

สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาไรซ์เชิงวงกลม

นางอุษา กงเมือง

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

ปีการศึกษา 2549

ISBN 974-533-583-5

**DUAL-FREQUENCY CIRCULARLY-POLARIZED
MICROSTRIP ANTENNA**

Usa Kongmuang

**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 2006

ISBN 974-533-583-5

สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซิงเชิงวงกลม

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์



(อ. ดร. รุ่งสรรค์ ทองทา)

ประธานกรรมการ



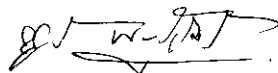
(ผศ. ดร. รุ่งสรรค์ วงศ์สรรค์)

กรรมการ (อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์)



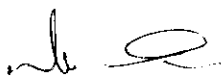
(อ. ดร. ชานชัย ทองโสภาก)

กรรมการ



(ผศ. ดร. ชuwongค์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

กรรมการ



(รศ. ดร. เสาวณีย์ รัตนพานี)

รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ



(รศ. น.อ. ดร. วรพจน์ จำพิศ)

คณบดีสำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์

อุษา คงเมือง : สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาไรซ์เชิงวงกลม

(DUAL-FREQUENCY CIRCULARLY-POLARIZED MICROSTRIP ANTENNA)

อาจารย์ที่ปรึกษา : ผศ. ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรคค์, 104 หน้า. ISBN 974-533-583-5

สายอากาศไมโครสตริปได้ถูกจัดให้อยู่ในกลุ่มของสายอากาศที่เป็นเทคโนโลยีที่น่าสนใจ ซึ่งได้ถูกนำมาใช้ร่วมกับระบบสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันอยู่เป็นจำนวนมาก เนื่องจากมีน้ำหนักเบา โครงสร้างไม่ซับซ้อน โดยส่วนใหญ่สายอากาศชนิดนี้จะให้ความกว้างแถบ (Bandwidth) ที่แคบ และมักจะนำไปใช้กับงานในลักษณะความถี่เดียวเป็นส่วนใหญ่ งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ที่มีโพลาไรซ์เชิงวงกลม (Dual frequency) ใช้งานของระบบสื่อสารแบบไร้สายโดยใช้เทคนิคการปรับความสูงของวัสดุฐานรอง (Substrate) ร่วมกับการเพิ่มร่อง (Slot) และโหลดแบบร่อง (Slit load) ที่ขอบของสายอากาศในกระบวนการของงานวิจัยนี้ใช้วิธีการจำลองสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ของสายอากาศไมโครสตริปที่มีการทำงานเป็นลักษณะสองความถี่โดยกำหนดความถี่ด้านต่ำกว่า (Lower frequency) ที่ 2.45 GHz และความถี่ด้านสูงกว่า (Higher frequency) ที่ 5.8 GHz จากนั้นจึงใช้ระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา (Finite Difference Time Domain Method: FDTD) ซึ่งเป็นวิธีการคำนวณเชิงตัวเลขวิธีหนึ่งที่ทำให้ผลเฉลยเพื่อหาแบบรูปการแผ่พลังงาน อิมพีแดนซ์ของสายอากาศและสุดท้ายได้สร้างสายอากาศต้นแบบตามขนาดที่ได้จากการคำนวณ เพื่อนำมาวัดทดสอบเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองด้วย IE3D และจากระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

ปีการศึกษา 2549

ลายมือชื่อนักศึกษา อุษา คงเมือง

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา รังสรรค์

USA KONGMUANG : DUAL-FREQUENCY CIRCULARLY-POLARIZED
MICROSTRIP ANTENNA. THESIS ADVISOR : ASSISTANT PROFESSOR
RANGSAN WONGSAN, D.Eng. 104 PP. ISBN 974-533-583-5

DUAL-FREQUENCY CIRCULARLY-POLARIZED MICROSTRIP ANTENNA

A microstrip antenna is classified as the antenna which is a kind interesting technology used in wireless LAN communication system because of its light weight and uncomplicated fabrication. However, its bandwidth is very narrow. Moreover, when it is in use, only a single resonant frequency can be used. This research presents the development and design of the microstrip antenna whose dual frequencies, 2.45 GHz and 5.8 GHz, can be applied. In addition, the width of its bandwidth is increased for appropriate applications. In designing the microstrip antenna substrate, slot and slit load techniques are applied for the development of dual frequency and circularly-polarized microstrip antenna. The process of carrying out the research includes the simulation of dual frequency and circularly-polarized microstrip antenna using the IE3D software, analysis of FDTD for proper numerical results, for example, reflection coefficients and radiation patterns, and creation and measurement of antenna prototype and comparison of the results obtained.

School of Telecommunication Engineering

Academic Year 2006

Student's Signature Usa Kongmuang

Advisor's Signature Dr. Rangsan

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากได้รับความช่วยเหลืออย่างยิ่ง ทั้งด้านวิชาการ และด้านดำเนินงานวิจัย จากบุคคลและกลุ่มบุคคลต่าง ๆ ได้แก่

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.รังสรรค์ วงศ์สรรค์ ผู้ช่วยอธิการบดี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสทางการศึกษา ให้คำแนะนำปรึกษา ช่วยแก้ปัญหาและให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งช่วยตรวจทานและแก้ไขวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

อาจารย์ ดร.รังสรรค์ ทองทา หัวหน้าสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม อาจารย์ ดร.วิภาวี อุสาหะ อาจารย์ ดร.ชุติมา พรหมมาก และอาจารย์ ปิยาภรณ์ กระจอกนอก อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ความรู้ทางวิชาการ

อาจารย์ ดร.ชาญชัย ทองโสภณ อาจารย์ประจำสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี และคุณเอกจิต คุ้มวงศ์ อาจารย์ประจำสาขาโทรคมนาคม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล อีสาน ที่ให้ความรู้ทางวิชาการและถ่ายทอดความรู้ประสบการณ์ คำแนะนำและข้อมูลเกี่ยวกับ FDTD

ขอขอบคุณ คุณสุรินทร์ อ่อนน้อม คุณชนาตย์ สุกนวล อาจารย์ประจำแผนกวิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล อีสาน ที่ให้คำปรึกษาวิธีการสร้างสายอากาศ ต้นแบบจนสำเร็จได้

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ปุณยวีร์ จามจรีกุล น้อง ๆ บัณฑิตศึกษาทุกท่านและคุณประพล จาระตะคุ รวมทั้งเจ้าหน้าที่ ศูนย์เครื่องมือวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีทุกท่านที่ช่วยอำนวยความสะดวกทางด้านเครื่องมือและอุปกรณ์ และต้องขอขอบคุณ ครอบครัวที่เป็นเสมือนคู่คิดและเป็นกำลังใจที่ดีมาตลอด จนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

ขอขอบคุณ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล อีสาน ที่ให้โอกาสในการลาศึกษาต่อและสนับสนุนค่าใช้จ่ายระหว่างศึกษา จนสำเร็จการศึกษาด้วยดี ขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัย เทคโนโลยีสุรนารี ที่ให้ทุนสนับสนุนในการจัดทำวิทยานิพนธ์

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้กับบิดามารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ผู้สอนที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ผู้วิจัยตลอดมา จนทำให้ประสบความสำเร็จในชีวิต

อุษา คงเมือง

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ (ภาษาไทย).....	ก
บทคัดย่อ (ภาษาอังกฤษ).....	ข
กิตติกรรมประกาศ.....	ค
สารบัญ.....	ง
สารบัญตาราง.....	ช
สารบัญรูป.....	ซ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ญ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 สมมุติฐานของการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
1.5 ประโยชน์ของผลการวิจัย.....	3
1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์.....	3
2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 ปรัชญ่วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	5
2.1.1 ลักษณะสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย.....	5
2.1.2 ที่มาของผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา.....	7
2.3 สรุป.....	9
3 ระเบียบวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา.....	11
3.1 กล่าวนำ.....	11
3.2 ระเบียบวิธีผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา.....	12
3.3 เงื่อนไขขอบเขตจุดคลื่นแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์.....	21

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.4	การจำลองการป้อนและการกระตุ้นด้วยพัลส์.....	32
3.4.1	แบบจำลองการป้อน.....	32
3.4.2	การกระตุ้นด้วยพัลส์.....	33
3.5	การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล.....	36
3.5.1	การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกลในโดเมนความถี่.....	37
3.6	สรุป.....	41
4	การวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	42
4.1	กล่าวนำ.....	42
4.2	การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	42
4.2.1	พื้นฐานการออกแบบและการคำนวณพารามิเตอร์สายอากาศไมโครสตริป.....	42
4.2.2	ศึกษาคุณลักษณะสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ด้วยโปรแกรมจำลอง IE3D.....	45
4.3	ระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาหาผลเฉลยของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่....	51
4.3.1	รูปแบบของปัญหาและเงื่อนไขขอบเขต.....	51
4.3.2	ผลคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ด้วยวิธี FDTD.....	52
4.3.3	รูปแบบจำลองการกระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้ในแนวระนาบ.....	55
4.3.4	แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล.....	62
4.4	สรุป.....	62
5	ผลการทดลอง.....	63
5.1	กล่าวนำ.....	63
5.2	วิธีการสร้างสายอากาศต้นแบบ.....	63
5.3	ผลการทดลองวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	65
5.4	ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่....	67
5.5	ผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	69
5.6	ผลการทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	71
5.7	ผลการทดลองวัดโพลาไรซ์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	72
5.8	สรุป.....	76

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	78
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	78
6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา.....	80
รายการอ้างอิง.....	81
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก รายละเอียดของสมการระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา.....	84
ภาคผนวก ข บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา.....	102
ประวัติผู้เขียน.....	104

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ความเป็นมาของวิธีวิธีการแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา.....	7
5.1 แสดงการเปรียบเทียบค่าความกว้างแถบของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	65
5.2 ค่าอัตราขยายจากการวัดทดสอบ.....	72
5.3 สรุปผลการวัดโพลาไรซ์.....	74
5.4 ค่าอัตราส่วนตามแกน.....	76
6.1 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาไรซ์เชิงวงกลม.....	79

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 กราฟจำนวนสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาตามปี ค.ศ.....	9
3.1 การประมาณสำหรับ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างแบบสี่บเนื่องไปข้างหน้า ข้างหลังและตรงกลางตามลำดับ.....	12
3.2 ความผิดพลาดในฟังก์ชันของขนาดกริดเซลล์.....	14
3.3 โครงสร้างส่วนประกอบสนามในหน่วยเซลล์ของ Yee.....	17
3.4 ช่วงเวลาตามแอลกอริทึมของ Yee.....	19
3.5 ส่วนประกอบของสนามในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางแบบ PML.....	24
3.6 เทคนิคของเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบขั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์.....	28
3.7 มุมบนขวาของกริดเซลล์ในระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาในตัวกลาง PML.....	31
3.8 รูปแบบการจำลองสายอากาศแบบช่องว่างเคลด้า.....	33
3.9 รูปแบบพัลส์ที่ใช้ในการกระตุ้น.....	34
3.10 รูปทรงของปัญหาในการแปลงสนาม.....	36
3.11 การแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือน.....	38
3.12 ค่าเฉลี่ยของสนามแม่เหล็กที่คิดจากค่าที่อยู่ข้างเคียงทั้งสี่ค่า.....	39
4.1 คุณลักษณะทาง VSWR ของการเกิดความกว้างแถบสองความถี่และความกว้างแถบกว้าง.....	43
4.2 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบระนาบร่วม.....	44
4.3 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปกับเทคนิคการวางซ้อน.....	45
4.4 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซเซชันวงกลม.....	46
4.5 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศไมโครสตริปจำลองด้วย IE3D.....	47
4.6 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซเซชันวงกลม.....	48
4.7 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศที่มีการปรับขนาดแพทช์และโหลดแบบ ร่องรูปตัวที่ทั้ง 4 ด้าน.....	48
4.8 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลมาจากการเปลี่ยนตำแหน่งป้อน (x_p, y_p) ตามแนวเส้นทแยงมุม.....	49

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.9 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลมาจากการเปลี่ยนค่าความหนาวัสดุฐานรองจาก 1.6 มิลลิเมตร เป็น 3.2 มิลลิเมตร.....	50
4.10 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลมาจากการเปลี่ยนขนาดและตำแหน่งของร่องกลาง.....	50
4.11 โปรแกรม IE3D จำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบสองความถี่.....	51
4.12 เงื่อนไขขอบเขตของการวิเคราะห์ขนาดส่วนประกอบของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	52
4.13 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	52
4.14 ค่ากระแสในโดเมนเวลาที่เกิดขึ้นในตำแหน่งขอบเขตแหล่งกำเนิด.....	53
4.15 ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	54
4.16 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	55
4.17 สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไปในรูปแบบของการจัดวางแบบเชิงเส้น.....	56
4.18 สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงในรูปแบบของการจัดวางแบบระนาบ.....	58
4.19 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบสนามไฟฟ้าที่ได้จากการจำลองด้วย FDTD.....	61
4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบแม่เหล็กที่ได้จากการจำลองด้วย FDTD.....	61
5.1 โปรแกรม CircuitCAM กำหนดการกัดและตัดแผ่น PCB.....	63
5.2 การสร้างสายอากาศต้นแบบ.....	64
5.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ.....	66
5.4 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแถบความถี่ด้านต่ำกว่าและแถบความถี่ด้านสูงกว่าของการทำงานแบบสองความถี่ที่ได้จากการทดสอบ.....	66
5.5 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	67
5.6 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศในสนามระยะไกลที่ได้จากการทดสอบ.....	68
5.7 ค่าอิมพีแดนซ์จากการวัดทดสอบ.....	70
5.8 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาไรซ์แบบวงกลม.....	71
5.9 วิธีการวัดทดสอบโพลาไรซ์สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาไรซ์แบบวงกลม.....	73
5.10 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการโพลาไรเซชันหาขนาดของสนามไฟฟ้า.....	74
5.11 แบบรูปการโพลาไรเซชัน.....	75

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

FDTD	=	Finite Difference Time Domain
PML	=	Perfectly Matched Layer
LHCP	=	Left Hand Circularly Polarization
RHCP	=	Right Hand Circularly Polarization
FD-NFFF	=	Frequency-Domain Near-Field to Far-Field Transformation
TD-NFFF	=	Time-Domain Near-Field to Far-Field Transformation
TE mode	=	Transverse electric mode
TM mode	=	Transverse magnetic mode
AR	=	Axial Ratio
δ	=	total thickness of PML layers
ϵ_r	=	relative permittivity
ϵ_0	=	permittivity of free space
μ_0	=	permeability of free space
\vec{E}	=	electric field vector
\vec{H}	=	magnetic field vector
\vec{D}	=	electric flux density
\vec{B}	=	magnetic flux density
\vec{j}	=	electric current densities
σ	=	electrical conductivity
σ^*	=	magnetic conductivity
Δx	=	cell size of Cartesian space increment in x direction
Δy	=	cell size of Cartesian space increment in y direction
Δz	=	cell size of Cartesian space increment in z direction
Δt	=	size of time step
C	=	velocity of light
N	=	FDTD discrete time index
ψ	=	any component of the field
W	=	width of the patch

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ (ต่อ)

L	=	length of the patch
t	=	time
BW	=	band Width
f_c	=	operating frequency
E_{co}	=	major axis of polarization
E_{xp}	=	minor axis of polarization
EIRP	=	effective isotropic radiated power
W	=	width of the microstrip or patch antenna
h	=	thickness of substrate
S_{11}	=	input reflection coefficient
Γ_{in}	=	input reflection coefficient
Z_{in}	=	input impedance
Z_{out}	=	output impedance
β	=	propagation constant
η	=	intrinsic impedance
λ_0	=	wavelength of electromagnetic wave in free space
R_{in}	=	input impedance of patch antenna
$R(\theta)$	=	reflection factor
ω	=	angular frequency

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหาการวิจัย

การสื่อสารนับว่ามีความสำคัญต่อชีวิตมนุษย์เป็นอย่างมากมาตั้งแต่สมัยโบราณจนถึงปัจจุบัน โดยเฉพาะสายอากาศที่ใช้กับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless communication system) ซึ่งมีความสำคัญอย่างยิ่งในยุคปัจจุบัน ถ้าหากความสำคัญของการสื่อสารไร้สายมีมากเท่าไรสายอากาศที่ทำหน้าที่รับ-ส่งสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของการสื่อสารไร้สายนั้นย่อมมีความสำคัญมากขึ้นตามสายอากาศจะทำหน้าที่รับ-ส่ง คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้อยู่ในรูปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic wave) โดยวิธีการเหนี่ยวนำกระแสให้กลายเป็นคลื่นวิทยุ (Radio wave) ที่ส่งผ่านอากาศเพื่อไปยังเครื่องรับ โดยสายอากาศที่เครื่องรับจะรับสัญญาณคลื่นวิทยุที่เข้ามาแล้วเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าก่อนนำไปส่งไปยังภาคอื่นเพื่อประโยชน์ในการสื่อสารต่อไป และเพื่อให้สัญญาณรับและส่งมีความผิดพลาดน้อยที่สุดจึงควรสร้างสายอากาศให้มีประสิทธิภาพ ดังนั้นคุณลักษณะของสายอากาศที่ต้องนำไปสร้างจึงต้องพิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ เช่นย่านความถี่ที่ใช้งาน วัสดุที่นำมาใช้เป็นสายอากาศควรจะมีค่าความนำสูง เพื่อลดปัญหาการสูญเสียกำลังงานในการส่งผ่าน และการเลือกชนิดของสายอากาศที่ต้องการทำการสร้างนั้น จำเป็นต้องพิจารณาถึงคุณลักษณะการเกิดความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency) ความกว้างแถบ (Bandwidth) ที่กว้างเพียงพอที่ต้องการนำไปใช้งานและแบบรูปการแผ่กระจายกำลังงาน (Radiation pattern characteristic) ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า (E-plane) และระนาบสนามแม่เหล็ก (H-plane) สายอากาศไมโครสตริปที่มีลักษณะการทำงานแบบสองความถี่ ในบางครั้งเป็นการเตรียมสายอากาศไว้เพื่อประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการความกว้างแถบที่กว้าง (Wide band) แต่ถ้าเป็นงานในลักษณะที่ใช้งานสองความถี่โดยความถี่ทั้งสองอยู่ห่างกันมากจะต้องมีการนำเทคนิคพิเศษมาร่วมด้วย สำหรับระบบการสื่อสารที่มีการรับ-ส่งแบบสองความถี่หรือมากกว่า เช่น โครงข่ายระบบการสื่อสารแบบไร้สาย (WLAN) SAR (Synthetic Aperture Radar) ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ (Mobile communication)

การเลือกใช้สายอากาศที่เรโซแนนซ์เฉพาะแถบที่ต้องการใช้งาน ทำให้ประหยัดพลังงานมากกว่าการใช้สายอากาศในลักษณะความถี่กว้างแถบที่กว้าง สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่นิยมนำมาใช้งานมากเพราะมีน้ำหนักเบา ราคาถูกและสามารถนำมาใช้งานร่วมกับวงจรประเภท MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits) ได้ อย่างไรก็ตามตัวสายอากาศไมโครสตริปมีข้อเสียใน

มีข้อเสียในเรื่องความกว้างแถบที่แคบเนื่องมาจากธรรมชาติของการเกิดความถี่เรโซแนนซ์บนโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริป จึงมีการนำเสนอเทคนิคใหม่ ๆ ขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาในเรื่องการเพิ่มความกว้างแถบให้สามารถนำไปใช้กับงานได้จริง ในการออกแบบสายอากาศแบบสองความถี่นั้น มีข้อควรพิจารณาคือ ในการทำงานร่วมกันเพราะต้องคำนึงถึงส่วนของการเชื่อมต่อจะต้องแมตช์ที่ดี และข้อควรพิจารณาอีกอย่างคือ การเลือกรูปแบบโครงข่ายการป้อน (Feed network) ที่ให้กับสายอากาศสองความถี่ การประยุกต์ใช้ในงานบางลักษณะต้องการการโพลาไรซ์แบบโพลาไรซ์เชิงเส้นชนิดคู่ (Dual linear polarization) การเพิ่มความสูงให้กับวัสดุฐานรองบนโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลต่อการเพิ่มความกว้างแถบ การเพิ่มร่องและตัวปรับสายท่อนสั้น (Stub) ร่วมกับการเพิ่มความสูงของวัสดุฐานรอง จากโครงสร้างเดิมมีผลร่วมต่อการเปลี่ยนความถี่และความกว้างแถบ การเลือกรูปแบบการป้อนแบบโคแอกเซียล จะทำให้สายอากาศไมโครสตริปมีการโพลาไรซ์เชิงวงกลมและตำแหน่งการป้อนตามแนวเส้นทแยงมุมจะมีผลต่อการกำหนด การทำงานเป็นแบบสองความถี่ด้วยคุณลักษณะดังกล่าวสามารถหาคำตอบได้จากการใช้โปรแกรมจำลอง หาผลเฉลยที่พัฒนาโดยใช้ ระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา (Finite Difference Time Domain: FDTD) จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้เพื่อวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปจะทำให้ได้ข้อสรุปที่เป็นประโยชน์เกี่ยวกับลักษณะรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปที่มีผลการทำงานแบบสองความถี่ และมีความกว้างแถบเพียงพอต่อการใช้งานรวมทั้งให้โพลาไรซ์เชิงวงกลมเพื่อนำไปสร้างสายอากาศต้นแบบและพัฒนาไปใช้งานจริงต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 ศึกษาวิธีการพัฒนาและการออกแบบรูปร่างสายอากาศไมโครสตริป ที่นำมาใช้ทำงานพร้อมกันได้ทั้งสองความถี่และแต่ละความถี่มีความกว้างแถบเพียงพอต่อการใช้งานในวัตถุประสงค์ที่กำหนด

1.2.2 พัฒนาการใช้ระเบียบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา สำหรับสายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในลักษณะสองความถี่ให้สามารถคำนวณได้อย่างรวดเร็วถูกต้องแม่นยำ

1.2.3 สร้างสายอากาศต้นแบบเพื่อศึกษาผลจากการวัดทดสอบ เพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D และจากระเบียบวิธีการของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

1.3 สมมุติฐานของการวิจัย

1.3.1 การเพิ่มความสูงให้กับวัสดุฐานรองบนโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลต่อการเพิ่มความกว้างแถบ

1.3.2 การเพิ่มร่องและตัวปรับสายท่อนสั้นร่วมกับการปรับความสูงของวัสดุฐานรองจากโครงสร้างเดิมมีผลร่วมต่อการเปลี่ยนความถี่และความกว้างแถบ

1.3.3 การเลือกรูปแบบการป้อนแบบโคแอกเซียล จะสามารถทำให้สายอากาศไมโครสตริป มีการโพลาไรซ์เชิงวงกลมและตำแหน่งการป้อนตามแนวเส้นทแยงมุม และจะมีผลต่อการกำหนดการทำงานเป็นแบบสองความถี่ด้วย

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 ใช้โปรแกรมภาษาซีเพื่อพัฒนาระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาสำหรับวิเคราะห์ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสายอากาศไมโครสตริป

1.4.2 ดำเนินการศึกษาเทคนิคการเพิ่มความกว้างแถบให้กับสายอากาศไมโครสตริปตามสมมุติฐานที่ตั้งไว้ โดยนำเสนอแนวทางการพัฒนาเพื่อเปรียบเทียบผลจากโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D และจากระเบียบวิธีการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.5.1 ได้โปรแกรมจำลองผลเฉลยที่เกิดจากการพัฒนาระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้เข้ากับปัญหาจริงในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบสองความถี่

1.5.2 ได้ข้อสรุปอันเป็นประโยชน์เกี่ยวกับลักษณะรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปที่มีผลการทำงานแบบสองความถี่และมีความกว้างแถบเพียงพอต่อการใช้งานรวมทั้งให้โพลาไรซ์เชิงวงกลม

1.5.3 ได้สายอากาศต้นแบบ เพื่อพัฒนาไปใช้งานจริง

1.6 การจัดรูปเล่มวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอ การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาไรซ์เชิงวงกลมมีเนื้อหาทั้งหมด 6 บท โดยแต่ละบทมีเนื้อหาพอสรุปได้ดังนี้

บทที่ 1 ได้กล่าวถึงความสำคัญของปัญหาในเรื่องการสื่อสารไร้สาย ว่าการสื่อสารไร้สายนั้นมีความสำคัญต่อชีวิตประจำวันและการดำเนินธุรกิจของประชาชนเป็นอย่างมาก อุปกรณ์สื่อสารระบบไร้สายนั้นมีส่วนประกอบหลายส่วนแต่ในวิทยานิพนธ์นี้ จะกล่าวถึงเฉพาะส่วนของสายอากาศเท่านั้น การเลือกสายอากาศนอกจากพิจารณาชนิดของสายอากาศที่เหมาะสมกับความถี่การนำไปใช้งานแล้วควรพิจารณาวัสดุที่เป็นตัวนำที่ดี รูปร่างที่สร้างได้ง่าย ประหยัดและมีขนาดเล็กเพื่อให้สายอากาศทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัย เกี่ยวข้องกับสายอากาศแต่ละชนิดที่ใช้ในงานการสื่อสารแบบไร้สายและปริทัศน์วรรณกรรมงานวิจัย วิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานวิธีวิเคราะห์เชิงเลขวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา โดยเริ่มจากหลักการของวิธีผลต่างสี่บเนื่องประกอบไปด้วยเงื่อนไขความผิดพลาด และความเสถียรที่จะนำไปสู่

