decreasing back lobes of the proposed antenna. Therefore, the almost electromagnetic fields are radiated in boresight of antenna contributing the directive gain is increased, consequently. However, besides WLAN applications, many applications can be conceived for a wire dipole with novel resonant EBG reflector due to its geometrical and electromagnetic.

REFERENCES

- [1] Arpa Thumvichit, Tadashi Takano, and Yukiyo Kamata, "Characteristics verification of half-wave dipole very close to a conducting plane with excellent impedance matching," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, Vol. 55, No. 1, January 2007.
- [2] Han-Nie Lin, and Chun-Chi Tang, "Analysis and design for high-gain antenna with periodic structures," *PIERS Draft Proceedings.*, Xi'an, China, March 22-26, 2010.
- [3] R. Wongsan, "A wide-beam array antenna using shorted-end curved dipoles on a reflector plane," *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.8, No.2, 2009, pp. 207-216.
- [4] R.H. Chu, "Analysis of an Infinite Phased Array of Dipole Elements with RAM Coating on Ground Plane and Covered with Layered Radome," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, Vol. 39, No. 2, February 1991.
- [5] P. Krachodnok and R. Wongsan, "Design of Broad-Beam Microstrip Reflectarray," *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.7, No.3, 2008, pp.180-187.
- [6] N. Fhaffiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, "A shorted-end curved strip dipole on dielectric plane using method of moment," *WSEAS Transactions on Communications*, Vol.9, January 2010.
- [7] Fan Yang, and Yahya Rahmat-Samii, "Reflection phase characterizations of EBG ground plane for low profile wire antenna applications," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, Vol. 51, No. 10, October 2003.
- [8] N. Fhaffiem, P. Krachodnok, and R. Wongsan, "A shorted-end curved strip dipole on dielectric and conducting plane for wireless LANs," *The 2009 International Symposium on Antenna and Propagation*, 2009, pp. 835-838.
- [9] Sievenpiper, D., L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolus, and E. Yablonovitch, "High impedance electromagnetic surface with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, No. 11, 2059-2074, 1999.

- [10] F. Yang, Y. Rahmet-Suzii, "Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering," USA by Cambridge University Press, New York, 2009.
- [11] D.F. Sievenpiper, "High-impedance electromagnetic surfaces," Ph.D. thesis, UCLA, 1999.
- [12] S. Kumphephat, P. Krachodnok, M. Uthansukul, and R. Wongsan, "Gain and Pattern Improvements of Array Antenna using MSA with Asymmetric T-shaped Slit Loads," *WSEAS Transactions Communications*, Vol.7, 2008, pp. 922-931.

C. Yotnuan was born in Sukhothai, Thailand in 1936. She received the B.Eng. degree from Suranaree University of Technology and studying M.Eng. degree in Suranaree University of Technology, in 2009 to present. Her research focuses on antenna systems and electromagnetic theory.

P. Krachodnok was born in Khon Kaen, Thailand in 1974. She received the B.Eng, M.Eng, and Ph.D. degree in Telecommunication Engineering and Electrical Engineering from Suranaree University of Technology and Chulalongkorn University, Thailand in 1997, 2000, and 2008, respectively. Presently, she is lecturer at the school of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Thailand. Her research focuses on antenna systems and electromagnetic theory.

R. Wongsan received the B.Eng. degree from Rajamongkral Institute of Technology, Thailand, M.Eng. degree from King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok (KMITNE), and D. Eng. degree from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand, in 1989, 1994, and 2003, respectively. From 2003, he has been an Assistant Professor at the School of Telecommunication Engineering, Suranaree University of Technology, Nakhon Ratchasima, Thailand. His current interests are electromagnetic theory and antenna systems for several applications. He is a member of IEICE and ECTI.



ประวัติผู้เขียน

นางสาวชมพูนุท ขอดนวล เกิดเมื่อวันที่14กุมภาพันธ์2529ที่จังหวัดสุโขทัยสำเร็จการศึกษาระดับมัธยมปลายจากโรงเรียนสวรรคค่อนันต์วิทยา จังหวัดสุโขทัยและสำเร็จการศึกษาระดับบัณฑิตศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต(สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม)จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีจังหวัดนครราชสีมาเมื่อพ.ศ.2551จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อ ในระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

โดยขณะที่ศึกษาในระดับปริญญาโท ได้มีผลงานวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ระดับนานาชาติจำนวน2ฉบับดังนี้

- (1) WSEAS Intern. Conferences (SELECTED TOPICS in APPLIED COMPUTER SCIENCE) ในหัวข้อ “**Improvement of Directive Gain for a Wire Dipole with Novel Resonant EBG Reflector**”, Iwate reflectural Univ., Iwate, Japan, October 4-6, 2010,ISBN: 978-960-474-231-8.
- (2) INTERNATIONAL JOURNAL OF COMMUNICATIONS ในหัวข้อ “**Performance Improvement of a Wire Dipole using Novel Resonant EBG Reflector**”, Issue 3, Volume 4, 2010.