ความถูกต้องในผลเฉลยของคำตอบที่ได้ จากนั้นจึงเข้าสู่วิธีการแบบผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในพิกัดฉากที่เป็นโครงสร้างและเงื่อนไขเบื้องต้น ตลอดจนเงื่อนไขขอบเขตคู่คลื่นแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer: PML) ใช้สำหรับจำลองบริเวณที่เสมือนคลื่นเดินทางไปในระยะอนันต์เนื่องจากการสะท้อนกลับน้อยมาก นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงการจำลองการแทรกใส่คลื่นตกกระทบด้วยพัลส์และสุดท้ายจะกล่าวถึงหลักการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

บทที่ 4 บทนี้ได้นำเสนอผลเฉลยจากการจำลองสายอากาศต้นแบบด้วยคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรมจำลอง IE3D และผลเฉลยจากการใช้ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาซึ่งได้มีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในบทนี้จะได้นั้นถึงความกว้างแถบเพื่อนำมาสร้างเป็นสายอากาศที่นำมาใช้งานย่านความถี่การสื่อสารแบบไร้สายและที่นำมาประยุกต์ใช้กับสายอากาศที่นำเสนอไว้อีกด้วย

บทที่ 5 บทนี้ได้สร้างสายอากาศต้นแบบตามค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ถูกออกแบบไว้เพื่อยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองวัดคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลจากการจำลองและจากผลการทดลองสายอากาศที่ได้ทำการออกแบบไว้ของวิทยานิพนธ์นี้ และขอแนะนำในการทำศึกษาวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาริซเซชันวงกลมในโอกาสต่อไป

บทที่ 2

ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

เป็นที่ทราบกันโดยทั่วไปว่า ความต้องการที่จะเพิ่มประสิทธิภาพในการสื่อสารของมนุษย์นั้น มีมาตั้งแต่อดีต จนถึงยุคของการสื่อสารแบบไร้สายซึ่งเป็นที่นิยมและใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน สำหรับปัจจัยในการเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารแบบไร้สายนั้นมีหลายส่วนที่เข้ามาเกี่ยวข้อง เช่น ส่วนของการรับสัญญาณ สามารถเพิ่มประสิทธิภาพได้โดยใช้การทำไดเวอร์ซิตี (Diversity) หรือการเข้ารหัส (Coding) เป็นต้น ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึง การเพิ่มประสิทธิภาพในส่วนที่จะขาดไม่ได้ ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย คือสายอากาศที่ทำหน้าที่แปลงข้อมูลจากสัญญาณทางไฟฟ้า ไปเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อส่งออกอากาศ และในทางกลับกันยังทำหน้าที่ในการแปลงคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ไปเป็นข้อมูลที่เป็นสัญญาณทางไฟฟ้า โดยทั่วไปการเพิ่มประสิทธิภาพของสายอากาศจะต้องคำนึงถึง ระบบที่จะต้องการนำสายอากาศนั้นไปใช้งานเป็นสำคัญ เนื่องจากระบบที่ต่างกันจะมีความต้องการ คุณสมบัติของสายอากาศที่แตกต่างกันด้วย

2.2 ปริทัศน์วรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.2.1 ลักษณะสายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการพัฒนาการสื่อสารแบบไร้สายและโทรศัพท์เคลื่อนที่ สำหรับแนวทางการออกแบบสายอากาศที่ใช้มีความแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับรูปแบบของระบบที่ต้องการใช้งานร่วมกับสายอากาศซึ่งยากที่จะกำหนดเป็นกฎเกณฑ์ที่แน่นอนลงไป ในปัจจุบันสายอากาศที่ทำงานในระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ถูกนำมาใช้มากที่สุดคือสายอากาศโมโนโพล (Monopole antenna) สายอากาศแบบปลอก (Sleeve antenna) และสายอากาศแบบสัญญาณต่ำ (Low-profile antenna) เช่นสายอากาศไมโครสตริป และสายอากาศระนาบอินเวอร์ตเอฟ (Planar inverted F antenna : PIFA) ทั้งสามแบบนี้นิยมนำมาใช้ในการสื่อสารแบบไร้สาย สายอากาศแบบแรกคือสายอากาศโมโนโพลนิยมใช้มากที่สุดเพราะมีคุณลักษณะเป็นแถบกว้าง (Broadband characteristics) และมีโครงสร้างไม่ยุ่งยากบางครั้งเรียกสายอากาศชนิดนี้ว่าสายอากาศแบบแส้ (Whip antenna) ส่วนประกอบของสายอากาศที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นติดตั้งอยู่บนระนาบกราวด์แบบอนันต์ ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะคล้ายกับสายอากาศไดโพล ในทางปฏิบัติสายอากาศโมโนโพลมีความ

ยาวไม่ใช่ครึ่งหนึ่งของสายอากาศไดโพล ถ้ามีระนาบกราวด์ที่กว้างจะทำให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะแตกต่างจากระนาบกราวด์แบบอนันต์สายอากาศแบบที่สองคือ สายอากาศแบบปลอกมีโครงสร้างของการแผ่กระจายคลื่นเป็นไดโพลแบบไม่สมมาตรของตัวนำ ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางมีขนาดแตกต่างกัน โดยที่ขนาดที่เล็กสุดของตัวนำจะเท่ากับตัวนำภายในสายโคแอกเซียลที่ป้อนให้กับสายอากาศ และขนาดที่ใหญ่จะมากกว่าเส้นผ่านศูนย์กลางตัวนำซึ่งจะถูกมัดวงจรกับลวดถักที่อยู่รอบ ๆ สายโคแอกเซียลสายอากาศนี้มีคุณลักษณะเหมือนกับสายอากาศโมโนโพล ที่ไม่ต้องมีระนาบกราวด์ แต่การที่ไม่มีระนาบกราวด์นั้นมีข้อเสียเมื่อนำไปใช้งานโดยที่ต้องนำไปติดตั้งเข้ากับส่วนต่าง ๆ ที่เป็นโลหะทำให้อัตราการขยายจะลดลง ข้อเสียอีกอย่างของสายอากาศแบบเส้นและสายอากาศแบบปลอกคือ โครงสร้างไม่แข็งแรงหักง่าย และการนำไปสร้างเป็นสายอากาศแบบสองความถี่เป็นไปได้ยากแบบสุดท้ายคือสายอากาศแบบประหยัดบางครั้งเรียกสายอากาศไมโครสตริปว่าสายอากาศแพทช์ (Patch) มีโครงสร้างสามส่วนคือ ส่วนบนเป็นส่วนของการแผ่กระจายคลื่นโดยมีส่วนที่สองเป็นวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริกที่ชั้นกลางระหว่างกราวด์กับส่วนของการแผ่กระจายคลื่นที่เป็นแผ่นตัวนำ ส่วนสายอากาศ ระนาบอินเวอร์สเฟสซึ่งพัฒนามากจากสายอากาศอินเวอร์สแอล แต่สายอากาศทั้งไมโครสตริป และสาย อากาศอินเวอร์สเฟสมีข้อเสียคือ มีความกว้างแถบที่แคบ

สายอากาศแบบไมโครสตริปมีเทคนิคเบื้องต้น ที่ทำให้มีการทำงานลักษณะสองความถี่พร้อมกันคือการกำหนดให้สายอากาศทำงานในโหมดตั้งฉาก (Orthogonal mode) บนโครงสร้างสายอากาศรูปร่างสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Antar, Ittipiboon, and Bhattachatyya, 1995) และบนโครงสร้างสายอากาศรูปร่างวงกลม (Murakam i, Chujo, Chiba, and Frujise, 1993) เทคนิคที่สองคือใช้เทคนิคการวางสายอากาศเป็นชั้น ๆ (Multi-patch) สามารถใช้สายอากาศรูปร่างวงกลม (Long, and Walton, 1979) วงแหวน (Dahale, Lee, and Wong, 1987) สี่เหลี่ยมผืนผ้าและสามเหลี่ยม วิธีการวางเป็นชั้นมีการนำไปใช้กับสายอากาศลักษณะที่ทำงานความถี่เดียว ทำให้ได้ความกว้างแถบที่กว้างโดยมีการป้อน (Feed) ที่แผ่นเดียวเท่านั้นและให้มีการเชื่อมต่อ (Coupling) ไปยังแผ่นที่อยู่ด้านบน (Wang, Fralich, Wu, and Litva, 1990) จากนั้นมีการทดลองนำวัสดุฐานรอง (Substrate) ชนิดเดียวกันมาวางเป็นชั้น ๆ (Croq, and Pozar, 1992) และเทคนิคสุดท้ายที่นิยมนำมาใช้คือการใช้โหลด (Reactively-loaded) ซึ่งมีหลายรูปแบบ เช่น การเพิ่มตัวปรับสายท่อนสั้น (Stub Loading) (Richards, Davidson , and Long, 1985) การบาก (Notch loading) (Sanchez-Hernandez, and Robertson, 1995) การมัดวงจร (Short pin) (Schaubert, Ferrar, Sindoris, and Hayes, 1981) ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitors) (Waterhouse, and Shuley, 1992) และการใช้โหลดแบบร่อง (Slits Load) (Maci, Gentili, and Avitabile, 1993) (Yazidi, Himdi ,and Daniel, 1993) และ (Maci, Biffi Gentili, Piazzesi , and Salvador, 1995)

ในงานวิจัยนี้ได้ใช้เทคนิค การเพิ่มร่องและตัวปรับสายท่อนสั้น ร่วมกับการปรับความสูงของวัสดุฐานรอง และเลือกรูปแบบการป้อนแบบโคแอกเซียล กำหนดตำแหน่งการป้อนตามแนวเส้นทแยงมุมเพื่อทำให้เกิดการทำงานลักษณะสองความถี่มีความกว้างแถบที่เพียงพอกับความถี่ต้องการ

2.1.2 ที่มาของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

วิธีการคำนวณแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาหรือเรียกกันว่า FDTD ได้ถูกคิดค้นขึ้นมาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1966 ได้มีการปรับปรุงและพัฒนาวิธีการดังกล่าวนี้ก็มีมาอย่างต่อเนื่องจากหลายนักวิจัยที่มีความสนใจและเชื่อมั่นในวิธีการนี้เพื่อให้เกิดความเหมาะสม และมีประสิทธิภาพในทุกแง่มุมกับปัญหาที่พิจารณา วิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาคือ วิธีการคำนวณเชิงเลขเพื่อหาผลเฉลยของปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้า ผู้ริเริ่มคือ Kane S. Yee โดยได้นำเสนอแนวความคิดการใช้วิธีประมาณการคำนวณเชิงเลขแบบผลต่างสืบเนื่องสำหรับการแก้ปัญหาคอมพิวเตอร์ในพิกัดฉากกระบวนกรวิเคราะห์หมีลักษณะเป็นการแก้ปัญหาคอมพิวเตอร์ด้วยวิธีไล่แทรกคลื่นระนาบ เข้าไปในกล่องสี่เหลี่ยมตัวนำที่สามารถจำลองได้เฉพาะปัญหาโครงสร้างที่ล้อมรอบด้วยตัวนำเท่านั้น ซึ่งเป็นสาเหตุให้วิธีการนี้ไม่ได้รับความสนใจในตอนแรกเริ่มนี้ กระทั่งเมื่อการวิเคราะห์โครงสร้างปัญหาแบบเปิดสามารถกระทำได้ วิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาจึงเริ่มเป็นที่รู้จักกันมากขึ้นซึ่ง Allen Taflove เป็นบุคคลที่จุดประกายความสนใจนี้ขึ้น และมีบทบาทเป็นอย่างมากในเวลาต่อมาโดยเขาได้ศึกษา และวิเคราะห์อย่างจริงจังจนมีหนังสือตำราและบทความออกเผยแพร่มากมายเป็นที่ยอมรับกันอย่างกว้างขวางในการสำรวจความเป็นมาของวิธีวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา สามารถแสดงให้เห็นความเป็นมาของวิธีนี้โดยได้เรียงลำดับดังตารางที่ 2.1 ได้ดังนี้

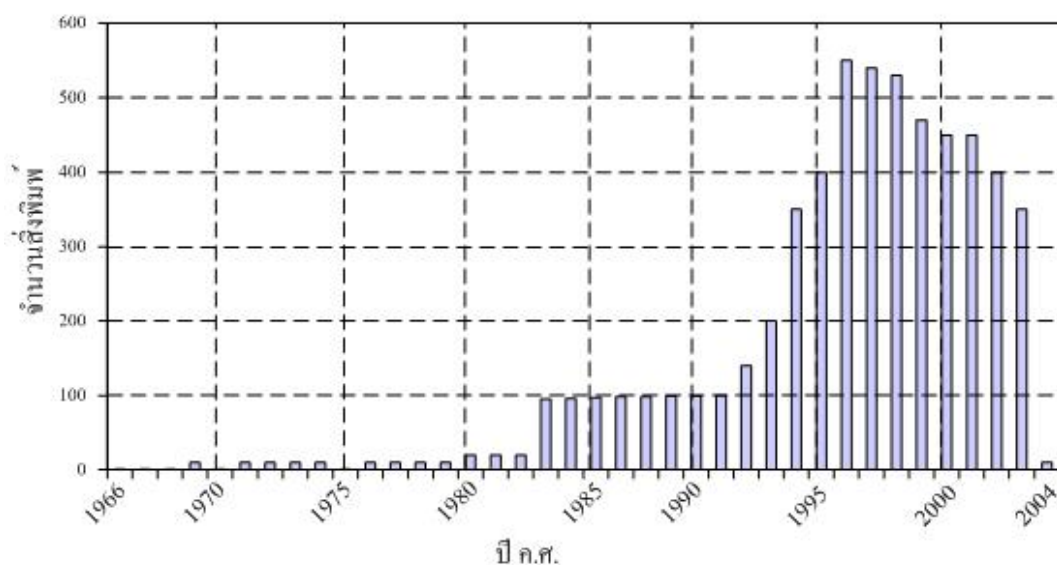
ตารางที่ 2.1 ความเป็นมาของวิธีวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
K. S. Yee	เริ่มต้นสูตร FDTD	1966
A. Taflove และคณะ	นำ FDTD มาประยุกต์ใช้เป็นครั้งแรกโดยการแก้ปัญหาคอมพิวเตอร์ที่ไม่เป็นวัสดุเนื้อเดียว (Inhomogeneous Problems)	1975
G. Mur	นำเสนอประสิทธิภาพของการจำลองปัญหาคอมพิวเตอร์การใส่ Mur ABC	1981
K. R. Umashankar และคณะ	สรุปวิธีการใช้ FDTD ของเส้นลวดในการจำลอง sub-cellular	1987
X. Zhang และคณะ	นำเสนอคุณลักษณะของเส้นไมโครสตริปเป็นครั้งแรก	1988
M. J. Barth	นำเสนอเทคนิคการคำนวณแบบรูปสามเหลี่ยม	1992
R. J. Luebbers และ K. S. Kunz	นำเสนอเทคนิคการคำนวณแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในสนามระยะไกลด้วยวิธี FDTD	1991

ตารางที่ 2.1 ความเป็นมาของวิธีวิธีการแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา (ต่อ)

ผู้นำเสนอ	เรื่อง	ปี
L. Chen และคณะ	นำเสนอการประยุกต์ใช้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในสนามระยะไกลด้วยวิธี FDTD กับปัญหาในลักษณะของโทรศัพท์มือถือเคลื่อนที่ 3 มิติ	1992
J. P. Berenger	นำเสนอเงื่อนไขขอบเขตชั้นเข้ากันได้แบบสมบรูณ์ ระบบสองมิติ (Two-dimensional Perfectly Matched Layer ABC) เพื่อลดการสะท้อนและการแทรกสอดของคลื่นโดยอันดับของขนาด ABCs และได้นำมาพัฒนาต่อ	1994,1996, 2002
D. S. Katz และคณะ	นำเสนอการทำให้เงื่อนไขขอบเขตชั้นเข้ากันได้แบบสมบรูณ์ (PML ABC) ขยายออกไปเป็นสามมิติ	1994
R. Mittra	นำเสนออีกทางเลือกของการไม่ต้องแยกสนาม (Un-split fields) ของ PML	1995
S. D. Gedney	ตรวจสอบวิเคราะห์วิธี FDTD ขนานกับใช้คอมพิวเตอร์คำนวณ	1995
S. D. Gedney และ F. Lansing	นำเสนอรูปแบบของเซลล์ตาข่ายที่ไม่เป็นรูปแบบและไม่ตั้งฉาก	1995
A. P. Zhao และคณะ	นำเสนอวิธีการพัฒนาสำหรับการกระตุ้นเส้นไมโครสตริป	1996
K. L. Shlager และคณะ	พัฒนาและปรับปรุงวิธีการ FDTD สัมพันธ์กับงานวิจัยและเทคนิคต่าง ๆ ที่ได้นำเสนอออกมา	1995

นอกจากนี้ได้นำเสนอออกมาในรูปแบบของหนังสือที่ชื่อ “The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics” (Kunz , and Luebbers, 1993) เล่มต่อมาเขียนโดย (Taflove, 1995) หนังสือชื่อ “Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method” และพิมพ์ออกมาเป็นครั้งที่ 2 ร่วมกับ (Taflove, and Hagness, 2001) ชื่อ “Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method” และหนังสือที่ออกมาในรูปแบบการประยุกต์ใช้วิธี FDTD ชื่อ “Advances in Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method” แต่งโดย Allen Taflove ในปี ค.ศ. 1998 ซึ่งสามารถติดตามข้อมูลปัจจุบันของวิธีการ FDTD ได้ที่ FDTD.org (Schneider, and Shlager, 2002) ในการสำรวจสิ่งพิมพ์ ที่เกี่ยวข้องกับ



รูปที่ 2.1 กราฟจำนวนสิ่งพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาตามปี ค.ศ.

วิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา จากอดีตจนถึงปี ค.ศ. 2004 สามารถแสดงเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.1 จากกราฟกราฟแสดงให้เห็นทราบว่า ที่ปี ค.ศ. 1966 สิ่งพิมพ์ มีเพียงฉบับเดียวคือ บทความของ Yee ได้รับการตีพิมพ์ จากนั้นมาจนถึงปี ค.ศ. 1980 จำนวน สิ่งพิมพ์ ในแต่ละปีมีน้อยประมาณ 1 ผลงานต่อปีหรือบางปีไม่มีผลงานที่เกี่ยวข้อง อาจกล่าวได้ว่าช่วงแรกนั้นยังไม่มีผู้สนใจวิธีการคำนวณแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลานี้มากนักในปี 1985 สิ่งพิมพ์ได้เพิ่มมากขึ้นประมาณ 7 สิ่งพิมพ์ต่อปี หรือเป็นช่วงที่เริ่มมีนักวิจัยให้ความสนใจและศึกษาวิธีการแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลานี้และหลังจากปี ค.ศ. 1985 นี้ไปแล้ว สังเกตเห็นว่าสิ่งพิมพ์ได้ทวีจำนวนเพิ่มมากขึ้นเรื่อย ๆ ทุกปีจนกระทั่งในปี ค.ศ. 1997 คือปีที่จำนวนสิ่งพิมพ์มีมากที่สุดเท่าที่ได้เคยรวบรวมสถิติไว้คือมากกว่า 500 สิ่งพิมพ์ รวมแล้วทั้งหมดในตอนนั้นมีสิ่งพิมพ์ที่ถูกตีพิมพ์ออกเผยแพร่กว่า 2,300 สิ่งพิมพ์กระทั่งถึงปัจจุบันนี้จำนวนสิ่งพิมพ์ได้ลดลงมามากแล้ว

2.3 สรุป

สาขาอากาศไมโครสตริปเป็นสาขาอากาศอีกแบบที่สอดคล้องกับความเป็นมา และความสำคัญของปัญหาที่ได้กล่าวไปแล้ว มีลักษณะคล้ายแผ่นพิมพ์ที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ชนิดที่มีแผ่นทองแดงประกบอยู่ทั้งสองด้านและมีไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรองทำจากวัสดุชนิดต่าง ๆ คั่นกลางอยู่การศึกษาเกี่ยวกับสาขาอากาศไมโครสตริปนี้มีการพัฒนากันมาในหลายลักษณะ และรูปร่างเพื่อความเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง สำหรับวิธีการคำนวณแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

หรือที่เรียกกันสั้น ๆ ว่า FDTD ได้ถูกคิดค้นขึ้นการปรับปรุงและพัฒนาวิธีการดังกล่าวนี้ให้มีมาอย่างต่อเนื่องจากหลายนักวิจัยที่มีความสนใจและเชื่อมั่นในวิธีการนี้เพื่อให้เกิดความเหมาะสม และมีประสิทธิภาพในทุกแง่มุมกับปัญหาที่พิจารณาวิธีการแบบผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาคือ วิธีการคำนวณเชิงเลขเพื่อหาผลเฉลยของปัญหาทางแม่เหล็กไฟฟ้า

บทที่ 3

ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา

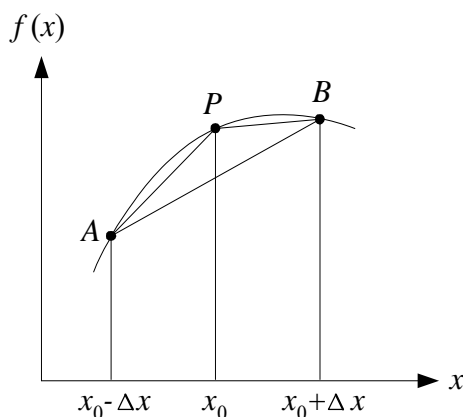
3.1 กล่าวนำ

การแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถแก้ปัญหาค่าสองรูปแบบคือ โดยวิธีเชิงวิเคราะห์ และโดยวิธีเชิงเลข ในวิธีการแบบเชิงวิเคราะห์นั้นได้มีการทำมาเป็นเวลานานแล้ววิธีการนี้ เริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ แต่เนื่องจากสมการของแมกซ์เวลล์มีคุณลักษณะเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับหนึ่งที่มีการคัปปลิงระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ซึ่งไม่สามารถแก้สมการเพื่อหาคำตอบได้โดยตรง ถ้าเราต้องการคำตอบของค่าของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องกำจัดการคัปปลิงระหว่างสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า โดยมีการเพิ่มอันดับของสมการอนุพันธ์จากอันดับหนึ่งเป็นอันดับสอง สมการอนุพันธ์อันดับสองที่ได้ใหม่คือสมการคลื่น (Wave equation) ซึ่งสมการคลื่นนี้เป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับสองที่ไม่มีการคัปปลิงระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถนำไปแก้สมการหาคำตอบได้ โดยใช้วิธีการแยกตัวแปรยิ่งไปกว่านี้คือ ถ้าสมการอยู่ในรูปแบบสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยที่ไม่เป็นแบบเชิงเส้น มีเงื่อนไขขอบเขต รูปแบบปัญหาที่มีความซับซ้อน เงื่อนไขขอบเขตเป็นแบบผสมหรือขึ้นกับเวลาเป็นต้น ปัญหาเหล่านี้เราไม่สามารถใช้วิธีเชิงวิเคราะห์มาแก้สมการ เพื่อหาคำตอบได้จึงเกิดการนำวิธีการแก้ปัญหาค่าด้วยวิธีเชิงเลขมาใช้เพื่อแก้ปัญหาลักษณะนี้ วิธีเชิงเลขมีหลายวิธีแต่ในที่นี้จะขอเลือกใช้วิธีที่เรียกว่าผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาวิธีนี้เป็นวิธีหาผลเฉลยโดยตรงของสมการเคิร์ล ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของสมการแมกซ์เวลล์โดยใช้การประมาณผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลางอันดับสองสำหรับอนุพันธ์เชิงระยะทาง และเวลาของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก พร้อมกับกับตัวดำเนินการเชิงอนุพันธ์ของสมการเคิร์ลซึ่งวิธีการนี้จะลดข้อมูลชักตัวอย่าง (Sampling) ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ต่อเนื่องในปริมาตรของระยะทางตลอดหนึ่งคาบเวลา และมีการเลือกความไม่ต่อเนื่องของระยะทางและเวลาเพื่อจำกัดค่าผิดพลาดในกระบวนการชักตัวอย่าง ซึ่งจะทำให้เกิดความแน่นอนของเสถียรรูปเชิงตัวเลขในอัลกอริทึมส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กจะอยู่สลับกันในระยะทางจนกระทั่งเกิดความสอดคล้องทางธรรมชาติของเงื่อนไขความต่อเนื่องของสนามในแนวสัมผัสกับรอยต่อของวัตถุ ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ที่ประกอบด้วยสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer: PML) การกระตุ้นสายอากาศแบบจำลองการป้อนและการแปลงสนามระยะไกลเป็นสนามระยะไกล

3.2 ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา

การหาสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาเพื่อแก้ปัญหาคณิตศาสตร์แม่เหล็กไฟฟ้า เริ่มต้นจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปสมการอนุพันธ์และใช้หน่วยการวัด SI (International System of Units) ต่อจากนั้นใช้เอกลักษณ์เวกเตอร์ของเคิร์ลเวกเตอร์ในระบบพิกัดที่เราเลือก ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกใช้ระบบพิกัดฉาก เพราะโครงสร้างของปัญหาซึ่งเน้นรูปแบบของสายอากาศมีความสอดคล้องและสามารถเขียนสมการแมกซ์เวลล์แยกตามส่วนประกอบต่าง ๆ ทั้งสามส่วนของระบบพิกัดฉากทำให้ได้สมการอนุพันธ์หกสมการ ในขั้นตอนสุดท้ายคือ การประมาณสมการอนุพันธ์ทั้งหมดนี้ด้วยวิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมจะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา นอกจากนี้จะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาแล้วยังพิจารณาถึงเกณฑ์ที่นำมาใช้วัดเสถียรภาพ (Stability) ของการใช้วิธีการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาด้วยก่อนที่จะเริ่มแก้สมการเชิงอนุพันธ์ด้วยวิธีการแบบผลต่างสี่เหลี่ยม จะต้องศึกษาว่าจะสร้างการประมาณค่าผลต่างสี่เหลี่ยมจากสมการเชิงอนุพันธ์ที่นำมาได้อย่างไร จากฟังก์ชัน $f(x)$ ที่ให้มา ดังแสดงในรูปที่ 3.1 เราสามารถจะประมาณโดยใช้อนุพันธ์อันดับหนึ่ง โดยใช้ความชันของเส้นโค้ง PB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหน้า (Forward difference formula) คือ

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.1 การประมาณสำหรับ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างแบบสี่เหลี่ยมไปข้างหน้า ข้างหลังและตรงกลาง ตามลำดับ

ความชันของเส้นโค้ง AP ให้เป็นสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหลัง (Backward difference formula) คือ

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \quad (3.2)$$

ความชันของเส้นโค้ง AB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่บเนื่องตรงกลาง (Central difference formula) คือ

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (3.3)$$

และเราสามารถประมาณอนุพันธ์อันดับสองของ $f(x)$ ที่จุด P ได้อีกดังนี้

$$\begin{aligned} f''(x_0) &\approx \frac{f'(x_0 + \frac{\Delta x}{2}) - f'(x_0 - \frac{\Delta x}{2})}{\Delta x} \\ &\approx \frac{1}{\Delta x} \left\{ \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} - \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \right\} \\ f''(x_0) &\approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

มีอีกหน้ทางเลือกสามารถหาสมการผลต่างสี่บเนื่องคือ การวิเคราะห์ด้วยสมการอนุกรมเทเลอร์ (Taylor's series) ดังนี้

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2}(\Delta x)^2 f''(x_0) + \frac{1}{3!}(\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots \quad (3.5)$$

$$f(x_0 - \Delta x) = f(x_0) - \Delta x f'(x_0) + \frac{1}{2}(\Delta x)^2 f''(x_0) - \frac{1}{3!}(\Delta x)^3 f'''(x_0) + \dots \quad (3.6)$$

เมื่อนำสมการ (3.5) และ (3.6) รวมกันจะได้

$$f(x_0 + \Delta x) + f(x_0 - \Delta x) = 2f(x_0) + (\Delta x)^2 f''(x_0) + O(\Delta x)^4 \quad (3.7)$$

เมื่อเทอม $O(\Delta x)^4$ คือ ค่าความผิดพลาดที่อยู่ในรูปของความผิดพลาดที่เกิดจากการตัดปลาย

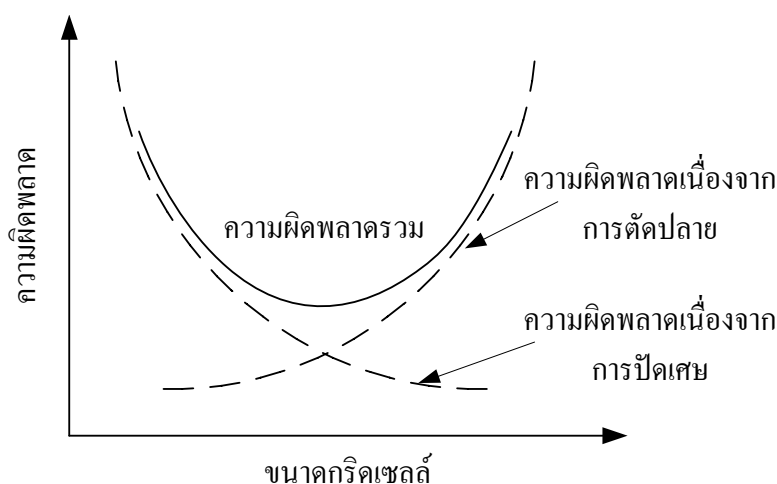
(Truncation errors) โดยการตัดพจน์ $O(\Delta x)^4$ ออกเนื่องจากมีค่าน้อยมากจนไม่นำมาพิจารณา จะได้สมการ (3.8) ซึ่งพบว่าตรงกับสมการ (3.4) นำสมการ (3.5) ลบด้วย (3.6) และตัดพจน์ที่ยกกำลังมากกว่าหรือเท่ากับสามทิ้งไป และทำให้ได้สมการดังนี้

$$f''(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \quad (3.8)$$

ด้วยเหตุผลเดียวกันจะได้สมการ (3.9) ซึ่งตรงกับสมการ (3.3) ดังนี้

$$f'(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0 - \Delta x)}{2\Delta x} \quad (3.9)$$

ความถูกต้องและเสถียรรูปของผลการแก้สมการแบบผลต่างสี่บนั้น อาจเกิดความผิดพลาดจาก 3 สาเหตุซึ่งจะต้องพิจารณาสำหรับการคำนวณเชิงเลขในทางปฏิบัติ ได้แก่ ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษ



รูปที่ 3.2 ความผิดพลาดในฟังก์ชันของขนาดกริดเซลล์

ความผิดพลาดอันเนื่องมาจากการจำลองรูปทรงของแบบจำลองทางคณิตศาสตร์อาจมีความสลับซับซ้อน ในขณะที่ความผิดพลาดจากการตัดปลายนั้นเกิดจากการแก้สมการที่มีผลต่างสี่บเนื่อง

เทอมที่มีลำดับสูง ๆ ของอนุกรมเทเลอร์จะถูกตัดทิ้งไป ส่วนความผิดพลาดเนื่องจากการปิดเศษเป็นความผิดพลาดในทางคำนวณที่เกิดจากเครื่องคอมพิวเตอร์ ที่จะต้องมีค่าแน่นอนที่ค่าใดค่าหนึ่งและเนื่องจากการคำนวณด้วยวิธีแบบผลต่างสี่เหลี่ยม จะคำนวณโดยการแบ่งรูปทรงจำลองเป็นรูปแบบของขนาดกริดเซลล์ ดังนั้นหากต้องการให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดจะต้องนำความผิดพลาดทั้งสองมาพิจารณาร่วมกัน โดยสมมุติว่าไม่มีความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง ดังแสดงในรูปที่ 3.2 พิจารณาได้ว่าการกำหนดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดเล็กมาก ๆ นั้น ไม่ได้ทำให้เกิดผลดีเพราะทำให้ความผิดพลาดเนื่องจากการปิดเศษเกิดมาก แต่ในทางกลับกันจะทำให้เกิดความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายน้อยลงได้ถ้าขนาดกริดเซลล์มีขนาดใหญ่มากขึ้นซึ่งจะเกิดผลในทางตรงกันข้าม ดังนั้นในการจำลองปัญหาสาขาอากาศด้วยระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา จึงควรเลือกขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดที่เหมาะสม เพื่อลดความผิดพลาดรวมเราเริ่มการหาสมการของระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาจากสมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในตัวกลางที่มีคุณสมบัติทางกายภาพเหมือนกันตลอด ได้สมการของแมกซ์เวลล์เป็น

$$\nabla \times \bar{E} = -\bar{J}_m - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad ; \text{Faraday's law} \quad (3.10ก)$$

$$\nabla \times \bar{H} = -\bar{J}_c - \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad ; \text{Ampere's law} \quad (3.10ข)$$

เมื่อ \bar{E} และ \bar{H} คือ ความเข้มของสนามไฟฟ้าและแม่เหล็ก \bar{D} และ \bar{B} คือ ความเข้มของฟลักซ์ไฟฟ้าและแม่เหล็ก และ \bar{J}_c และ \bar{J}_m คือ ความเข้มของกระแสตัวนำไฟฟ้าและความเข้มของค่าเทียบเคียงกระแสแม่เหล็กตามลำดับ จากสมการ (3.10) ในสภาวะตัวกลางที่เป็นเชิงเส้นไอโซทรอปิก (Linear isotropic medium) นั้นสมการความสัมพันธ์ของ \bar{B} และ \bar{D} สัมพันธ์กับ \bar{H} และ \bar{E} ตามลำดับมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (3.11ก)$$

$$\bar{D} = \epsilon \bar{E} \quad (3.11ข)$$

ขณะที่ μ คือ ค่าความซึมทราบได้สนามแม่เหล็กและ ϵ คือ ค่าสรีบยอมสนามไฟฟ้าของตัวกลาง

ถ้าพิจารณาตัวกลางที่มีการสูญเสียความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าและแม่เหล็ก \bar{J}_c และ \bar{J}_m จะสัมพันธ์กับ \bar{E} และ \bar{H} ที่กำหนดโดยกฎของโอห์มได้ดังสมการ (3.12ก) และ (3.12ข) และ σ (S/m) และ σ^* (S/m) คือ ค่าความนำไฟฟ้าและค่าการสูญเสียแม่เหล็ก ตามลำดับ

$$\bar{J}_c = \sigma \bar{E} \quad (3.12ก)$$

$$\bar{J}_m = \sigma^* \bar{H} \quad (3.12ข)$$

ถ้าเราแทนสมการ (3.11) จนถึง (3.12) ลงในสมการ (3.10ก) และ (3.10ข) แล้วจัดเทอมใหม่จะได้

$$\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} + \sigma^* \bar{H} = -\nabla \times \bar{E} \quad (3.13ก)$$

$$\mu \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + \sigma \bar{E} = \nabla \times \bar{H} \quad (3.13ข)$$

หรือ
$$\frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{E} - \frac{\sigma^*}{\mu} \bar{H} \quad (3.14ก)$$

$$\frac{\partial \bar{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{H} - \frac{\sigma}{\epsilon} \bar{E} \quad (3.14ข)$$

และเมื่อใช้เอกลักษณ์เวกเตอร์ของเคิร์ลของเวกเตอร์ในระบบพิกัดฉากคือ

$$\nabla \times \bar{A} = \hat{a}_x \left[\frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} \right] + \hat{a}_y \left[\frac{\partial A_x}{\partial z} - \frac{\partial A_z}{\partial x} \right] + \hat{a}_z \left[\frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y} \right] \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.15) เมื่อนำมาเขียนส่วนประกอบของเวกเตอร์ของตัวดำเนินการในสมการ (3.14ก) และ (3.14ข) จะได้สมการอนุพันธ์หกสมการที่อยู่ในระบบพิกัดฉากดังนี้

$$\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma^* H_x = \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (3.16ก)$$

$$\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma^* H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (3.16ข)$$

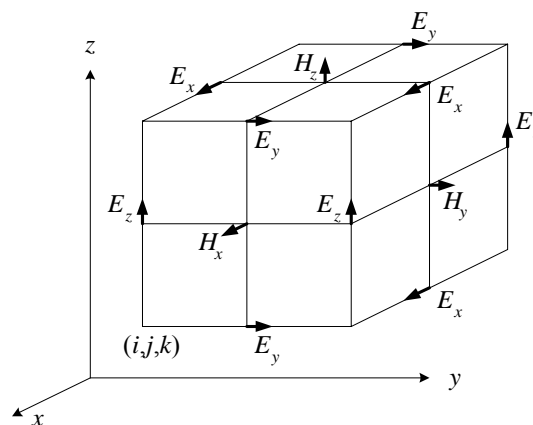
$$\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (3.16ค)$$

และสมการที่อยู่ในรูปของสนามไฟฟ้ามีดังนี้

$$\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (3.16ง)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (3.16จ)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} + \sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3.16ฉ)$$



รูปที่ 3.3 โครงสร้างส่วนประกอบสนามในหน่วยเซลล์ของ Yee

ตามเงื่อนไขรูปแบบของ (Yee, 1966) ได้นำเสนอการใช้ผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลางเพื่อ

ประมาณหาคำตอบของระบบสมการ (3.16ก) ถึง (3.16ค) ไว้ในการที่จะใช้สูตรผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลางเพื่อหาคำตอบของนิพจน์ $f(x, y, z; t)$ ดังนั้นเราจะแบ่งปริมาตรที่จะคำนวณหาสนามออกเป็นหน่วยย่อยเรียกว่ากริดเซลล์หรือเซลล์ตาข่าย (Grid cell) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ถ้าให้สัญลักษณ์ของนิพจน์ที่ไม่ต่อเนื่อง $f(x, y, z; t)$ ที่จุดใด ๆ ของตาข่ายเป็น

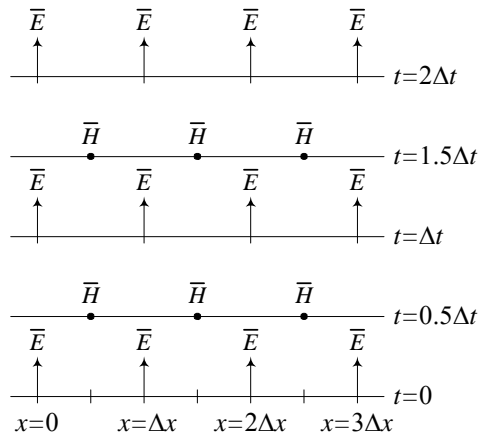
$$f(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z; n\Delta t) = f_{i,j,k}^n \quad (3.17)$$

และใช้สัญลักษณ์นี้แทนในสูตรผลต่างสี่เหลี่ยมตรงกลางเราสามารถพิสูจน์หาสูตรของอนุพันธ์ในเชิงตำแหน่งและเวลา ได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial f_{i,j,k}^n}{\partial x} \approx \frac{f_{i+1/2,j,k}^n - f_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \quad (3.18ก)$$

$$\frac{\partial f_{i,j,k}^n}{\partial t} \approx \frac{f_{i,j,k}^{n+1/2} - f_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} \quad (3.18ข)$$

จากอัลกอริทึมช่วงเวลาตามแอลกอริทึมของ Yee (Leapfrog algorithm) จะแสดงส่วนประกอบของ \bar{E} และ \bar{H} จะถูกคำนวณหาในทุกครึ่งของช่วงเวลา ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นรูปแบบของอัลกอริทึมของ Yee จะสลับระหว่างสนามไฟฟ้า \bar{E} และสนามแม่เหล็ก \bar{H} ด้วยระยะห่างของเวลา โดยที่การคำนวณของสนาม \bar{E} ทุกตำแหน่งแบบสามมิติแล้วเสร็จ จะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำของการคำนวณด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ เพื่อที่จะใช้ในการคำนวณสนามแม่เหล็ก \bar{H} ในเวลาถัดไป และจากนั้นทุกส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก \bar{H} คำนวณจนแล้วเสร็จ จะใช้ผลในการคำนวณหาสนามไฟฟ้า \bar{E} ต่อไปซึ่งขั้นตอนการคำนวณจะกระทำวนซ้ำกลับไปกลับมา จนกระทั่งสิ้นสุดเงื่อนไขการคำนวณที่ได้กำหนดไว้เมื่อตำแหน่งของส่วนประกอบสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กบนเซลล์ตาข่าย ดังแสดงไว้ในรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบายอัลกอริทึมของ Yee จากส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า \bar{E} และสนามแม่เหล็ก \bar{H} ถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสามมิติ ดังนั้นส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า \bar{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก \bar{H} จำนวน 4 ค่าและส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก \bar{H} จะถูกล้อมรอบด้วยสนามไฟฟ้า \bar{E} จำนวน 4 สนามเช่นเดียวกันสามารถเขียนสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาของส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก H_x ได้ดังสมการ (3.19)



รูปที่ 3.4 ช่วงเวลาตามแอลกอริทึมของ Yee

$$\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu(i, j, k)} \times \left(\begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \sigma^*(i, j, k) \cdot H_x^n(i, j, k) \end{array} \right) \quad (3.19)$$

ผลลัพธ์ของเทอมขวามือถูกประมาณค่าด้วยการเฉลี่ยส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก H_x ที่จังหวะเวลา $(n+1/2)$ และ $(n-1/2)$ กล่าวคือ

$$H_x^n = \frac{H_x^{n+1/2} + H_x^{n-1/2}}{2} \quad (3.20)$$

เมื่อคูณทั้งสองด้านของสมการ (3.19) ด้วย Δt แล้วแทนลงในสมการ (3.20) เพื่อจัดเทอมใหม่จะได้ความสัมพันธ์ที่เกิดต่อเนื่องกัน ดังต่อไปนี้คือ

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n-1/2}(i, j, k) = \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \times \left(\begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \\ - \sigma^*(i, j, k) \cdot \left(\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \right) \end{array} \right) \quad (3.21)$$

แยกเทอม $H_x^{n+1/2}$ ออกและจัดสมการ (3.21) ใหม่จะได้

$$\left(1 + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \cdot \frac{\sigma^*(i, j, k)}{2} \right) H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \left(1 + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \cdot \frac{\sigma^*(i, j, k)}{2} \right) \times H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \left(\begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \end{array} \right) \quad (3.22)$$

หารสมการ (3.22) ด้วยค่า $\left(\frac{1 + \sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)} \right)$ ทำให้ได้สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าของ $H_x^{n+1/2}(i, j, k)$ คือ

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)}}{1 + \frac{\sigma^*(i, j, k)\Delta t}{2\mu(i, j, k)}} \right) \left(\begin{array}{l} \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \\ - \frac{E_z^n(i, j+1/2, k) - E_z^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \end{array} \right) \quad (3.23)$$

ในการทำงานเดียวกันกับ H_x เราจะหาความสัมพันธ์ที่เกิดต่อเนื่องกันของ H_y และ H_z และโดยใช้วิธีการเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้นสามารถหาสมการผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาของ E_x , E_y และ E_z ซึ่งได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก. มีสมการสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กมาตรฐานแสดงสมการการวนรอบซ้ำของวิธี FDTD สำหรับเกณฑ์การตัดสินใจเสถียรของระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก จะสลับกันอยู่ในหนึ่งหน่วยเซลล์และถูกคำนวณค่าในแต่ละครึ่งช่วงเวลา เนื่องจากการคำนวณค่าผลเฉลยของสนามไฟฟ้าโดยใช้วิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลานั้น ต้องมีการกำหนดขอบเขตที่จะไม่ให้ค่าผลเฉลยของสนามไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอย่างไร้ขีดจำกัดซึ่งขอบเขตของความสำคัญคือการกำหนดระยะห่างระหว่างพิกัดในแกน $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ และขั้นของเวลา Δt และ c เป็นค่าของความเร็วแสง ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกันของระนาบสามมิติได้ดังนี้

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.24)$$

3.3 เงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์

เมื่อนำวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลามาใช้นั้น จะต้องมีการพิจารณากำหนดขอบเขตในการจำลองคุณลักษณะของชิ้นงานตัวกลางต้องมีค่าที่แน่นอน แต่ในความจริงแล้วต้องมีส่วนเปิดหรือช่องทางที่จะให้คลื่นแผ่พลังงานออกไปสู่บริเวณกว้าง เมื่อเป็นเช่นนี้ในการจำลองให้ครอบคลุมได้ทั้งหมดคงเป็นไปได้ไม่ได้แนวทางที่กระทำกันอยู่คือ การสร้างขอบเขตการดูดกลืนเพื่อดูดกลืนคลื่นดังกล่าวนั้นไว้หมายความว่าหากคลื่นเดินทางมาถึงบริเวณที่เป็นขอบเขตการดูดกลืนคลื่นจะทำให้ขนาดของคลื่นจะถูกทำให้มีขนาดลดลงจนขนาดของคลื่นมีค่าน้อยมาก ก่อนที่จะเกิดการสะท้อนกลับเข้าไปส่ง ผลต่อการคำนวณ ในทางตรงข้ามหากการจำลองไม่มีบริเวณขอบเขตดูดกลืนแล้วเปรียบเสมือนพื้นที่ในการคำนวณล้อมรอบด้วยผนังโลหะเท่านั้น เมื่อเป็นดังนี้จะทำให้คลื่นเกิดการสะท้อนกลับไปกลับมา เทคนิคการสร้างขอบเขตดูดกลืนนี้ได้มีผู้นำเสนอออกมาหลากหลายรูปแบบ (Taflov, 1995) และมีรูปแบบหนึ่งที่มีประสิทธิภาพและง่ายต่อการใช้งานเรียกว่า เงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ (Perfectly matched layer) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า PML นำเสนอครั้งแรกโดย (Berenger, 1994) การกำหนดขอบเขตแบบ PML เริ่มจากการพิจารณาโครงสร้างแบบ 2 มิติในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวาง (Transverse electric mode: TE mode) และแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง (Transverse magnetic mode: TM mode) จากนั้นจึงพัฒนาไปสู่รูปแบบที่เป็น 3 มิติเพื่อนำไปใช้ต่อไป

ภายในตัวกลางชั้น PML ตามพิกัดฉากจะพิจารณาปัญหาที่ไม่มีส่วนประกอบของสนามตามแกน z เมื่อสนามไฟฟ้าตั้งอยู่บนระนาบ x, y ดังรูปที่ 3.5 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องมีอยู่ด้วยกัน 3 ส่วนประกอบคือ E_x, E_y และ H_z ทำให้สมการของแมกซ์เวลล์ที่นำมาใช้พิจารณาตลอดเหลือ 3 สมการดังต่อไปนี้

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (3.25ก)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (3.25ข)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (3.25ค)$$

เมื่อ σ_x และ σ_y คือความนำไฟฟ้าในทิศทาง x และ y ตามลำดับ ที่ σ_x^* และ σ_y^* คือการสูญเสียแม่เหล็กในทิศทาง x และ y ตามลำดับ ดังนี้ m แทนค่าตัวกลางเป็นเนื้อผสมเมื่อตัวแปร σ_m, σ_m^* มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$\frac{\sigma_m}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} = \frac{\sigma_m^*}{\mu_0} \quad (3.26)$$

เมื่อ σ_m, σ_m^* คือ ความนำทางไฟฟ้าและความนำทางแม่เหล็ก ตามลำดับจากนั้นถ้ากำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ของคลื่นตัวกลางเนื้อผสม ที่มีการสูญเสียเท่ากับอิมพีแดนซ์ของตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสียและไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้น เมื่อคลื่นระนาบเดินทางตั้งฉากกับรอยต่อระหว่างอากาศและตัวกลางที่มีการสูญเสียนั้นแสดงดังสมการ(3.26) ซึ่งถ้าทำให้อิมพีแดนซ์ของตัวกลางเป็นเนื้อผสมมีค่าเท่ากับในอากาศอิสระ ดังนั้นสมการ(3.26) จะไม่มีการสะท้อนกลับเกิดขึ้นเมื่อคลื่นระนาบเดินทางตกกระทบตั้งฉากกับผิวหน้าตัวกลางอากาศอิสระ และนี่เป็นเทคนิคที่นำไปใช้ในการดูดกลืนคลื่นที่แพร่กระจายออกมการกำหนดให้เป็นตัวกลาง PML ในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางนั้นหลักการสำคัญของนิยามนี้คือการแบ่งส่วนประกอบสนามแม่เหล็ก H_z ถูกแยกออกเป็นสองส่วนคือ H_{zx} และ H_{zy} ดังนั้นในตัวกลาง PML จะมี 4 ส่วนประกอบของสนามคือ E_x, E_y, H_{zy} และ H_{zx} ดังต่อไปนี้

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma_y E_x = \frac{\partial (H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \quad (3.27ก)$$

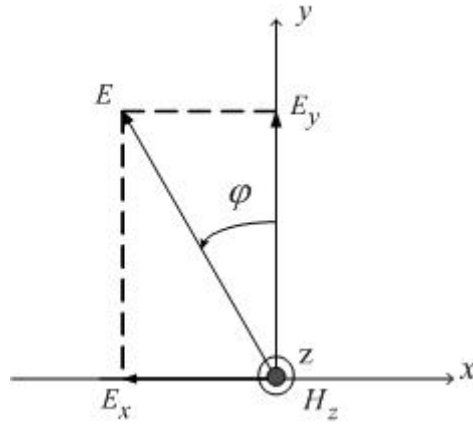
$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma_x E_y = -\frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial x} \quad (3.27\text{ข})$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (3.27\text{ค})$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (3.27\text{ง})$$

เมื่อตัวแปร $\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y$ และ σ_y^* คือความนำทางไฟฟ้าและแม่เหล็กที่เอกพันธ์ (Homogeneous) ในแกน x และแกน y ตามลำดับ จากสมการ (3.27) เมื่อพิจารณาประการแรกคือถ้า $\sigma_x^* = \sigma_y^*$ สามารถรวมสมการ (3.27ค) และ (3.27ง) เข้าไว้ด้วยกันได้ทำให้ลดเหลือ 3 สมการที่มีส่วนประกอบของ E_x, E_y และ $H_z = H_{zx} + H_{zy}$ อย่างไรก็ตามไม่ว่าในกรณีใดตัวกลาง PML สามารถที่จะครอบคลุมกรณีต่าง ๆ ทั้งหมด ถ้า $\sigma_x = \sigma_x^* = \sigma_y = \sigma_y^* = 0$ แล้วจะทำให้สมการ (3.27) กลายเป็นสมการแมกซ์เวลล์ในอากาศอิสระ ถ้า $\sigma_x = \sigma_y$ และ $\sigma_x^* = \sigma_y^* = 0$ แล้วจะทำให้สมการ (3.27) กลายเป็นสมการของตัวกลางที่มีความนำ สดท้ายถ้า $\sigma_x = \sigma_y$ และ $\sigma_x^* = \sigma_y^*$ แล้วจะทำให้สมการ (3.27) กลายเป็นสมการของตัวกลางดูดกลืนดังสมการ (3.25) ข้อสังเกตประการที่สองคือสามารถกำหนดเงื่อนไขก่อนที่จะมีการคำนวณดังนี้ $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$ ตัวกลาง PML จะสามารถดูดกลืนคลื่นระนาบ (E_y, H_{zy}) ที่เดินทางไปตามทิศ x แต่จะไม่ดูดกลืนคลื่นระนาบ (E_x, H_{zx}) ที่เดินทางไปตามทิศ y ทั้งนี้เนื่องจากกรณีของการดูดกลืนจะเป็นไปตามกฎของสมการ (3.27ข) และ (3.27ค) สำหรับกรณีที่ไม่ดูดกลืนทิศ x นั้นจะเป็นไปตามกฎของสมการ (3.27ก) และ (3.27ง) และรวมถึงคลื่นระนาบ (E_y, H_{zx}) และ (E_x, H_{zy}) เมื่อ $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$ ส่วนกรณีของคุณสมบัติในตัวกลาง PML ที่ $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$ และ $(0, 0, \sigma_y, \sigma_y^*)$ นั่นคือความสัมพันธ์ที่สองตัวกลางอยู่ติดกันและถ้ามีค่าความนำเป็นไปตามสมการ (3.26) จะทำให้ที่รอยต่อระหว่างอากาศอิสระกับตัวกลางตั้งฉากซึ่งกันและกันพอดีทำให้ไม่เกิดการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเงื่อนไขของตัวกลาง PML ที่กล่าวมานี้เป็นพื้นฐานของเทคนิคแบบ PML

เมื่อพิจารณาระนาบคลื่นแสดงดังรูปที่ 3.5 ซึ่งสนามไฟฟ้ามีขนาดสูงสุดเป็น E_0 ทำมุม φ กับแกน y และส่วนประกอบ H_z ที่ถูกแยกออกเป็นสองส่วนคือ H_{zx} และ H_{zy} มีขนาดคือ H_{zx0} และ H_{zy0} ถ้าเราพิจารณาสนามที่เดินทางในแนวระนาบคลื่นกับเวลา $e^{j\omega t}$ ผ่านตัวกลาง PML สมการทั้ง 4 สมการนี้เป็นส่วนประกอบของสนามสามารถเขียนได้ดังนี้



รูปที่ 3.5 ส่วนประกอบของสนามในแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางแบบ PML

$$E_x = -E_0 \sin \varphi e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ก)$$

$$E_y = E_0 \cos \varphi e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ข)$$

$$H_{zx} = H_{zx0} e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ค)$$

$$H_{zy} = H_{zy0} e^{j\omega(t-\alpha x-\beta y)} \quad (3.28ง)$$

ที่ ω คือความถี่เชิงมุม (Angular frequency) และ α และ β คือ เลขคลื่นเชิงซ้อน (Complex wave numbers) และเมื่อเราทราบค่าขนาดของสนามไฟฟ้า E_0 กำหนดสมการ (3.28) เพื่อหาค่า α , β , H_{zx0} และ H_{zy0} โดยการแทนสมการ (3.28ก) ถึง (3.28ง) ไปที่สมการ (3.27ก) ถึง (3.27ง) สมการแมกซ์เวลล์ในตัวกลาง PML จะได้

$$\varepsilon_0 E_0 \sin \varphi - j \frac{\sigma_y}{\omega} E_0 \sin \varphi = \beta (H_{zx0} + H_{zy0}) \quad (3.29ก)$$

$$\varepsilon_0 E_0 \cos \varphi - j \frac{\sigma_x}{\omega} E_0 \cos \varphi = \alpha (H_{zx0} + H_{zy0}) \quad (3.29ข)$$

$$\mu_0 H_{zx0} - j \frac{\sigma_x^*}{\omega} H_{zx0} = \alpha E_0 \cos \varphi \quad (3.29ก)$$

$$\mu_0 H_{zy0} - j \frac{\sigma_y^*}{\omega} H_{zy0} = \beta E_0 \sin \varphi \quad (3.29ข)$$

ซึ่งจะได้ค่า H_{zx0} และ H_{zy0} จากสมการ (3.29ก) และ (3.29ข) เมื่อนำค่าทั้งสองไปแทนลงในสมการ (3.29ก) และ (3.29ข) ตามลำดับจะได้

$$\varepsilon_0 \mu_0 \left(1 - \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega}\right) \sin \varphi = \beta \left(\frac{\alpha \cos \varphi}{(1 - j(\sigma_x^* / \mu_0 \omega))} + \frac{\beta \sin \varphi}{(1 - j(\sigma_y^* / \mu_0 \omega))} \right) \quad (3.30ก)$$

$$\varepsilon_0 \mu_0 \left(1 - \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega}\right) \cos \varphi = \alpha \left(\frac{\alpha \cos \varphi}{(1 - j(\sigma_x^* / \mu_0 \omega))} + \frac{\beta \sin \varphi}{(1 - j(\sigma_y^* / \mu_0 \omega))} \right) \quad (3.30ข)$$

$$\frac{\beta}{\alpha} = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} \cdot \frac{1 - j \left(\frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega} \right)}{1 - j \left(\frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega} \right)} \quad (3.31)$$

สมการทั้งสองข้างบนนี้สัมพันธ์กับจำนวนคลื่น (Wave number) ที่ไม่ทราบค่าคือ α และ β ซึ่งแสดงในรูปอัตราส่วนของสมการ (3.30ก) และ (3.30ข) แสดงดังสมการ (3.31) สามารถหาค่า α^2 จากสมการ (3.31) และ (3.30ข) สามารถหาค่า β^2 ได้จากสมการ (3.31) และ (3.30ก) ซึ่งทั้งสองพจน์นี้จะให้ค่าที่เหมือนกันต่างกันในเครื่องหมายที่แสดงถึง ทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่นในทิศทางตรงกันข้ามในที่นี้เลือกเฉพาะพจน์ที่เป็นเครื่องหมายบวกจะได้

$$\alpha = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{G} \left(1 - j \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0 \omega}\right) \cos \varphi \quad (3.32ก)$$

$$\beta = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}{G} \left(1 - j \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0 \omega}\right) \sin \varphi \quad (3.32ข)$$

$$G = \sqrt{\omega_x \cos^2 \varphi + \omega_y \sin^2 \varphi} \quad (3.33)$$

$$\omega_x = \frac{1 - j(\sigma_x / \varepsilon_0 \omega)}{1 - j(\sigma_x^* / \mu_0 \omega)} \quad (3.34ก)$$

$$\omega_y = \frac{1 - j(\sigma_y / \varepsilon_0 \omega)}{1 - j(\sigma_y^* / \mu_0 \omega)} \quad (3.34ข)$$

เมื่อกำหนดให้ ψ เป็นส่วนประกอบของทุกสนามมีขนาดเป็น ψ_0 และ c เป็นความเร็วแสงและจากสมการ (3.28) และจากสมการ (3.32) ได้ดังนี้

$$\psi = \psi_0 e^{j\omega \left(t - \frac{x \cos \varphi + y \sin \varphi}{cG} \right)} e^{-\frac{\sigma_x \cos \varphi}{\varepsilon_0 cG} x} e^{-\frac{\sigma_y \sin \varphi}{\varepsilon_0 cG} y} \quad (3.35)$$

เหลือตัวแปรสองตัวสุดท้ายที่ไม่ทราบคือ H_{zx0} และ H_{zy0} สามารถหาได้จากฟังก์ชันของ α และ β จากสมการ (3.29ก) และ (3.29ง) แล้วใช้ค่าของ α และ β จากสมการ (3.32) จะได้

$$H_{zx0} = E_0 \sqrt{\left(\frac{\varepsilon_0}{\mu_0} \right)} \frac{1}{G} \omega_x \cos^2 \varphi \quad (3.36ก)$$

$$H_{zy0} = E_0 \sqrt{\left(\frac{\varepsilon_0}{\mu_0} \right)} \frac{1}{G} \omega_y \sin^2 \varphi \quad (3.36ข)$$

จากนั้นจัดอยู่ในรูปของสมการ (3.33) จะได้ผลรวมของ H_{zx0} และ H_{zy0} คือ

$$H_{z0} = E_0 \sqrt{\left(\frac{\varepsilon_0}{\mu_0} \right)} G \quad (3.37)$$

และอัตราส่วนระหว่างขนาดสนามไฟฟ้าต่อขนาดสนามแม่เหล็ก (Z) แทนด้วยสมการ (3.38) ส่วนสมการ (3.35) และ (3.38) จะมีบทบาทเมื่อ (σ_x, σ_x^*) และ (σ_y, σ_y^*) เป็นไปตามเงื่อนไขสมการ (3.26)

$$Z = \sqrt{\left(\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}\right)} \frac{1}{G} \quad (3.38)$$

ดังนั้นค่าของ ω_x, ω_y และ G จะกลายเป็นหนึ่งในทุกความถี่และจะทำให้สมการของส่วนประกอบคลื่นในสมการ (3.35) และอิมพีแดนซ์สมการ (3.38) ลดรูปลงเหลือคือ

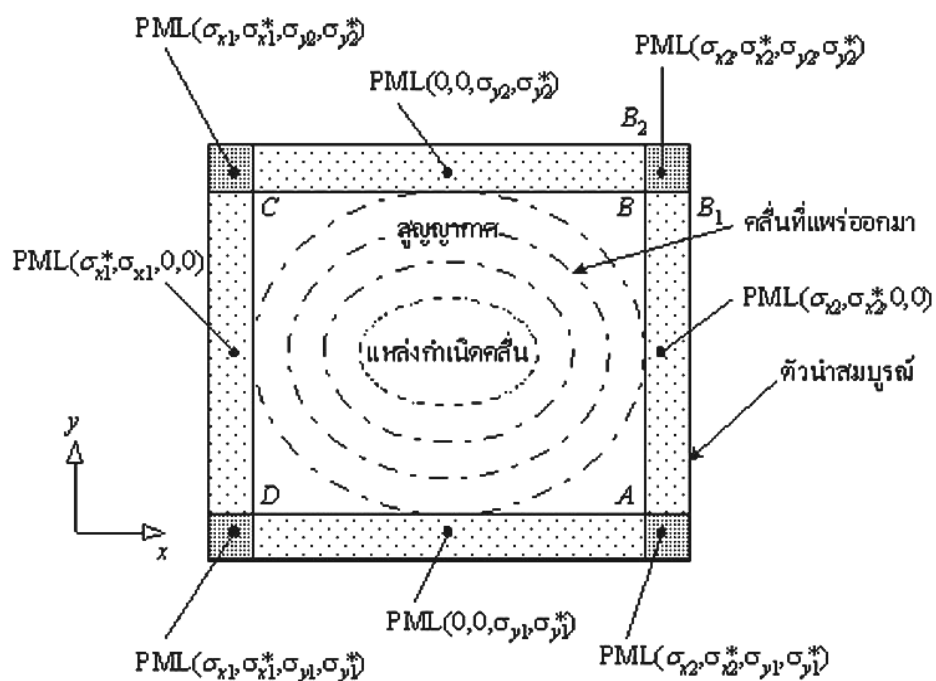
$$\psi = \psi_0 e^{j\omega\left(t - \frac{x \cos \varphi + y \sin \varphi}{c}\right)} e^{-\frac{\sigma_x \cos \varphi + y \sin \varphi}{\varepsilon_0 c} x} e^{-\left(\frac{\sigma_y \sin \varphi}{c}\right) y} \quad (3.39)$$

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \quad (3.40)$$

ค่าเอกซ์โพเนนเชียลเทอมแรกของสมการ (3.39) บอกให้ทราบว่าเฟสของคลื่นเดินทางตั้งฉากกับสนามไฟฟ้าด้วยความเร็วแสง c และเอกซ์โพเนนเชียลสองเทอมหลังนั้นเป็นกฎขนาดของคลื่นที่ลดลงอย่างต่อเนื่องแบบเอกซ์โพเนนเชียลตลอด x และ y สมการ (3.40) บอกให้ทราบว่าอิมพีแดนซ์ของตัวกลางมีค่าเท่ากับในอากาศอิสระการแมตซ์อิมพีแดนซ์ตามเงื่อนไขสมการ (3.26) จะเป็นไปตามเงื่อนไขการแมตซ์สำหรับตัวกลาง PML ด้วยและความแตกต่างอยู่ที่ในกรณีของตัวกลาง PML ทั้งสองความนำ (σ_x, σ_x^*) และ (σ_y, σ_y^*) จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขสมการ (3.26) เมื่อเป็นเช่นนี้แล้วยังมีสิ่งที่จะต้องพิจารณาคือสมการ (3.35) และ (3.39) คือในกรณีทั่วไปของสมการ (3.35) ถ้าการเดินทางของคลื่นไปตามทิศ y จะทำให้ $\cos \varphi = 0$ และถ้าประกอบกับ $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$ แล้วจะไม่มีการดูดกลืนคลื่นเกิดขึ้น ซึ่งจะสอดคล้องกับการพิจารณาที่สองที่จะเกิดขึ้นกับ PML ในสมการที่ (3.27) ส่วนกรณีของการแมตซ์ตัวกลางในสมการ (3.39) ถ้า $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$ แล้วค่าเอกซ์โพเนนเชียลของสมการ (3.39) จะเท่ากับ 1 และการดูดกลืนคลื่นจะเป็นฟังก์ชันในฟังก์ชันของแกน x เท่านั้น

ลักษณะเทคนิค PML แสดงดังรูปที่ 3.6 ที่สมการของแมกซ์เวลล์ถูกแก้ด้วยวิธีการแบบผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา โดยมีแหล่งกำเนิดคลื่นอยู่ตรงกลาง ล้อมรอบด้วยตัวกลางแบบ PML เพื่อไม่ให้คลื่นผ่านได้ โดยที่ชั้นนอกสุดเป็นชั้นของตัวนำสมบูรณ์ (Perfectly Conductor) และโดยที่ด้านซ้ายและด้านขวาเป็นการจำลองเพื่อคำนวณชั้นการดูดกลืนที่แมตซ์ด้วยตัวกลาง PML ที่ความนำเป็น $(\sigma_x, \sigma_x^*, 0, 0)$ ดังนั้นที่รอยต่อระหว่างอากาศอิสระกับชั้นดูดกลืน AB และ CD ที่ตั้งฉากกับ

แกน x ปัจจัยสะท้อนกลับตามทฤษฎีจะมีค่าเป็นศูนย์คลื่นที่แพร่ออกมาสามารถเดินทางโดยปราศจากการสะท้อนผ่านรอยต่อ AB และ CD ในทำนองเดียวกันตัวกลางที่เมตซ์แบบ PML ที่ความนำเป็น $(0,0,\sigma_y,\sigma_y^*)$ หรือการใช้ขอบด้านบนและด้านล่างสำหรับการคำนวณคลื่นที่แพร่กระจายออกมาสามารถเดินทางโดยไม่มีการสะท้อนผ่านรอยต่อ BC และ DA ที่ตั้งฉากกับแกน y สำหรับมุมทั้งสี่ของชั้นการดูดกลืนที่เป็นตัวกลาง PML ได้ความนำเป็น $(\sigma_x,\sigma_x^*,\sigma_y,\sigma_y^*)$ ซึ่งจะเป็นเหมือนกับชั้นตัวกลางแบบ $(\sigma_x,\sigma_x^*,0,0)$ และ $(0,0,\sigma_y,\sigma_y^*)$ รวมกันนั่นคือเป็นไปตามทฤษฎีและไม่มี การสะท้อนกลับที่รอยต่อระหว่างด้านข้างและมุมของชั้นตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 3.6 คือคลื่นสามารถเดินทางได้โดยไม่มี การสะท้อนกลับผ่านรอยต่อ BB_1 และ BB_2



รูปที่ 3.6 เทคนิคของเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนแบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์

เมื่อพิจารณาในทางปฏิบัติ ของชั้น PML คือความเร็วในการเดินทางของคลื่นคือความเร็วแสงตลอดการคำนวณและจะเป็นไปตามกฎของ Snell-Descartes (Berenger, 1994) ที่ทุกรอยต่อ เพราะฉะนั้นเมื่อคลื่นเดินทางจากตัวกลางหนึ่งไปสู่อีกตัวกลางหนึ่งผ่านรอยต่อ ทำให้รูปร่างของคลื่นยังคงเหมือนเดิม และในชั้นการดูดกลืนนั้นขนาดของคลื่นจะเป็นไปตามสมการเอกซ์โพเนนเชียลดังสมการ (3.39) ในชั้นด้านข้างที่ตัวกลางเป็น $(\sigma_x,\sigma_x^*,0,0)$ หรือ $(0,0,\sigma_y,\sigma_y^*)$ จะมีปัจจัยหนึ่งที่เท่ากับ 1 ดังนั้นที่ระยะห่าง ρ จากรอยต่อ ขนาดของคลื่นระนาบที่แพร่กระจายออกมาสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\psi(\rho) = \psi(0) \exp\left[-\left(\frac{\sigma \cos \theta}{\varepsilon_0 C}\right)\rho\right] \quad (3.41)$$

เมื่อ θ คือ มุมตกกระทบที่กำหนดให้ทำมุมกับระนาบรอยต่อและ σ คือ σ_x หรือ σ_y ใดอย่างหนึ่งหลังจากผ่านชั้นของ PML แล้วคลื่นจะถูกทำให้สะท้อนด้วยชั้นของเงื่อนไขตัวนำสมบูรณ์ ซึ่งจะเป็นชั้นสุดท้ายของตัวกลางแบบ PML จากนั้นคลื่นจะผ่านรอยต่อเป็นครั้งที่สองกลับเข้าไปในอากาศอิสระอีกครั้ง ดังนั้นสำหรับชั้นที่มีความหนา δ ปัจจัยสะท้อนกลับ $R(\theta)$ ที่เกิดขึ้นสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$R(\theta) = \exp\left[-2\left(\frac{\sigma \cos \theta}{\varepsilon_0 C}\right)\delta\right] \quad (3.42)$$

จากสมการ (3.42) เมื่อคลื่นตกกระทบมีค่ามุม $\theta \approx \pi/2$ จะทำให้ R เท่ากับ 1 และ σ ทุกตัวเท่ากับ 1 ด้วย ซึ่งทำให้ลดความยุ่งยากในการคำนวณและจากสมการ (3.42) ผลของการสะท้อนกลับเป็นฟังก์ชันของผลคูณของ $\sigma\delta$ ดังนั้นสำหรับชั้นการสูญเสียที่ได้ ซึ่งตามทฤษฎีแล้วความหนา δ ของชั้นสามารถทำให้บางลงได้ตามต้องการซึ่งในระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาแล้วหมายถึงหนึ่งเซลล์เป็นความแปรผันของความนำได้สร้างการสะท้อนกลับการคำนวณเชิงเลข โดยที่ค่าความนำมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จากศูนย์และจากรอยต่อระหว่างอากาศอิสระกับชั้นตัวกลาง PML ไปจนถึงขอบนอกสุดของชั้น PML ซึ่งมีค่าความนำเป็น σ_m สำหรับค่าความนำเป็น $\sigma(\rho)$ ทำให้ปัจจัยการสะท้อนกลับเป็น

$$R(\theta) = \exp\left[-2\left(\frac{\sigma \cos \theta}{\varepsilon_0 C}\right)\int_0^\delta \sigma(\rho)d\rho\right] \quad (3.43)$$

ค่าความนำมีค่าเป็น

$$\sigma(\rho) = \sigma_m \left(\frac{\rho}{\sigma}\right)^n \quad (3.44)$$

ด้วยการแทนสมการ (3.44) ลงในสมการ (3.43) ปัจจัยสะท้อนกลับที่ได้จะกลายเป็น

$$R(\theta) = \exp\left[-\left(\frac{2}{n+1}\right)\left(\frac{\sigma_m \delta}{\epsilon_0 C}\right) \cos \theta\right] \quad (3.45)$$

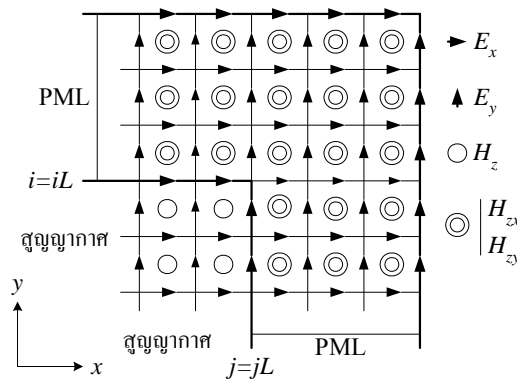
เมื่อพิจารณามุมบนด้านขวาแสดงดังรูปที่ 3.7 ในตัวกลางที่เป็นชั้นแบบ PML สมการจะถูกแยกส่วนประกอบดังสมการ (3.27) ส่วนด้านในที่เป็นอากาศและแหล่งกำเนิด สมการ (3.27) ที่ถูกแยกส่วนประกอบยังถูกพิจารณาเช่นเดิม อย่างไรก็ตามการเก็บค่าในหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ให้มีประสิทธิภาพนั้น จะต้องให้สมการของแมกซ์เวลล์เก็บสนามไว้เพียงสามส่วนประกอบ แทนที่จะเป็น 4 ส่วนประกอบดังแสดงในสมการที่ (3.27) สำหรับภายในตัวกลางที่ $i < iL$ และ $j < jL$ ดังในรูปที่ 3.7 ปกติแล้วสมการผลต่างสี่เนื่องมักจะถูกแบ่งตามสมการของแมกซ์เวลล์ สำหรับในตัวกลางของ PML สองส่วนประกอบย่อยของสนามแม่เหล็กจะถูกคำนวณที่จุดเดียวกันแล้วแทนไว้ในส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก H_z ค่าเดียว การแบ่งส่วนประกอบดังในสมการ (3.27) จะถูกดำเนินการต่อไป และตามรูปแบบของวิธีผลต่างสี่เนื่องเชิงเวลา ผลของสมการ (3.27ข) และ (3.27ค) จะเป็นดังสมการต่อไปนี้ในทุกชั้น ยกเว้นที่รอยต่อของ E_y

$$E_y^{n+1}\left(i, j + \frac{1}{2}\right) = e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}} E_y^n\left(i, j + \frac{1}{2}\right) - \frac{(1 - e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times \left[\begin{aligned} &H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}\right) + H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}\right) \\ &H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}\right) + H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}\left(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}\right) \end{aligned} \right] \quad (3.46)$$

$$H_{zx}^{n+1}\left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}\right) = e^{-\frac{\sigma_x^*(i+\frac{1}{2})\Delta t}{\mu_0}} H_{zx}^{n-\frac{1}{2}}\left(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}\right) - \frac{\sigma_x^*(i+\frac{1}{2})\Delta t}{\sigma_x(i)\Delta x} \left[E_y^n\left(i + 1, j + \frac{1}{2}\right) - E_y^n\left(i, j + \frac{1}{2}\right) \right] \quad (3.47)$$

เมื่อ σ_x และ σ_x^* คือ ฟังก์ชันของ $x(i)$ ทางด้านซ้าย ด้านขวาและมุมของชั้น โดยทั้งหมดมีค่าเป็นศูนย์ที่ชั้นด้านบนและด้านล่างสำหรับในส่วนประกอบของ E_y ที่อยู่บนรอยต่อสนามแม่เหล็กจะประกอบด้วยหนึ่งส่วนประกอบ H_z ด้านหนึ่งและอีกสองส่วนประกอบ H_{zx} และ H_{zy} อีกด้านที่เหลือ ดังนั้นจากสมการ (3.45) รอยต่อด้านขวาที่ตั้งฉากกับแกน x จะเปลี่ยนเป็น

$$E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}) = e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}} E_y^n(i, j + \frac{1}{2}) - \frac{(1 - e^{-\frac{\sigma_x(i)\Delta t}{\epsilon_0}})}{\sigma_x(i)\Delta x} \times \left[\begin{array}{l} H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) + H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) \\ - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}) \end{array} \right] \quad (3.48)$$



รูปที่ 3.7 มุมบนขวาของกริดเซลล์ในระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในตัวกลาง PML

สำหรับปัญหาในกรณี TM สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะลดเหลือ 3 ส่วนประกอบคือ E_z , H_x , H_y ในตัวกลางแบบ PML ส่วนประกอบของสนามที่จะถูกแยกออกเป็นส่วนประกอบย่อยคือสนามไฟฟ้า E_z สมการตัวกลาง PML สำหรับแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวางเป็นดังนี้

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.49ก)$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3.49ข)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma_y^* H_x = -\frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (3.49ค)$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma_x^* H_y = \frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (3.49ง)$$

วิธีการคำนวณแบบแผนคลื่นสนามแม่เหล็กตามขวาง มีลักษณะเช่นเดียวกันกับกรณีของแบบแผนคลื่นสนามไฟฟ้าตามขวางซึ่งมีความแตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเท่านั้น สิ่งที่แตกต่างกันที่ต้องพิจารณาคือในสมการ (3.32) และ (3.34) เปลี่ยนจาก ϵ_0 ไปเป็น μ_0 และจาก σ^* เปลี่ยนเป็น σ ในสมการ (3.38) โดย $1/G$ ให้เปลี่ยนเป็น G นอกจากนั้นจะมีลักษณะเช่นเดียวกับแบบแผนคลื่นไฟฟ้าตามขวาง และจากสมการเหล่านี้เป็นการพิจารณาการวิเคราะห์ในเชิง 2 มิติตามเงื่อนไขขอบเขตคูลอมบ์แบบชั้นที่เข้ากันอย่างสมบูรณ์ อย่างไรก็ตามในการทำงานเดียวกันนี้สามารถนำไปประยุกต์เป็น 3 มิติได้จากส่วนประกอบของสนามในพิกัดฉากทั้ง 6 สร้างเป็นสมการแบบ PML เอง สมการของแมกซ์เวลล์ได้ 12 สมการได้แสดงไว้แล้วในภาคผนวก ก

3.4 การจำลองการป้อนและการกระตุ้นด้วยพัลส์

3.4.1 แบบจำลองการป้อน

วิธีการจำลองการป้อนสายอากาศเพื่อหาการตอบสนองชั่วขณะของแรงดันไฟฟ้า หรือ กระแสไฟฟ้าของสายอากาศที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา สำหรับวิทยานิพนธ์เล่มนี้เลือกการจำลองด้วยวิธีการแบบช่องว่างเคลด้า (Delta gap) ซึ่งง่ายต่อการคำนวณตำแหน่งการกระตุ้นด้วยพัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.8 ซึ่งเป็นมุมมองแบบสองมิติ จำลองจากเส้นลวดทรงกระบอกรัศมี r_0 และแสดงตำแหน่งการกระตุ้นด้วยพัลส์ จะกระทำเพียงจุดเดียว ณ ตำแหน่งช่องว่าง (Gap) ที่ฐานของสายอากาศตัวส่งที่จำลองเป็นแบบช่องว่างเคลด้าจะได้รับความสัมพันธ์ของสนามกับแรงดันไฟฟ้าเป็น

$$E_z \Big|_{i_a, j_a, k_a - 1/2}^n = -\frac{V(n\Delta t)}{\Delta z} \quad (3.50)$$

จากรูปที่ 3.8 เราสามารถแสดงกระแสที่อยู่บนโพรบ ณ ตำแหน่งจุดป้อนโดยการใช้กฎของแอมแปร์กับพื้นผิว S ที่มีเส้นแสดงรูปร่างขอบเขต C ซึ่งมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่โพรบที่ตำแหน่ง $(i_a, j_a, k_a + 3/2)$ คือ

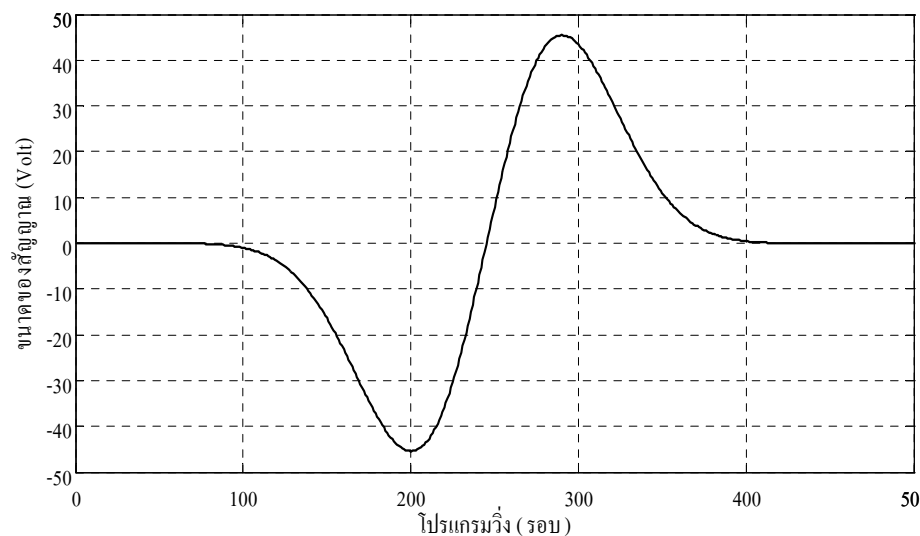
$$\oint_C \bar{H} \cdot d\bar{l} = \iint_S \bar{J} \cdot d\bar{s} + \epsilon_0 \iint_S \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \cdot d\bar{s} \quad (3.51)$$

$$I \Big|^{n+1/2} = \Delta y \left(H_y \Big|_{i_a+1/2, j_a, k_a+3/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i_a-1/2, j_a, k_a+3/2}^{n+1/2} \right) - \Delta x \left(H_x \Big|_{i_a, j_a+1/2, k_a+3/2}^{n+1/2} - H_x \Big|_{i_a, j_a-1/2, k_a+3/2}^{n+1/2} \right) \quad (3.52)$$

$$V_{in} = V_0 \exp[-\alpha(\tau - \beta t^2)] \quad (3.54)$$

เมื่อ V_0 คือ ขนาดของแรงดันสูงสุด τ คือ ค่าคุณสมบัติของเวลา และตัวแปรที่ต้องมีการกำหนดค่าคงที่คือ α, β และ Δt ตามลำดับ หรือในรูปแบบของพัลส์เลือกแบบเรย์ลี (Rayleigh Pulse) ดังแสดงในรูป 3.9 สมการที่ใช้ในการจำลองคือทำให้มีค่าแรงดันไฟตรงเพื่อใช้ปรับความกว้างของพัลส์ และสมการพัลส์แบบเรย์ลีคือ

$$f(t) = -2 \frac{(t-t_0)}{T^2} A e^{-(t-t_0)^2 / T^2} \quad (3.55)$$



รูปที่ 3.9 รูปแบบพัลส์แบบเรย์ลีที่ใช้ในการกระตุ้น

การวิเคราะห์ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา จะได้เวกเตอร์ของการกระจายสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กเชิงเวลาและตำแหน่งทั้งหมด การเชื่อมโยงสนามที่กระจายอยู่นั้นไปสู่วงจรมุมลอันประกอบด้วยขนาดของกระแสและแรงดันไฟฟ้า สามารถทำได้จากสมการพื้นฐานต่อไปนี้

$$V(t, x_i) = \int_{C_v} \bar{E}(t, x_i) \cdot d\bar{l} \quad (3.56ก)$$

$$I(t, x_i) = \int_{C_i} \bar{H}(t, x_i) \cdot d\bar{l} \quad (3.56ข)$$

พิจารณาสมการ (3.56) เมื่อ C_v คือ แนวระนาบที่ขยายออกไปจากจุดที่กำหนดให้เป็นแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงปกติคือ ระนาบเงาหรือระนาบกราวด์ จนถึงตำแหน่ง x_i ซึ่งโดยทั่วไป x_i เป็นจุดหนึ่งที่อยู่บนสายอากาศที่แพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวางในแบบแผนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพื้นฐาน ซึ่ง $V(t, x_i)$ จะไม่ขึ้นอยู่กับกรเลือก C_v ถ้าขอบเขตของคอนทิวรัขยายออกไปถึงระนาบตามขวางดังกล่าว และเราสามารถที่จะเลือก C_v ให้ขยายออกไปได้ตามต้องการ ตั้งฉากกับระนาบสร้างเงาไปจนถึงพื้นผิวของสายอากาศ ในทำนองเดียวกันการเลือกคอนทิวรั C_l ห่อหุ้มแผ่นตัวนำให้หมดตลอดทั้งพื้นผิวระนาบแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวาง ก็จะได้กระแสที่จุดนั้น ๆ พารามิเตอร์ของสายส่งแแกนร่วมของความถี่ช่วงกว้าง สามารถหาได้โดยการประยุกต์การแปลงฟูริเยร์จากแรงดันไฟฟ้าและกระแสตอบสนองจากสมการ (4.19) ที่มีแหล่งกำเนิดมาจากการกระตุ้นด้วยพัลส์หรือคลื่นรูปไซน์ ดังนั้นในกรณีที่เป็นอิมพีแดนซ์ของเส้นฟังก์ชันของความถี่ สามารถหาได้จากค่าของแรงดันไฟฟ้าต่อกระแส

$$Z_0(\omega, x_i) = F[V(t, x_i)] / F[I(t, x_i)] \quad (3.57)$$

เมื่อ $F[\cdot]$ คือ สัญลักษณ์เครื่องหมายการแปลงฟูริเยร์สำหรับการป้อนสายอากาศจะจำลองด้วยวิธีการแบบช่องว่างเคลด้าซึ่งง่ายต่อการคำนวณตำแหน่งการแทรกใส่พัลส์ ตำแหน่งการแทรกใส่พัลส์จะกระทำเพียงจุดเดียวที่ตำแหน่งช่องว่างฐานของสายอากาศตัวส่ง ที่จำลองเป็นแบบช่องว่างเคลด้าได้ ความสัมพันธ์ของสนามกับแรงดันไฟฟ้าเป็นดังแสดงไว้แล้วในบทที่ 3 เราจะได้ความสัมพันธ์ของสนามไฟฟ้ากับแรงดันที่ป้อนดังนี้

$$E = -\frac{V(n\Delta t)}{\Delta d} \quad (3.58)$$

และหลังจากที่ได้ประยุกต์กฎของแอมแปร์ไปบนแแกนของสายอากาศสามารถหากระแสได้ แล้วทำการแปลงฟูริเยร์ $V(t) \Leftrightarrow V(\omega)$ และ $I(t) \Leftrightarrow I(\omega)$ ก็สามารที่จะหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศได้เช่นกันจาก

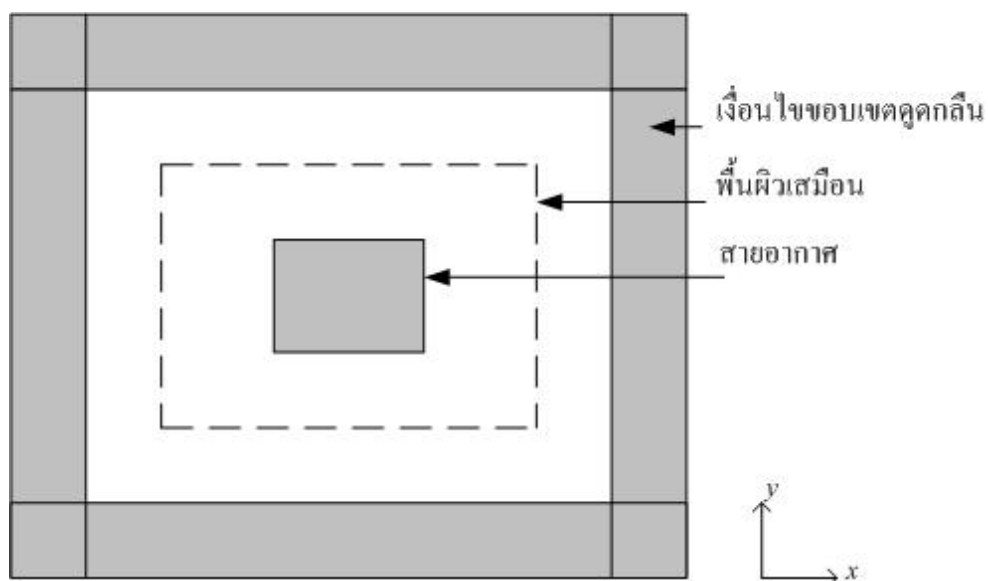
$$Z(\omega) = V(\omega) / I(\omega) \quad (3.59)$$

ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสามารถหาได้จาก

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z(\omega) - Z_0}{Z(\omega) + Z_0} \quad (3.60)$$

3.5 การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกลมาตรฐานสองวิธีคือ การแปลงสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกลในโดเมนความถี่ (Frequency-Domain Near-Field to Far-Field Transformation: FD-NFFF) มีประโยชน์สำหรับการหาแบบรูปการแผ่คลื่นความถี่เดียวและแบบรูปการแผ่คลื่นที่แปรผันตามเวลาสามารถหาได้จากวิธีที่เรียกว่า การแปลงสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกลในโดเมนเวลา (Time-Domain Near-Field to Far-Field Transformation: TD-NFFF) อย่างไรก็ตามทั้งสองวิธีนี้เป็นไปตามหลักการพื้นฐานเดียวกันที่ใช้ในการแปลงสนามเพื่อให้ได้สนามระยะไกล ในรูปที่ 3.10 แสดงรูปทรงของปัญหาในการแปลงสนามให้เป็นสนามระยะไกล จากรูปจะเห็นว่าสายอากาศถูกปิดล้อมด้วยพื้นผิวเสมือน (พื้นผิวแปลงสนาม) และเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนคลื่น พื้นผิวเสมือนอยู่ระหว่างสายอากาศ และเงื่อนไขขอบเขตดูดกลืนคลื่นซึ่งมันจะปิดล้อมโครงสร้างสายอากาศทั้งหมด การแปลงสนามจะทำบนพื้นผิวเสมือนนี้โดยแปลงข้อมูลสนามระยะใกล้บนพื้นผิวเสมือนเพื่อให้ได้สนามระยะไกล รูปที่ 3.11 แสดงหลักการแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือน จากรูปที่ 3.11 เป็นเวกเตอร์ที่มีทิศทางชี้จากจุดกำเนิดไปยังตำแหน่งต้นกำเนิดของสนามระยะใกล้ (ตำแหน่งบนพื้นผิวเสมือน) ที่มีเวกเตอร์หนึ่งหน่วยมีทิศทางตั้งฉากกับพื้นผิวเสมือน \hat{a}_n และ \vec{r} เป็นเวกเตอร์ที่ชี้จากจุดกำเนิด



รูปที่ 3.10 รูปทรงของปัญหาในการแปลงสนาม

ไปยังตำแหน่งที่จะหาสนามในระยะไกล (r, θ, ϕ) มีระยะทาง r ระยะทางระหว่างต้นกำเนิดไปยังตำแหน่งที่จะหาสนามในระยะไกล จะเป็น $|\bar{r} - \bar{r}'|/c$ เมื่อ c เป็นความเร็วแสง ในการที่จะแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือนไปยังตำแหน่งที่หาสนามระยะไกล เราจะอินทิเกรตรวมสนามระยะใกล้ทั้งหมดที่อยู่บนพื้นผิวเสมือนทำให้ทราบค่าของสนามระยะไกลได้

3.5.1 การแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกลในโดเมนความถี่ (FD-NFFF)

การแปลงจากสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกลจะทำในโดเมนความถี่โดยอาศัยหลักการฮอยเกน (Huygen's principle) (Taflove, 1998) ดังนี้

$$\bar{E}^r(\bar{r}, \omega) = \frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} \iint \left\{ \hat{a}_r \times \hat{a}_r \times [\hat{a}_n \times \bar{H}(\bar{r}', \omega)] - \frac{1}{\eta_0} \hat{a}_r \times [\hat{a}_n \times \bar{E}(\bar{r}', \omega)] \right\} \times \exp(-j\omega t_{delay}) dS' \quad (3.61)$$

เมื่อ t_{delay} คือ เวลาหน่วง มีค่าเท่ากับ

$$t_{delay} = \frac{r - \hat{a}_r \cdot \bar{r}'}{c} \quad (3.62)$$

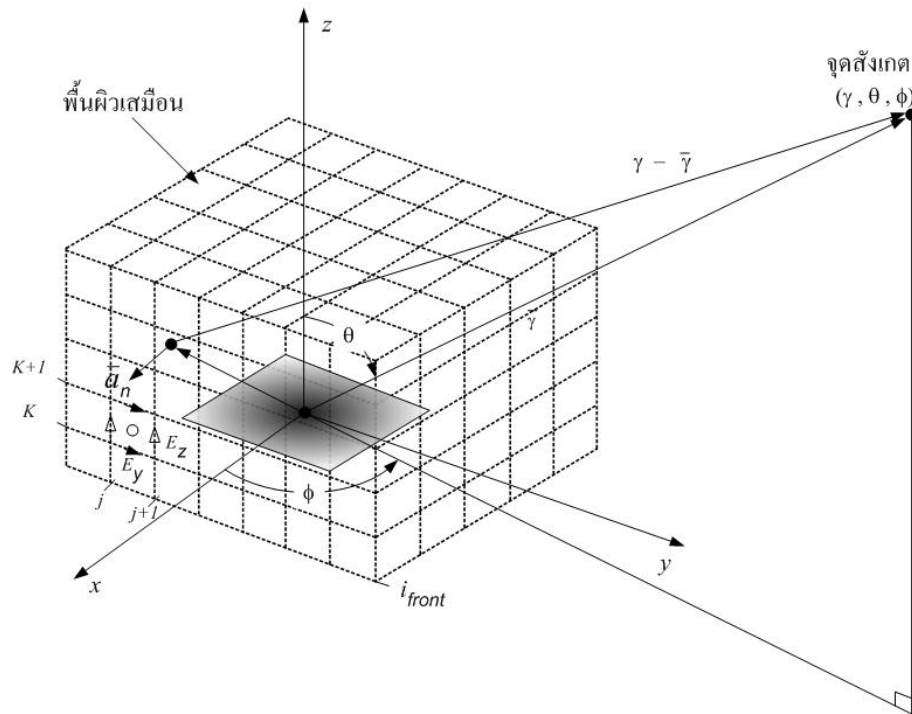
ค่าการประมาณการอินทิเกรตเชิงผิวในสมการ (3.61) สามารถหาได้โดยรวมสนามที่ศูนย์กลางของสายอากาศจะเห็นว่าสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กในสมการ (3.61) จะคูณแบบไขว้กับเวกเตอร์หนึ่งหน่วย \hat{a}_n เพื่อคิดเฉพาะส่วนของสนามที่สัมผัสกับพื้นผิวเสมือนในการแปลงสนามเป็นผลให้จะต้องคำนวณส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่สัมผัสผิวที่ศูนย์กลางโดยเฉลี่ยส่วนประกอบที่อยู่ใกล้ที่สุด ในการพิจารณาผิวของสายอากาศแบบแพทช์บนด้านหน้าทีแสดงด้วยวงกลมดังแสดงดังรูปที่ 3.11 เห็นว่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าที่ศูนย์กลางของแพทช์ (i_{front}, j, k) หาได้จากการเฉลี่ยค่าของสนามที่อยู่ข้างเคียงดังสมการ (3.63) และ (3.64) นอกจากนี้มีส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่ศูนย์กลางของแพทช์ โดยเฉลี่ยสนามแม่เหล็กที่อยู่ด้านข้างทั้งสี่ค่าพิจารณาจากรูปที่ 3.12 ได้ดังนี้

$$E_y |_{i_{front}, j+1/2, k+1/2}^{n+1} = 0.5 \times \left(E_y |_{i_{front}, j+1/2, k}^{n+1} + E_y |_{i_{front}, j+1/2, k+1}^{n+1} \right) \quad (3.63)$$

$$E_z |_{i_{front}, j+1/2, k+1/2}^{n+1} = 0.5 \times \left(E_z |_{i_{front}, j, k+1/2}^{n+1} + E_z |_{i_{front}, j+1, k+1/2}^{n+1} \right) \quad (3.64)$$

$$H_y \Big|_{i_{front}, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} = 0.25 \times \begin{pmatrix} H_y \Big|_{i_{front+1/2}, j+1, k+1/2}^{n+1/2} + H_y \Big|_{i_{front+1/2}, j, k+1/2}^{n+1/2} \\ + H_y \Big|_{i_{front-1/2}, j+1, k+1/2}^{n+1/2} + H_y \Big|_{i_{front-1/2}, j, k+1/2}^{n+1/2} \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

$$H_z \Big|_{i_{front}, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} = 0.25 \times \begin{pmatrix} H_z \Big|_{i_{front+1/2}, j+1/2, k+1}^{n+1/2} + H_z \Big|_{i_{front+1/2}, j+1/2, k}^{n+1/2} \\ + H_z \Big|_{i_{front-1/2}, j+1/2, k+1}^{n+1/2} + H_z \Big|_{i_{front-1/2}, j+1/2, k}^{n+1/2} \end{pmatrix} \quad (3.66)$$



รูปที่ 3.11 การแปลงสนามบนพื้นผิวเสมือน

เนื่องจากผลการคูณแบบไขว้ของ $(\hat{a}_n \times \bar{H})$ และ $(\hat{a}_n \times \bar{E})$ อยู่ในระนาบพิคตฉาก ดังนั้นจะต้องแปลงจากพิคตฉากไปยังพิคตทรงกลมเสียก่อน ซึ่งทำได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi & \cos \theta \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \sin \phi & \sin \theta \cos \phi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{pmatrix} \quad (3.67)$$

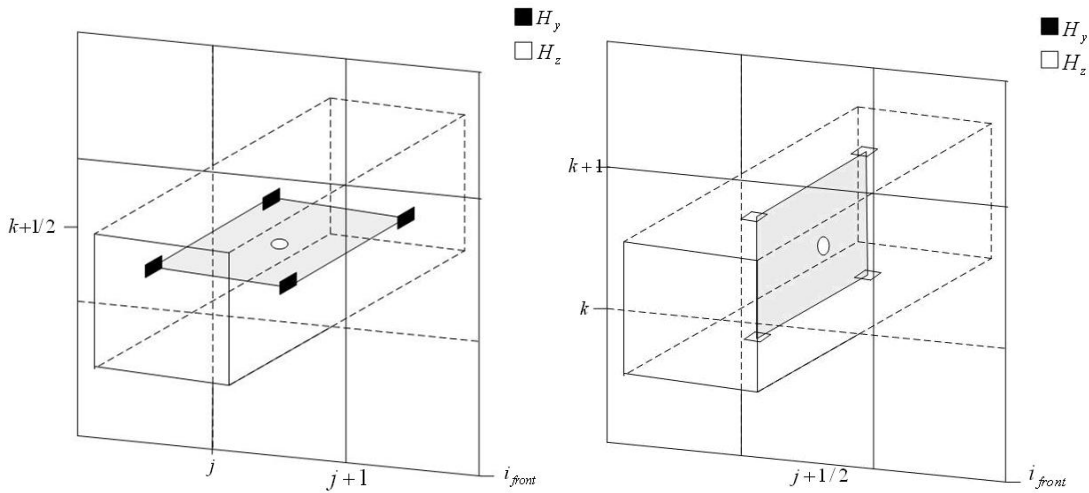
เมื่อพิจารณาเวกเตอร์หนึ่งหน่วยมีทิศทางตั้งฉากออกจากผิวด้านหน้า คือ $\hat{a}_n = \hat{a}_x$ ผลลัพธ์ของการคูณ

แบบไขว้ในสมการ (3.61) จะเป็น

$$\hat{a}_r \times \hat{a}_r \times (\hat{a}_n \times \vec{H}) = -(H_x \sin \theta + H_z \cos \theta \cos \phi) \hat{a}_\theta + (H_z \sin \phi) \hat{a}_\phi \quad (3.68)$$

$$\hat{a}_r \times (\hat{a}_n \times \vec{E}) = -(E_z \sin \phi) \hat{a}_\theta + (E_x \sin \theta + E_z \cos \theta \cos \phi) \hat{a}_\phi \quad (3.69)$$

จากสมการ (3.68) จะสังเกตว่าสนามระยะไกลมีเฉพาะส่วนประกอบในทิศทาง \hat{a}_θ และ \hat{a}_ϕ เท่านั้น ดังนั้นสนามที่เกิดจากผิวด้านหน้าจึงมีเฉพาะสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.12 ค่าเฉลี่ยของสนามแม่เหล็กที่คิดจากค่าที่อยู่ข้างเคียงทั้งสี่ค่า

$$E_\theta^r(\vec{r}, \omega) = \frac{j\omega\mu_0\Delta y\Delta z}{4\pi r} \sum_{\text{front face}} \left(H_y \sin \theta + H_z \cos \theta \sin \phi - \frac{E_z \cos \phi}{\eta_0} \right) \times \exp(-j\omega t_{\text{delay}}) \quad (3.70ก)$$

$$E_\phi^r(\vec{r}, \omega) = \frac{j\omega\mu_0\Delta y\Delta z}{4\pi r} \sum_{\text{front face}} \left(H_z \cos \phi + \frac{E_y \sin \theta}{\eta_0} + \frac{E_z \cos \theta \sin \phi}{\eta_0} \right) \times \exp(-j\omega t_{\text{delay}}) \quad (3.70ข)$$

เมื่อ t_{delay} มีค่าเปลี่ยนไปในแพทช์หนึ่ง ๆ สนามที่เกิดจากผิวด้านอื่นอีก 5 ด้านที่มีลักษณะคล้ายกัน

เนื่องจากส่วนประกอบของสนามอยู่ในโดเมนความถี่ ดังนั้นเราจะใช้การแปลงฟูริเยร์แบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform: DFT) ในการแปลงสนามส่วนต่าง ๆ ในโดเมนเวลาไปยังโดเมนความถี่ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$U(\bar{r}, \omega) = \sum_{n=1}^N U|_{\bar{r}}^n \exp(-j\omega n\Delta t) \quad (3.71)$$

เมื่อ U คือ ฟังก์ชันสำหรับแสดงส่วนประกอบใด ๆ ของสนาม N เป็นจำนวนจังหวะเวลาที่มากที่สุดก่อนที่จะทำสมการ (3.57) จะต้องทำการบวกรวมอย่างก่อน ได้แก่การบันทึกส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสแพทช์ทุก ๆ ด้านที่ทุก ๆ เวลา การที่ต้องบันทึกส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสผิวทุกด้านของแพทช์ทั้งหมดก่อนหน้านี้จะต้องใช้หน่วยความจำมาก เช่น ถ้ามีผิวแพทช์ทั้งหมด M อยู่บนพื้นผิวเสมือนทั้งหมด (แต่ละผิวมีส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสผิวอยู่สี่ส่วน) หน่วยความจำที่ต้องใช้ทั้งหมดจะมีค่าประมาณ $4MN$ ของจำนวนจริง (Real number) ต่อความถี่ที่แปลงในบางกรณีจะต้องใช้จำนวน N ที่มาก เพื่อให้การจำลองผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาถึงค่าสภาวะที่แน่นอนซึ่งพื้นที่ในหน่วยความจำจะไม่ว่าง ดังนั้นจึงไม่สามารถคำนวณสนามโดเมนความถี่โดยใช้การแปลงฟูริเยร์ที่จังหวะเวลาที่ผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาอยู่ในสภาวะแน่นอนได้ แต่ยังมีอีกวิธีหนึ่งที่ทำให้ซึ่งเรียกว่าวิธีการบวกรวมที่เกิดพร้อมกัน (Concurrent-processing approach) ที่ทำสมการ (3.71) พร้อม ๆ ไปตามจังหวะกับการคำนวณผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาโดยใช้การคิดผลรวมของการแปลงฟูริเยร์อย่างไม่ต่อเนื่อง การคิดผลรวมความสัมพันธ์ของสนามที่ปรับค่าใหม่ที่จังหวะเวลา n จะเป็น

$$U(\bar{r}, \omega)|_{new} = U(\bar{r}, \omega)|_{previous} + U|_{\bar{r}}^n \exp(-j\omega n\Delta t) \quad (3.72)$$

เมื่อใช้วิธีนี้ผลการบวกจะถูกปรับค่าใหม่ที่ทุก ๆ จังหวะเวลาและบันทึกกลับลงในหน่วยความจำที่มีตัวแปรเดียวกันคือ $U(\bar{r}, \omega)$ ดังนั้นจะมีหน่วยความจำลดลงเหลือประมาณ $4M$ ของจำนวนเชิงซ้อน (Complex number) หรือ $8M$ ของจำนวนจริง ในทางปฏิบัติการคิดผลรวมการแปลงฟูริเยร์อย่างไม่ต่อเนื่องจะถูกคำนวณระหว่างการคำนวณผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา และบันทึกไว้สำหรับภายหลังขบวนการระหว่างภายหลังขบวนการสนามที่แผ่ (E_θ^r, E_ϕ^r) จะถูกคำนวณโดยใช้สมการ (3.70ก) และ (3.70ข) พร้อมกับส่วนประกอบของสนามที่สัมผัสซึ่งอยู่ในโดเมนความถี่เพื่อให้ได้แบบรูปการแผ่พลังงาน

3.6 สรุป

ในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา เริ่มจากหลักการของวิธีผลต่างสืบเนื่องคือการประมาณค่าจากฟังก์ชันของอนุพันธ์ จากผลต่างสืบเนื่องไปข้างหน้า ผลต่างสืบเนื่องไปข้างหลัง หรือผลต่างสืบเนื่องตรงกลาง สำหรับความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการวิเคราะห์โดยวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเกิดจากการจำลองรูปทรงทางคณิตศาสตร์ ความผิดพลาดจากการตัดปลายของฟังก์ชันก่อนอนุพันธ์ลำดับสูง ๆ และความผิดพลาดจากการปิดเศษที่เกิดจากการคำนวณด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ รวมทั้งความผิดพลาดจากการกำหนดเงื่อนไขของตัวแปรในการคำนวณดังนั้นจึงต้องพยายามเลือกความผิดพลาดรวมจากเงื่อนไขให้เหมาะสมและการวิเคราะห์ด้วยระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลาเริ่มต้นจากการกำหนดระยะทางในแนวแกน x, y และ z เป็นเสมือนลูกบาศก์สามมิติมาจากแนวคิดของ K.S. Yee ซึ่งจะประกอบไปด้วยสนามไฟฟ้าและส่วนประกอบของสนามแม่เหล็ก $E_x, E_y, E_z, H_x, H_y, H_z$ ตามลำดับที่สัมพันธ์กันในทุกจุดของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กการเปลี่ยนแปลงค่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ในอีกครั้งช่วงเวลาในอนาคต ได้มาจากส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กที่อยู่รอบ ๆ ที่เวลาปัจจุบันรวมกับค่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าตำแหน่งเดียวกันในอดีตครั้งช่วงเวลา และส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กในอนาคตอีกหนึ่งช่วงเวลาจะได้จากส่วนประกอบของสนามไฟฟ้า ณ ครั้งช่วงเวลาในอนาคตที่อยู่รอบ ๆ กับค่าของส่วนประกอบสนามแม่เหล็กจุดเดียวกันที่เวลาปัจจุบันรวมกัน การคำนวณจะกระทำวนรอบในลักษณะนี้ไปตลอดจนสิ้นสุดการปฏิบัติการของโปรแกรมและการคำนวณแนว x, y และ z กับการเปลี่ยนแปลงของช่วงเวลาเพื่อให้เกิดเสถียรรูปของผลการคำนวณสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้น

บทที่ 4

การวิเคราะห์และการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

4.1 กล่าวนำ

บทนี้จะได้กล่าวถึงการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานได้สองความถี่ โดยจำลองโครงสร้างสายอากาศด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมการแก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีโมเมนต์ (Moment Method: MoM) และนำเอาทฤษฎีพื้นฐานระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในบทที่ 3 มาจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ใช้การเขียนโปรแกรมภาษาฟอร์แทรน เพื่อนำมาแก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและนำผลเฉลยของค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศที่ได้จากทั้งสองวิธีมาวิเคราะห์เปรียบเทียบกัน

4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

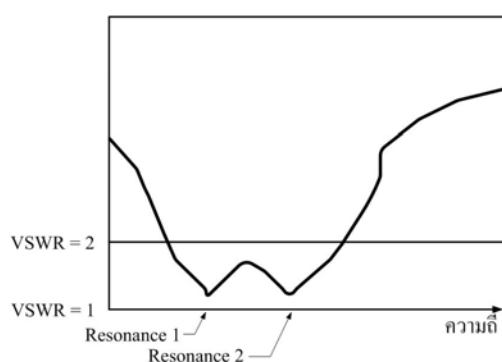
4.2.1 พื้นฐานการออกแบบ และการคำนวณพารามิเตอร์สายอากาศไมโครสตริป

สายอากาศที่ทำงานได้สองความถี่ที่ตัวสายอากาศเพียงตัวเดียว (Dual frequency operation) สายอากาศทำงานลักษณะนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ เป็นต้นที่ต้องการการรับส่งแบบสองความถี่หรือมากกว่าสองความถี่และเมื่อนำสายอากาศที่ทำงานได้สองความถี่ที่ตัวสายอากาศตัวเดียว เปรียบเทียบกับสายอากาศที่ทำงานความถี่เดียวแต่มีความกว้างแถบครอบคลุมตลอดทั้งสองแถบความถี่ สายอากาศที่ทำงานได้สองความถี่ที่ตัวสายอากาศตัวเดียวมีข้อดี เพราะสามารถกำหนดเฉพาะความถี่รีโซแนนซ์ที่ต้องการนำไปใช้งานลักษณะสองความถี่ได้โดยตรงกับความถี่รีโซแนนซ์ที่ต้องการใช้งาน ทำให้ประหยัดพลังงานมากกว่าการใช้สายอากาศที่ทำงานในลักษณะความถี่กว้างแถบที่กว้าง หรือในงานที่ต้องการความถี่กว้างแถบที่กว้างจริง ๆ การออกแบบให้สายอากาศสองความถี่มีประโยชน์เช่นเดียวกันกับการออกแบบเริ่มต้นสำหรับการทำงานที่ความถี่เดียว แต่มีแถบความถี่ที่กว้างเพราะจะเป็นการเตรียมสองความถี่ไว้ให้มีการเชื่อมต่อกัน (Couple) ทำให้ได้สายอากาศแถบกว้าง (Wide band operation) แสดงดังรูปที่ 4.1 เมื่อพิจารณาเลือกสายอากาศไมโครสตริปมาออกแบบ ให้มีการทำงานในลักษณะสองความถี่โดยตรง และการทำงานแบบแถบกว้างเมื่อความถี่รีโซแนนซ์สองความถี่เชื่อมต่อกัน

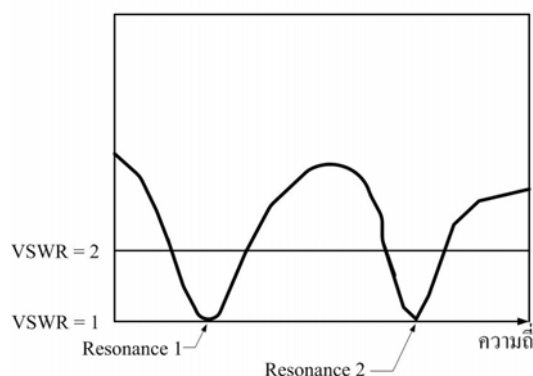
เทคนิคเบื้องต้นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริป เพื่อทำให้เกิดการทำงานในลักษณะสองความถี่คือ การกำหนดให้มีทำงานในโหมดตั้งฉากบนโครงสร้างของสายอากาศแพทช์รูปร่างรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (Antar, Ittipiboon, and Bhattachatyaa, 1995) บนโครงสร้างสายอากาศ

แพทช์รูปร่างกลม (Murakami, Chujo, Chiba, and Frujise, 1993) เทคนิคที่สองคือใช้เทคนิคการวางสายอากาศหลายชั้น (Multi-patch) สามารถใช้สายอากาศรูปร่างวงกลม สี่เหลี่ยมผืนผ้า และสามเหลี่ยม (Long, Walton, 1979) วงแหวน (Dabele, Lee, and Wong, 1987) รูปแบบการวางเป็นชั้น ๆ ได้มีการนำไปใช้กับสายอากาศเพื่อต้องการเพิ่มความกว้างแถบให้กว้างขึ้น ที่การทำงานความถี่เดียวโดยมีการป้อนที่แพทช์หลักตำแหน่งเดียวเท่านั้นและให้มีการเชื่อมต่อไปยังแพทช์ที่อยู่ด้านบน (Wang, Fralich, Wu, and Litva, 1990) จากนั้นมีการทดลองนำวัสดุฐานรองชนิดเดียวกันมาวางซ้อนกันหลายชั้น (Croq, and Pozar, 1992) และเทคนิคสุดท้ายที่นิยมนำมาใช้คือการใช้โหนด ซึ่งมีหลายรูปแบบ เช่น การเพิ่มตัวปรับสายท่อนสั้น (Richards, Davidson, and Long, 1985) การบาก (Sanchez-Hernandez, and Robertson, 1995) การลัดวงจร (Schaubert, Ferrar, Sindoris, and Hayes, 1981) ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Waterhouse, and Shuley, 1992) และการใช้โหนดแบบร่อง (Maci, Gentili, and Avitabile, 1993) (Yazidi, Himdi, and Daniel, 1993) และ (Maci, Biffi, Gentili, Piazzesi, and Salvador, 1995)

การทำงานแบบแถบกว้างเมื่อความถี่รีโซแนนซ์สองความถี่เชื่อมต่อกันเป็นแถบเดียว



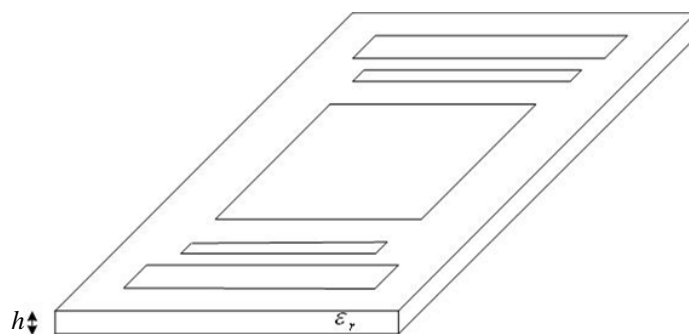
ลักษณะการทำงานสองความถี่



รูปที่ 4.1 คุณลักษณะทาง VSWR ของการเกิดความกว้างแถบสองความถี่และความกว้างแถบกว้าง

สายอากาศไมโครสตริปได้รับความนิยม เพราะมีน้ำหนักเบา ราคาถูก แต่มีข้อเสียในเรื่องความกว้างแถบที่แคบเมื่อออกแบบให้สายอากาศมีการทำงานแบบสองความถี่ได้แล้ว แต่ความกว้างแถบไม่เพียงพอกับการนำไปประยุกต์ใช้งานได้จึงได้มีงานวิจัยนำเสนอเทคนิคใหม่ ๆ ขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาในเรื่องการเพิ่มความกว้างแถบหลายเทคนิค และมีเทคนิคหนึ่งที่ทำให้ความกว้างแถบของสายอากาศไมโครสตริปเพิ่มขึ้นจากเดิม 10-20% คือ เทคนิคการทำเพิ่มองค์ประกอบปรสิต (Parasitic element) ในชั้นเดียวกัน (Anandan, 1986) ในโครงสร้างระนาบร่วม (Coplanar geometry) องค์ประกอบปรสิตไดโพลที่มีความยาวแตกต่างกันถูกนำมาวางด้านหน้าและด้านหลังของสายอากาศ

แพทช์หลักที่ทำหน้าที่แผ่พลังงานแสดงดังรูปที่ 4.2 องค์กรประกอบปรกติจะถูกกระตุ้นโดยการคับปลิงจากแพทช์หลักตำแหน่งองค์กรประกอบปรกติถูกนำมาวางในลักษณะสมมาตรทั้งสองด้าน โดยมีแพทช์หลักวางอยู่ตำแหน่งกึ่งกลางของสายอากาศ ดังนั้นการแผ่พลังงานสูงสุดจะตั้งฉากกับระนาบสายอากาศ และระนาบที่เกิดโพลาไรซ์ตรงข้ามมีค่าต่ำ (Zurcher, and Gardiol, 1995) องค์กรประกอบปรกติและแพทช์หลักมีความถี่รีโซแนนซ์ที่ความถี่ต่าง ๆ ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกันมากสามารถที่จะรวมเข้าด้วยกันเพื่อเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศ แต่เทคนิคนี้มีข้อเสียคือ สายอากาศมีขนาดใหญ่ขึ้น ดังนั้นราคา

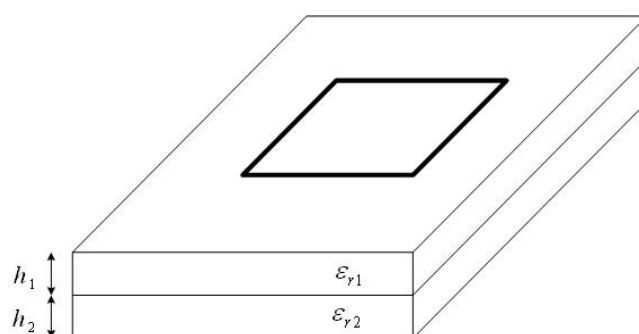


รูปที่ 4.2 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปแบบระนาบร่วม

ของสายอากาศจึงแพงขึ้น และการสร้างสายอากาศทำได้ยากขึ้น สำหรับเทคนิคอื่น ๆ ที่เป็นการเพิ่มความกว้างแถบของสายอากาศไมโครสตริปคือ การใช้สายอากาศสองตัวหรือมากกว่า ให้มีการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศที่นำมาวางซ้อนกันเป็นชั้น (Stack) (Lee, and Bobinchak, 1987) แสดงดังรูป 4.3 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่มีการวางซ้อนเป็นชั้น ๆ สามารถเลือกขนาดของสายอากาศแต่ละชั้นให้มีขนาดแตกต่างกันได้ เพื่อเพิ่มความกว้างแถบหรือเพื่อให้ได้การทำงานของสายอากาศแบบแถบคู่ (Zurcher, and Gardiol, 1995) แสดงดังรูปที่ 4.3 แพทช์ที่อยู่ต่ำกว่าจะถูกป้อนโดยตรงส่วนแพทช์ที่อยู่ด้านบน จะเป็นการเชื่อมต่อความกว้างแถบของสายอากาศเพิ่มขึ้นได้ เมื่อความสูงของสายอากาศเพิ่มขึ้น สายอากาศที่ใช้เทคนิคแบบนี้มีข้อเสียคือความสูงของสายอากาศเพิ่มขึ้น เพราะฉะนั้นเมื่อพิจารณาวิธีการเพิ่มความกว้างแถบแล้วเทคนิคนี้น่าสนใจเพราะยังคงอยู่ในแนวความคิดแบบชั้นเดี่ยวแพทช์เดี่ยว (Single-layer single-patch)

เทคนิคการทำให้เกิดโพลาไรซ์แบบวงกลมบนโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปมี 2 แบบแบบแรกเป็นการป้อนแบบแหล่งจ่ายคู่ (Dual feed) เป็นการป้อนให้กับตัวสายอากาศไมโครสตริปโดยใช้ตัวป้อนสองตัวขึ้นไปกำหนดให้แหล่งจ่ายหรือตัวป้อนตั้งสองตั้งฉาก และแหล่งจ่ายทั้งสองมี

ขนาดแรงดันเท่ากันแต่เฟสต่างกัน 90° องศา เช่นแหล่งจ่ายแรกมีขนาดเท่ากับ $1\angle 0^\circ$ และแหล่งจ่ายตัวที่สองมีขนาดแรงดันเท่ากับ $1\angle 90^\circ$ เพื่อกำหนดโพลาไรซ์แบบ LHCP (Left Hand Circularly Polarization) หรือ RHCP (Right Hand Circularly Polarization) ซึ่งต้องออกแบบแหล่งจ่ายผ่านตัวแบ่งกำลังไฟฟ้า (Power divider) ก่อนจ่ายให้กับสายอากาศ และแบบที่สองคือการป้อนเดี่ยว (Single feed) สามารถแทนการป้อนแบบคู่ด้วยการป้อนแหล่งจ่ายเดี่ยวได้ โดยการป้อนในแนวเส้นทแยงมุมของแพทช์ดังนั้นการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปทำงานสองความถี่ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้มีการออกแบบเริ่มต้นพิจารณาจากสายอากาศไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า ให้มีขนาดกว้างและยาวตามขนาดของความถี่ด้านต่ำกว่า สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่นี้เราได้เลือกความถี่รีโซแนนซ์ให้ตรงกับการนำไปใช้ในระบบสื่อสารไร้สาย ตามมาตรฐาน IEEE 802.11b/g (Wi-Fi) ที่ความถี่ 2.45 GHz และความถี่ด้านสูงกว่ามีความถี่รีโซแนนซ์ให้ตรงกับความถี่ การนำไปใช้ในระบบสื่อสารไร้สาย และมีแถบตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ที่ความถี่ 5.25 GHz และความถี่ 5.8 GHz จึงกำหนดความถี่ใช้งานคือ 2.45 GHz และ 5.8 GHz การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ต้องมีแถบความถี่กว้างรอบ คลุมดังนี้แถบที่ 1 มีแถบความถี่ตั้งแต่ความถี่ 2.40 GHz ถึงความถี่ 2.4835 GHz หรือ 3.40 % และแถบที่ 2 มีแถบความถี่ตั้งแต่ความถี่ 5.725 GHz ถึงความถี่ 5.875 GHz หรือ 2.58 % ตามลำดับ การออกแบบต้องอาศัยโปรแกรม IE3D ช่วยในการออกแบบเนื่องจากการจำลองรูปแบบของปัญหามีความสลับซับซ้อนมาก โดยมีวัตถุประสงค์เพียงเพื่อหาขนาดที่เหมาะสมของตัวสายอากาศ โดยจะพิจารณาที่ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศให้มีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ทั้งสองความถี่

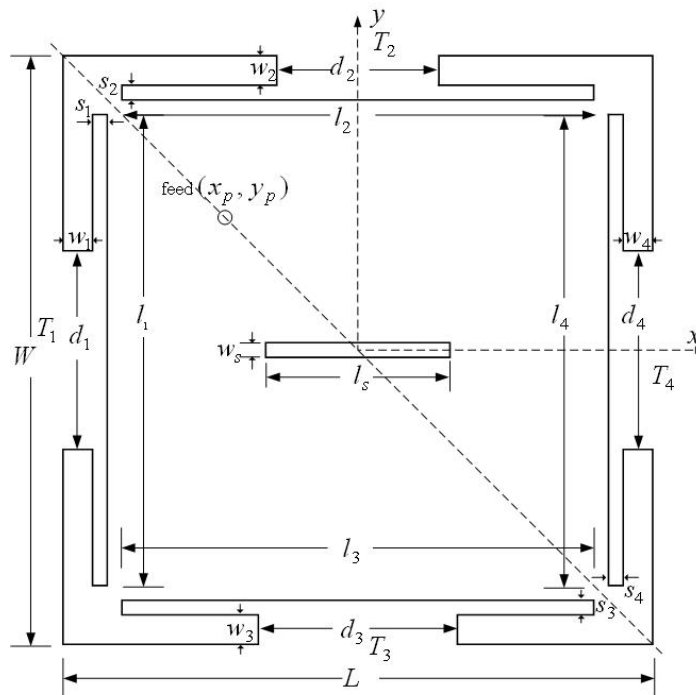


รูปที่ 4.3 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปกับเทคนิคการวางซ้อน

4.2.2 ศึกษาคุณลักษณะสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ด้วยโปรแกรมจำลอง IE3D

โปรแกรม IE3D เป็นโปรแกรมสำเร็จรูปที่ใช้จำลองปัญหาแม่เหล็กไฟฟ้าเพื่อวิเคราะห์โครงสร้างของปัญหา เพื่อหาคำตอบโดยใช้สมการอินทิกรัลในอากาศแบบสามมิติโปรแกรมสำเร็จรูป

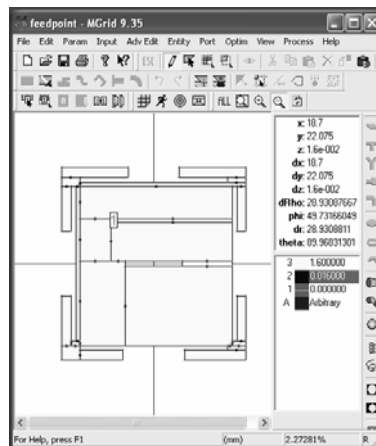
IE3D เป็น โปรแกรมที่ความถูกต้องเที่ยงตรงของการจำลอง โปรแกรมขึ้นอยู่กับขนาดของกริดเซลล์ ถ้าขนาดของกริดเล็กลงทำให้ความถูกต้องแม่นยำเพิ่มมากขึ้น แต่ระยะเวลาใช้ในการจำลองเพิ่มตามด้วยเทคนิคที่ทำให้สายอากาศทำงานสองความถี่ในสายอากาศเพียงตัวเดียว และมีโพลาริไซซ์ในลักษณะเชิงวงกลมคือ การป้อนแบบแหล่งจ่ายเดียวนั้นได้มีการนำเสนอ (Yang, and Wong, 2001) ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงได้ศึกษา และออกแบบการทำงานสองความถี่ของสายอากาศไมโครสตริปที่มีการป้อนเดี่ยวด้วยโพรบตามแนวเส้นทแยงมุม เพื่อให้โพลาริไซซ์เชิงวงกลมเมื่อพิจารณาพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีดังนี้คือ โครงสร้างสายอากาศมีรูปร่างสี่เหลี่ยมชั้นเดียว (Single layer) ดังรูปที่ 4.4 มีความกว้าง W และความยาว L ตามความถี่รีโซแนนซ์ด้านต่ำกว่าวางบนวัสดุฐานรองที่มีความสูง h มีค่าสกรุปยอมสัมพัทธ์ (Relative permittivity) ϵ_r และมีการเพิ่มโหลดแบบร่องรูปตัวทีที่ขอบทั้ง 4 ด้านของแพทช์ ส่วนของลักษณะรูปร่างโหลดแบบร่องรูปตัวทีที่ T_1, T_2, T_3 และ T_4 นั้นมีพารามิเตอร์ดังนี้ d, w, s และ l จะกำหนดขนาดของ $l \gg s$ เมื่อพิจารณาต่อไปพบว่ารูปร่างโหลดแบบร่องรูปตัวทีที่ T_1, T_2, T_3 และ T_4 นั้นมีผลกระทบต่อ การปรับละเอียด (Fine-adjusting) เพื่อปรับกวาดโหมด TM_{30}



รูปที่ 4.4 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริไซซ์เชิงวงกลม

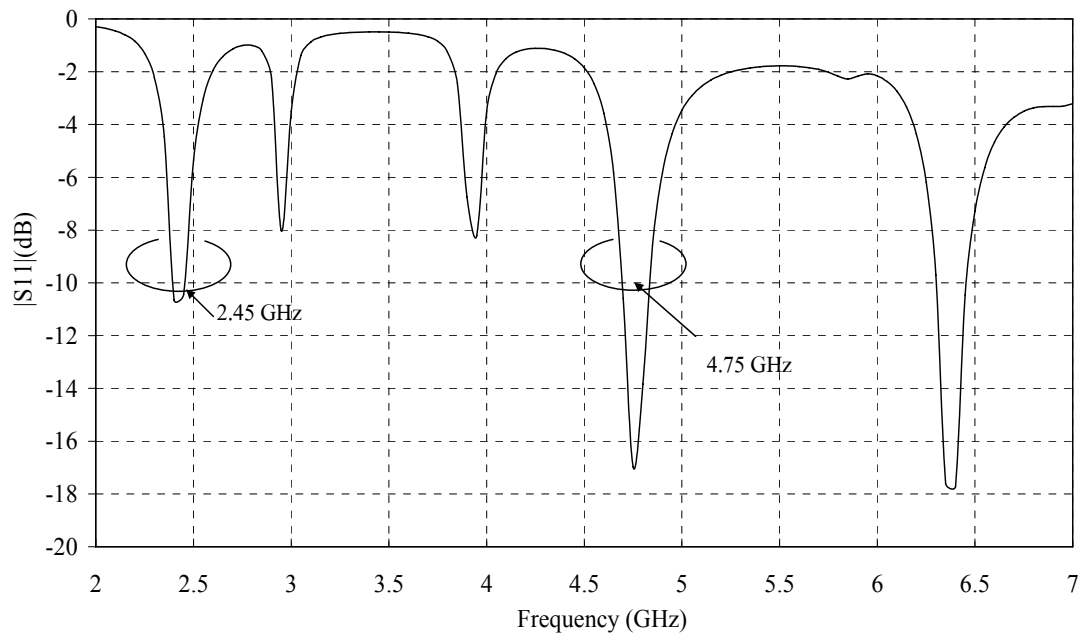
เนื่องจากการใส่โหลดแบบร่องรูปตัวทีนั้น นอกจากจะทำให้ตัวแพทช์ถูกกระตุ้นเส้นทางเดินของกระแสเชิงผิว (Current distribution) ของโหมด TM_{10} แล้วนั้นยังทำให้เกิดโหมด TM_{30}

ซึ่งในโหมด TM_{30} นี้มีแบบรูปการแผ่พลังงานเกิดขึ้นคล้ายกับโหมด TM_{10} (Maci และคณะ, 1995) และการเพิ่มร่องกลางที่มีขนาดแคบ ๆ ขนาด $l_s \times w_s$ ($l_s \gg w_s$) ในตำแหน่งกลางของแพทช์สี่เหลี่ยมตามแนวเส้นกึ่งกลางของแกน x ทำให้ถูกรบกวนทั้งสองโหมดและสามารถแยกทั้งสองโหมดนี้ให้เป็นโหมดใกล้จางหาย (Near-degenerate mode) เพื่อเกิดการทำงานเป็นแบบสองความถี่และป้อนโพรบเดียวตำแหน่ง (x_p, y_p) ตามแนวเส้นทแยงมุมของแพทช์ สามารถกระตุ้นทำให้เกิดการแผ่พลังงานแบบ RHCP และ LHCP จากโครงสร้างการออกแบบสายอากาศแพทช์แบบไมโครสตริปทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz ดังรูปที่ 4.5 เลือกออกแบบเฉพาะการแผ่พลังงานแบบ LHCP และตามแนวเส้นทแยงมุมอีกด้านจะทำให้การแผ่พลังงานแบบ RHCP ในการเริ่มต้นออกแบบนำแผ่น PCB (Print Circuit Board) ชนิด FR-4 เป็นวัสดุฐานรองที่อยู่ในย่านความถี่ไมโครเวฟและที่มีพารามิเตอร์เริ่มต้นที่ $d_1 = d_3 = d_4 = 8.60$ มิลลิเมตร $d_2 = 7.0125$ มิลลิเมตร $s_1 = s_2 = s_3 = s_4 = 0.6375$ มิลลิเมตร $l_1 = l_2 = l_3 = l_4 = 20.4$ มิลลิเมตร, $l_s = 7.968$ มิลลิเมตร, $w_1 = w_2 = w_3 = w_4 = 1.275$ มิลลิเมตร $w_s = 7.968$ มิลลิเมตร $W = 25.5$ มิลลิเมตร $L = 25.5$ มิลลิเมตร และตำแหน่งจุดป้อน x_p, y_p คือ -5.75, 5.75 จากการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D ดังรูปที่ 4.5

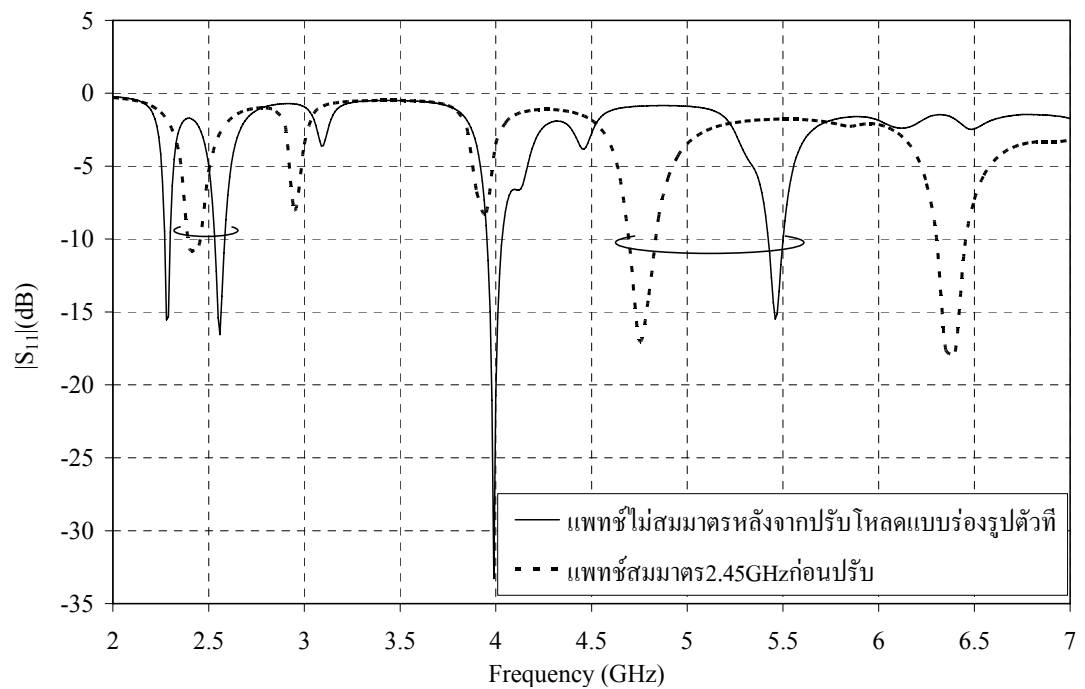


รูปที่ 4.5 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศไมโครสตริปจำลองด้วย IE3D

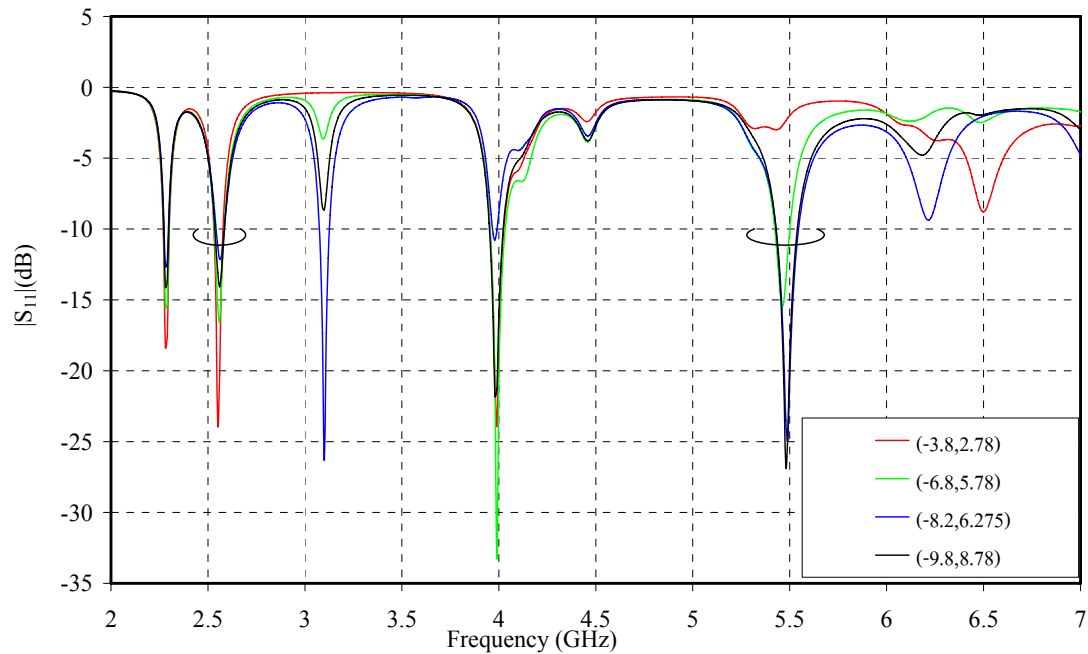
ได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังรูปที่ 4.6 เมื่อเป็นความถี่รีโซแนนซ์ด้านสูงกว่าของการทำงานของสายอากาศสองความถี่ และทั้งสองความถี่มีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำกว่า -10 dB พิจารณาความกว้างแถบแล้วไม่เพียงพอกับการนำไปใช้งานได้จริง และความถี่ด้านสูงกว่าไม่ตรงกับความถี่ใช้งานจริง ดังนั้นจึงได้ทำการปรับพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศและนำเทคนิคอื่น ๆ เข้ามาร่วมด้วยโดยมีเป้าหมายในการปรับคือความถี่ต่ำกว่าที่ 2.45 GHz และความถี่ด้านสูงกว่าที่ 5.8 GHz โดยเริ่มต้นจากการปรับขนาดของแพทช์ และโหลดแบบร่องรูปตัวทีที่ทั้งสี่ด้านผลจากการปรับแสดงดังรูปที่ 4.7 เมื่อพิจารณาเห็นได้ว่าความถี่ด้านสูงกว่ามีการเปลี่ยนแปลงคือ ความถี่ถูกเลื่อนไปเข้าหาความถี่ 5.8 GHz ตามที่ต้องการ ในขณะที่ความถี่ด้านต่ำกว่ายังคงเท่าเดิมคือ 2.45 GHz พิจารณากราฟที่ความถี่ 2.45 GHz คือ ความถี่รีโซแนนซ์ด้านต่ำกว่าและความถี่ 4.75 GHz คือ ความถี่ด้านสูงกว่า



รูปที่ 4.6 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่
แบบโพลาไรซ์เชิงวงกลม

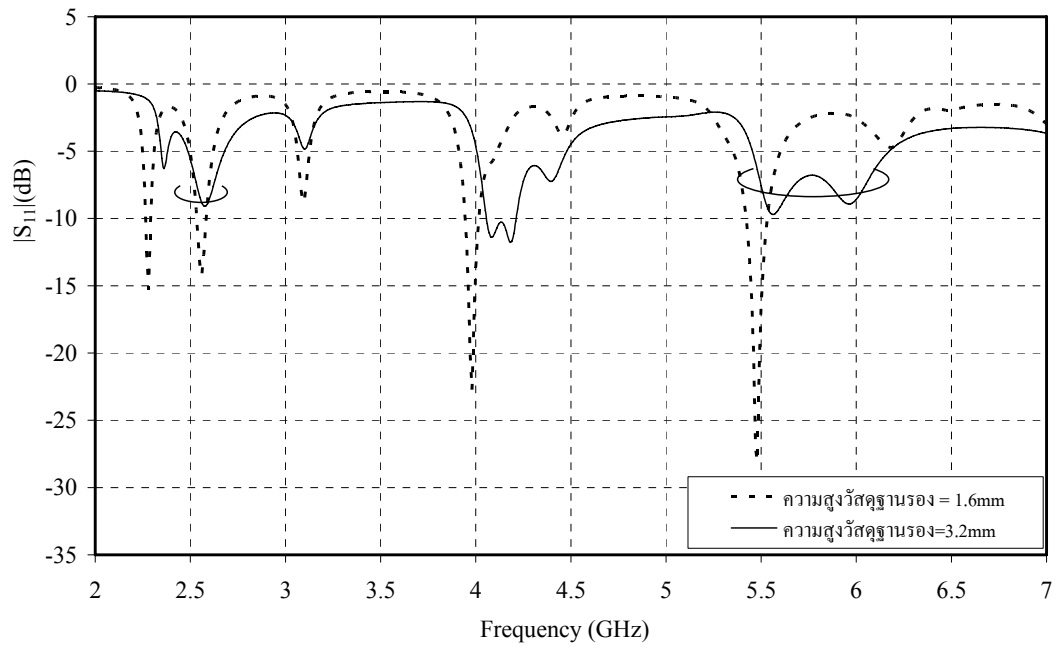


รูปที่ 4.7 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศที่มีการปรับขนาดแพทช์
และ โหลดแบบร่องรูปตัวทีทั้ง 4 ด้าน

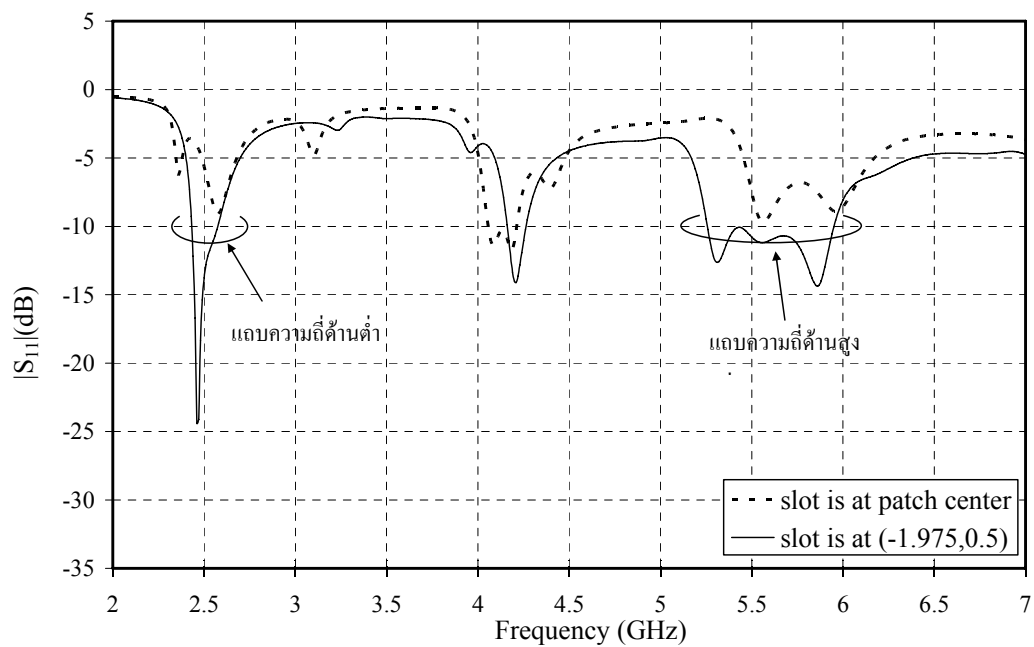


รูปที่ 4.8 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลมาจากการเปลี่ยนตำแหน่งป้อน (x_p, y_p) ตามแนวเส้นทแยงมุม

ขั้นตอนที่สองคือ ทำการปรับเปลี่ยนตำแหน่งของจุดป้อนแสดงดังรูปที่ 4.8 แสดงสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลมาจากการเปลี่ยนตำแหน่งป้อน (x_p, y_p) ตามแนวเส้นทแยงมุมจากกราฟเห็นได้ว่าไม่มีผลต่อความถี่ทั้งสองที่ต้องการมากนัก แต่เลือกตำแหน่งที่มีการแมตซ์ที่ดีต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10 dB ทั้งสองแถบความถี่ ขั้นตอนที่สามคือ นำเทคนิคการเพิ่มความสูงของสายอากาศเพื่อให้ได้ความกว้างแถบที่มีการกว้างเพิ่มขึ้น (James, Hall, 1989) สำหรับการเพิ่มความสูงให้กับสายอากาศนั้นได้เลือกการวัสดุฐานรองโดยนำแผ่น FR-4 ที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเดียวกันนำมาเพิ่มเป็น 3.2 มิลลิเมตรผลจากการปรับแสดงดังรูปที่ 4.9 จากกราฟเห็นได้ว่ามีความกว้างแถบเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมากทั้งสองแถบความถี่และมีความกว้างแถบที่กว้างมากสามารถครอบคลุมอีกแถบของความถี่ใช้งานตามมาตรฐาน IEEE 802.11a ที่ความถี่ 5.25 GHz ดังนั้นการเพิ่มความสูงอีก 1.6 มิลลิเมตรก็เพียงพอแล้ว เมื่อพิจารณาต่อจะเห็นว่าการแมตซ์ยังไม่ดีพอ และขั้นตอนสุดท้ายคือ การเปลี่ยนขนาดและตำแหน่งของร่องกลางผลจากการปรับแสดงดังรูปที่ 4.10 เมื่อพิจารณากราฟเห็นได้ว่าการแมตซ์ที่ดีทั้งที่ความถี่ด้านต่ำกว่าคือ 2.45 GHz และที่ความถี่ด้านสูงกว่า 5.8 GHz มีความกว้างแถบ 5.38 % และ 12.02 % ตามลำดับจากการปรับเพื่อให้เกิดการแมตซ์ทั้งสองแถบความถี่แถบ ครอบคลุมความถี่ใช้งานจริงทั้งสองแถบความถี่ทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ดังนี้ $\epsilon_r = 4.4$ ขนาดกราวด์เท่ากับ 75×75 ตารางมิลลิเมตร $h = 3.2$ มิลลิเมตรตำแหน่งการป้อน $(x_p, y_p) = (-8.2, 6.275)$ มิลลิเมตร, $L = 36.724$ มิลลิเมตร, $W = 31.231$ มิลลิเมตร, $d_1 = 9.067$ มิลลิเมตร, $d_2 = 2.014$ มิลลิเมตร



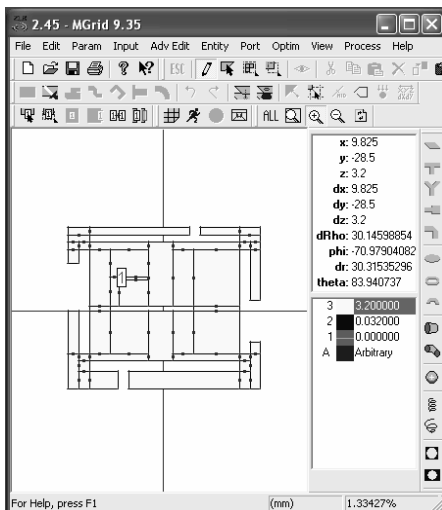
รูปที่ 4.9 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลมาจากการเปลี่ยนค่าความหนา
วัสดุฐานรองจาก 1.6 มิลลิเมตร เป็น 3.2 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.10 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับมีผลมาจากการเปลี่ยนขนาดและตำแหน่งของร่องกลาง

$d_3 = 2.015$ มิลลิเมตร, $d_4 = 8.059$ มิลลิเมตร, $w_1 = 2.015$ มิลลิเมตร, $w_2 = 1.511$ มิลลิเมตร, $w_3 =$

3.525 มิลลิเมตร, $w_4 = 2.014$ มิลลิเมตร, $w_s = 1.007$ มิลลิเมตร, $l_s = 15.830$ มิลลิเมตร, $l_1 = 19.948$ มิลลิเมตร, $l_2 = 28.665$ มิลลิเมตร, $l_3 = 28.665$ มิลลิเมตร, $l_4 = 19.948$ มิลลิเมตร, $s_1 = 2.015$ มิลลิเมตร, $s_2 = 1.410$ มิลลิเมตร และ $s_3 = 2.017$ มิลลิเมตร, $s_4 = 2.015$ มิลลิเมตร รูปของการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D แสดงดังรูปที่ 4.11



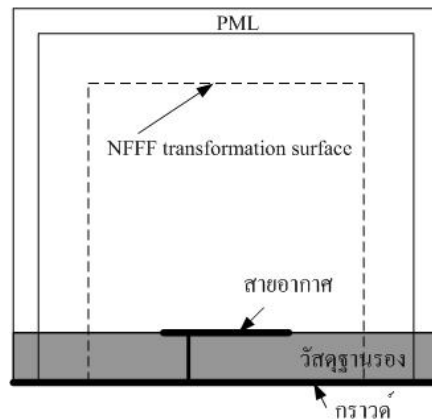
รูปที่ 4.11 โปรแกรม IE3D จำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบสองความถี่

4.3 ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาหาผลเฉลยสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

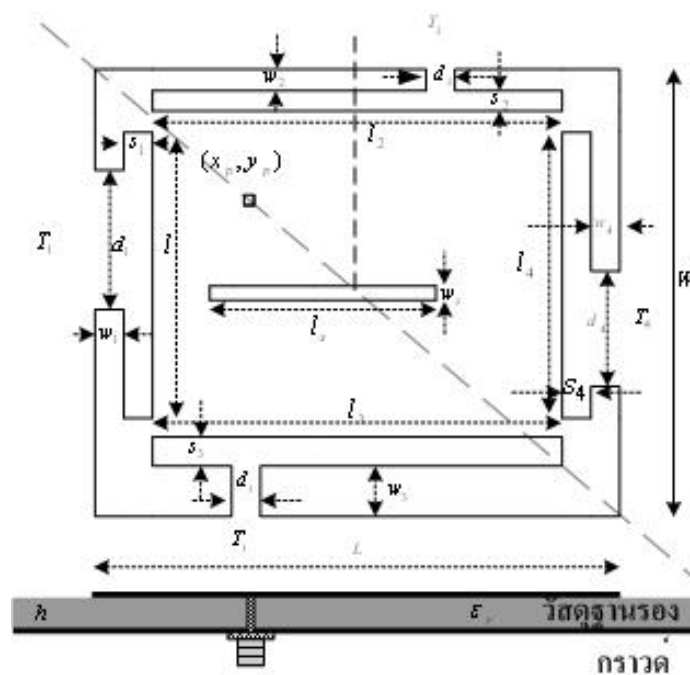
การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ เพื่อให้ได้สนามไฟฟ้าระยะใกล้ อินพุตอิมพีแดนซ์ และค่าการสูญเสียย้อนกลับ สามารถทำได้หลายวิธีได้แก่ระเบียบวิธีโมเมนต์ ระเบียบวิธีโดเมนเชิงสเปกตรัม และระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา เป็นต้น การเลือกโปรแกรมภาษาคอมพิวเตอร์ที่จะนำมาพัฒนานั้นสามารถใช้ ฟอรั่ม ภาษาซีหรือภาษาอื่น ๆ ที่เหมาะสม จำนวนของหน่วยความจำที่ใช้ขึ้นอยู่กับขนาดของปัญหาที่นำมาจำลอง และเวลาที่ใช้ในการจำลอง ขึ้นกับขนาดของโดเมนและการเลือกรูปแบบผลเฉลยที่ต้องการ สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เลือกใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในการวิเคราะห์หาผลเฉลย ซึ่งมีวิธีการวิเคราะห์สายอากาศดังต่อไปนี้

4.3.1 รูปแบบของปัญหาและเงื่อนไขขอบเขต

การวิเคราะห์ออกแบบโดยใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลามีการกำหนดรูปแบบของปัญหา และเงื่อนไขขอบเขตดังรูปที่ 4.12 โดยสายอากาศจากรูปที่ 4.13 จะถูกรอบด้วยชั้นของอากาศอิสระ PML และชั้นสุดท้ายเป็นชั้นตัวนำสมบูรณ์ จากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ ที่ป้อนด้วยโคแอกเซียลที่ใช้มีความยาว L ในแกน x กว้าง W ในแกน y



รูปที่ 4.12 เงื่อนไขขอบเขตของการวิเคราะห์ขนาดส่วนประกอบของสายอากาศ
ไมโครสตริปสองความถี่

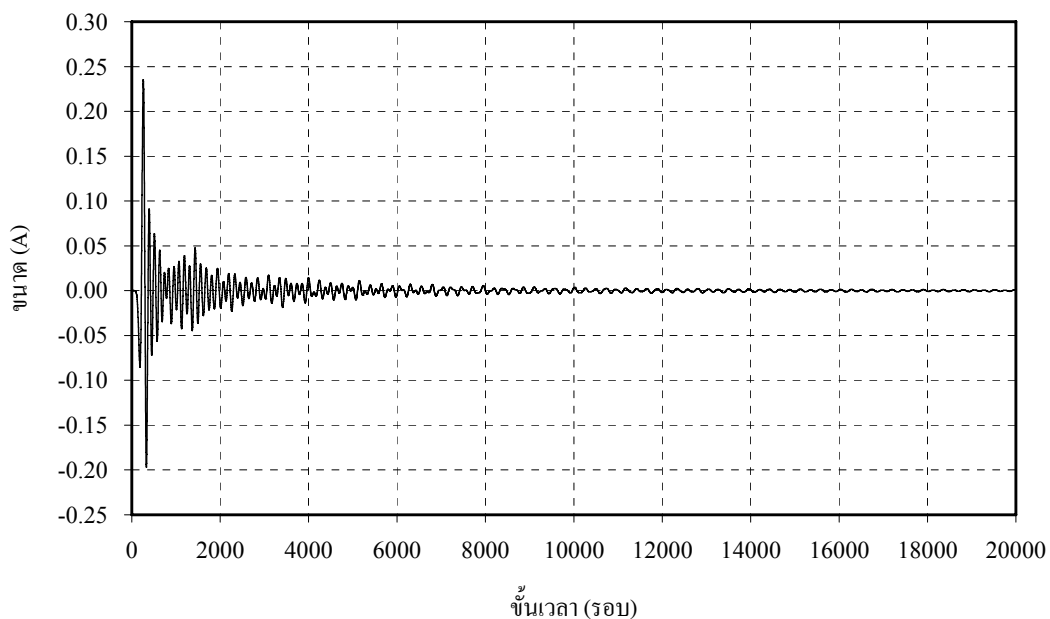


รูปที่ 4.13 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

4.3.2 ผลคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ด้วยวิธี FDTD

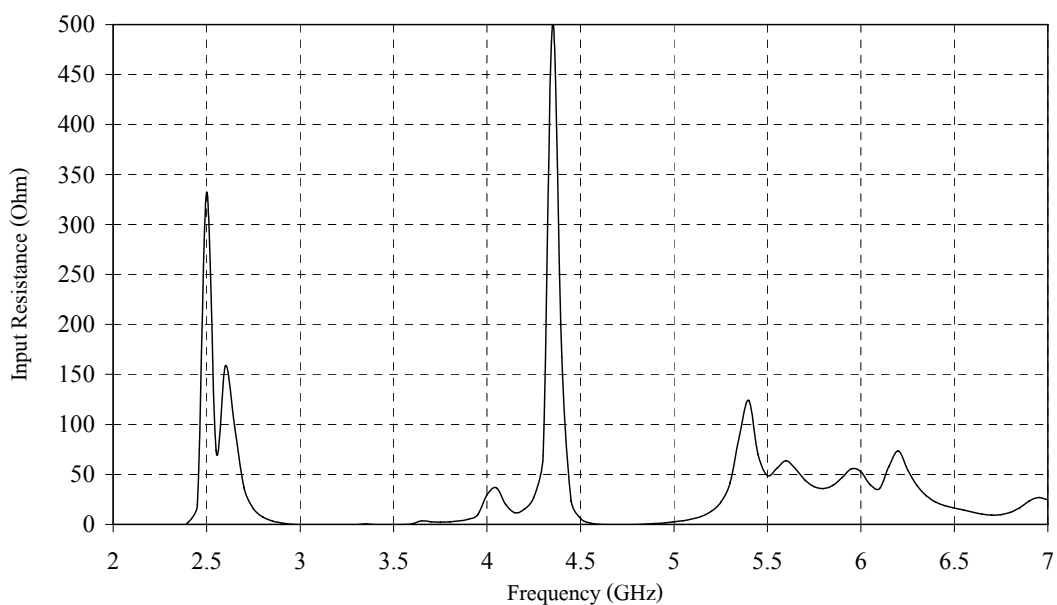
ในการวิเคราะห์เชิงเลขได้นำวิธีการของ FDTD มาช่วยในการวิเคราะห์และคำนวณการวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล สำหรับเงื่อนไขขอบเขตสำหรับการวิเคราะห์

ด้วยวิธี FDTD ได้แสดงดังรูปที่ 4.12 โดยขั้นแรกจะทำการหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นสนามระยะไกลเพื่อนำค่าสนามที่ได้ไปคำนวณหาค่ากระแสและแรงดัน และเมื่อครบเงื่อนไขการเสถียร แล้วจึงทำการคำนวณหาสนามระยะไกล หรือแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นด้วยการแปลงสนามระยะไกล ที่ได้มาในขั้นตอนแรกให้เป็นสนามระยะไกลตามวิธีการที่ได้อธิบายไว้แล้วในบทที่ 3 สำหรับค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance) และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ จากผลการคำนวณจะเป็นการวิเคราะห์หาขนาดส่วนประกอบของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ ที่มีการเพิ่มโหลดแบบร่องรูปตัวทีแบบไม่สมมาตรที่ขอบทั้งสองด้านแสดงในรูปที่ 4.13 โดยมีเงื่อนไขขอบเขตแสดงเพื่อให้ได้ขนาดของส่วนประกอบบนแผ่นระนาบเหนือตัวกลางที่มีการสูญเสีย ที่สอดคล้องที่ดีกับพารามิเตอร์ที่ต้องการในสายอากาศส่งซึ่งประกอบไปด้วย ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ และค่าการสูญเสียย้อนกลับ สำหรับค่าของการสูญเสียย้อนกลับจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองอีกครั้งหนึ่งและแนวทางในการเลือกขนาดเซลล์ควรพิจารณาขนาดของเซลล์ต้องน้อยกว่า $1/20\lambda$ แต่ไม่ควรน้อยกว่า $1/50\lambda$ ของความถี่สูงสุดที่เลือกพิจารณา บนโครงสร้างของปัญหาที่สนใจนั้นจำนวนของเซลล์ในทิศทาง x, y และ z นั้นต้องไม่มากเกินไป แต่ปัญหานี้ลดการเกิดข้อผิดพลาดได้ถ้าใช้รูปแบบของเซลล์ที่ไม่เป็นรูปแบบคือการรวมแบบไม่มีรูปแบบ (Non-uniform mesh) และข้อสุดท้ายคือระยะแนวการป้อนร่องกลาง โหลดแบบร่อง หรือโครงสร้างอื่นที่ป้อนจำนวนของเซลล์ควรน้อยกว่า 4 เซลล์บางกรณีอาจเป็น 6 เซลล์ จากผลการวิเคราะห์โดยวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาบนเงื่อนไขขอบเขต ที่ความถี่ 2.45 GHz บนแผ่นระนาบวางอยู่เหนือตัวกลางที่มีการสูญเสีย ที่มีขนาดกริดเซลล์

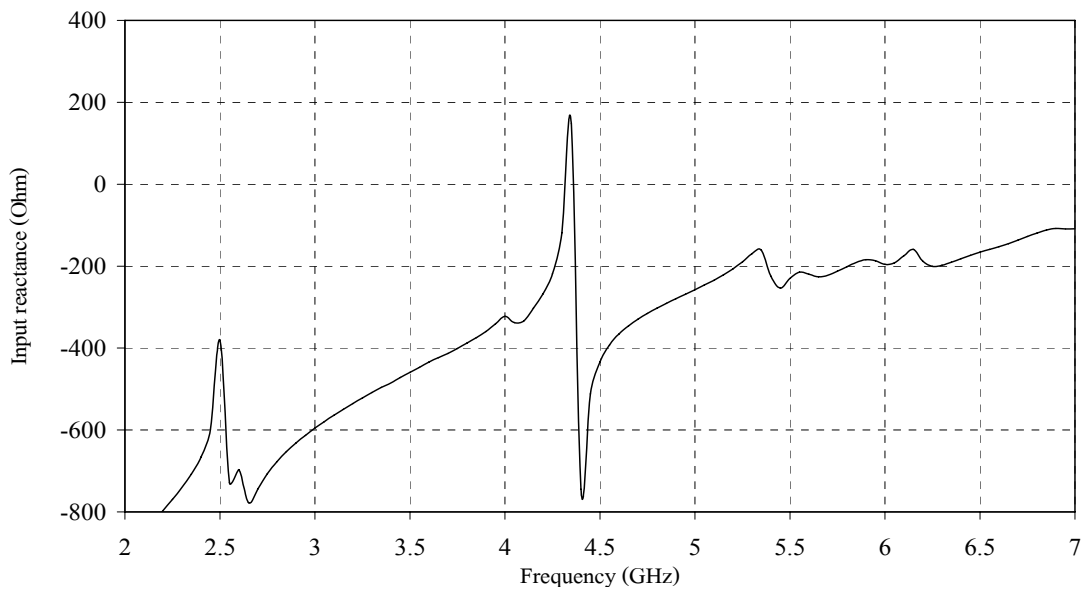


รูปที่ 4.14 ค่ากระแสในโดเมนเวลาที่เกิดขึ้นในตำแหน่งขอบเขตแหล่งกำเนิด

Δx เท่ากับ Δy คือ 0.50375 มิลลิเมตร แนวแกน x , y ในแนวแกน z ขนาดกริดเซลล์ เท่ากับ Δz คือ 0.8 มิลลิเมตร และมีโดเมนรวมตามแนวแกน x , y และ z เท่ากับ 173 , 162 และ 69 กริดเซลล์ ตามลำดับ ให้การเปลี่ยนแปลงของเวลา Δt มีขนาดเท่ากับ $\Delta x/2c$ หรือเท่ากับ 8.3958×10^{-13} นาที่ ซึ่งในการคำนวณหาอินพุตอิมพีแดนซ์ ในที่นี้เลือกใช้พัลส์แบบเกาส์โดยการแทรกใส่พัลส์เพียงจุดเดียว และลูกเต๋วหลังจากยุคการวิ่งของโปรแกรมที่ 20,000 ขึ้นเวลา สำหรับรูปร่างของกระแสในโดเมนเวลาที่จุดป้อนนั้นแสดงดังรูปที่ 4.14 ลักษณะของกระแสที่เกิดขึ้นจากการแทรกใส่พัลส์เพียงลูกเต๋วนั้นกระแสที่เกิดขึ้นในช่วงแรก และจะค่อย ๆ ลดลงจนเท่ากับศูนย์เมื่อเวลาเพิ่มขึ้น จากนั้นนำค่ากระแสและแรงดันในโดเมนความถี่มาคำนวณหาค่าของพารามิเตอร์ที่ต้องการทราบ ผลลัพธ์จากการคำนวณอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.15 สามารถหาได้จากค่าแรงดันที่จุดป้อนหารด้วยกระแสในโดเมนความถี่ ซึ่งได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ใช้งาน 2.45 GHz 5.25 GHz และ 5.8 GHz จะได้ค่าความต้านทานเท่ากับ 50 โอห์ม และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแสดงดังรูปที่ 4.14 เป็นค่าคำนวณที่ได้จากสมการต่อไปนี้คือ $20 \log |(Z_{in} - Z_o)/(Z_{in} + Z_o)|$ โดยค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ Z_{in} คือค่าของขนาดที่ขึ้นอยู่กับความถี่ส่วนของ Z_o กำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับ 50 โอห์ม ส่วนค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่ความถี่ใช้งาน 2.45 GHz ในรูปที่ 4.16 มีค่าเท่ากับ -12 dB ที่ความถี่ 5.25 GHz มีค่าเท่ากับ -9 dB ความถี่ใช้งาน 5.8 GHz มีค่าเท่ากับ -8 dB ข้อผิดพลาดเมื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D พบว่ามีความแตกต่างต่างกันที่ตำแหน่งของความถี่เพียงเล็กน้อย และการแมตซ์ทางด้านแถบความถี่สูงกว่าไม่ได้ -10 dB ตลอดทั้งแถบ

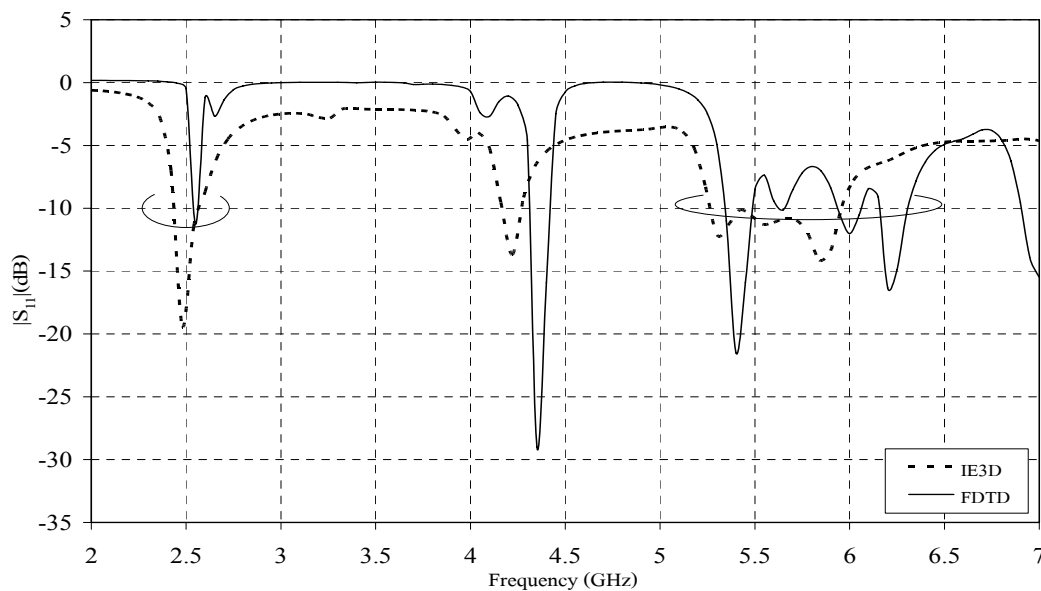


ก) ค่าความต้านทานอินพุต



ข) ค่าอินพุทรีแอกแตนซ์

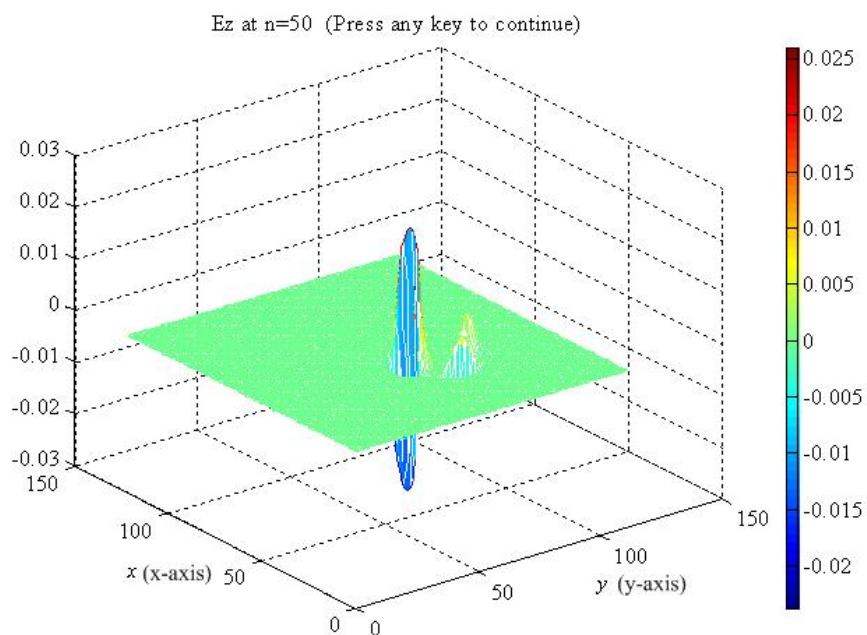
รูปที่ 4.15 ค่าอินพุทอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่



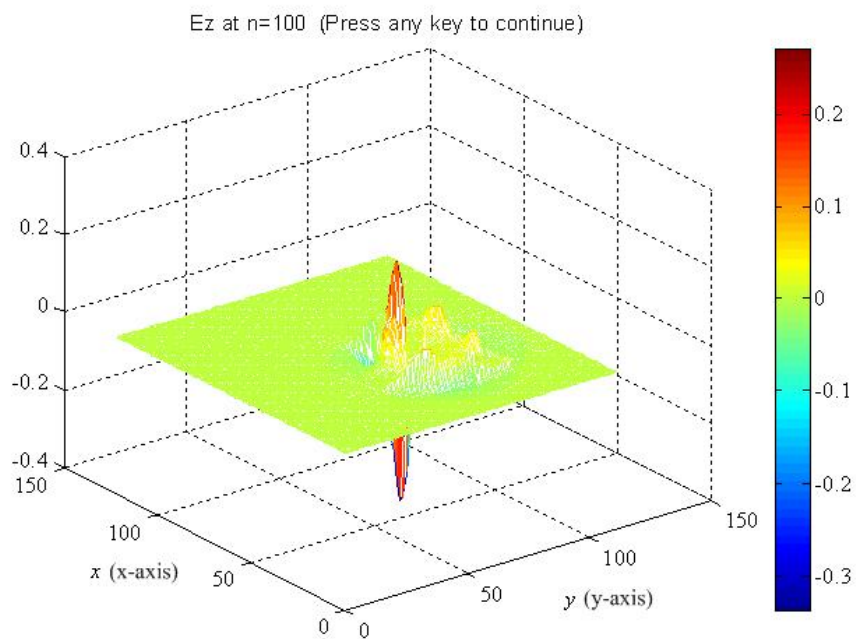
รูปที่ 4.16 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

4.3.3 รูปแบบจำลองการกระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้ในแนวระนาบ

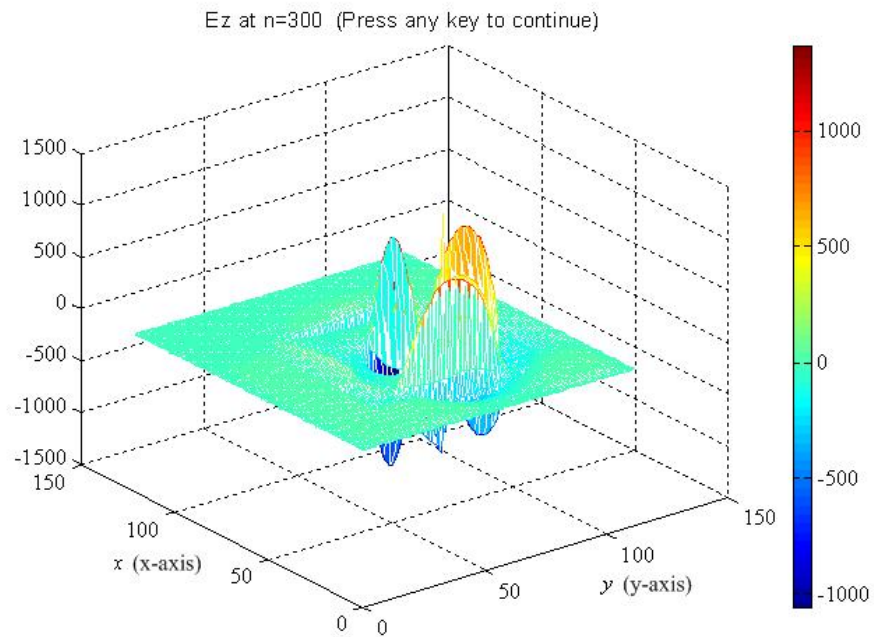
เมื่อมีเวลาเข้ามาเกี่ยวข้องกับวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมซึ่งสิ่งที่จำเป็นต้องทราบคือ การกำหนด



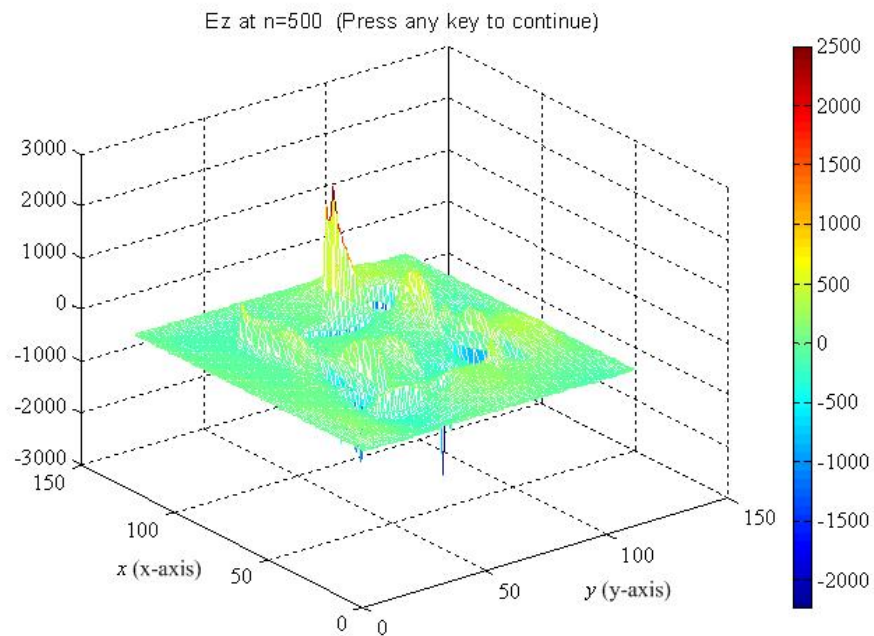
ก. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ



ข. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ

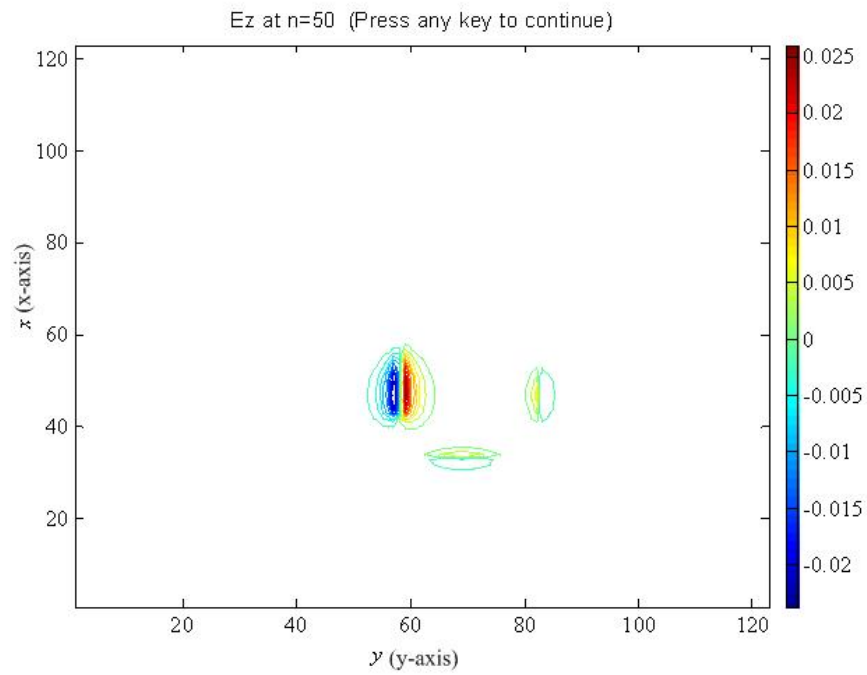


ค. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ

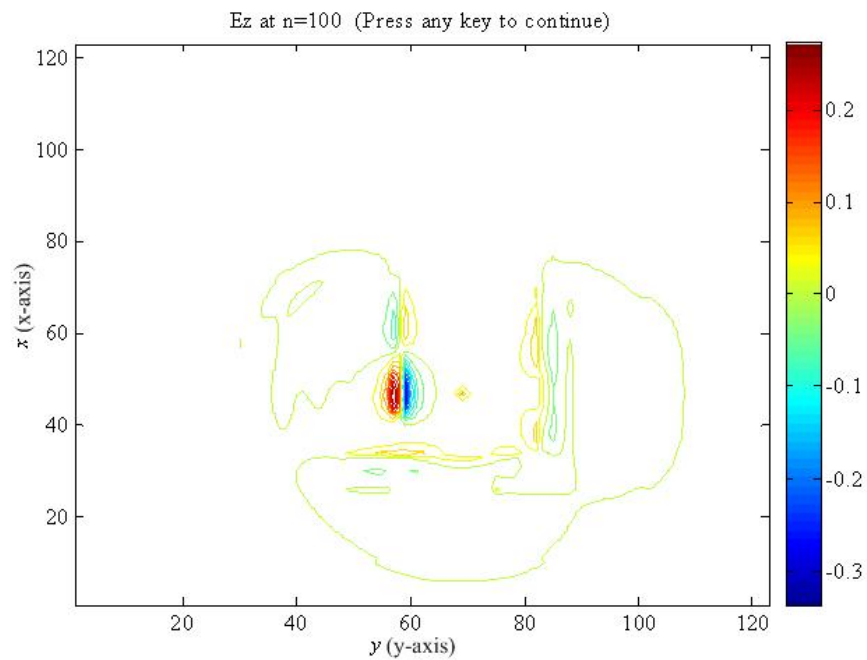


ง. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ

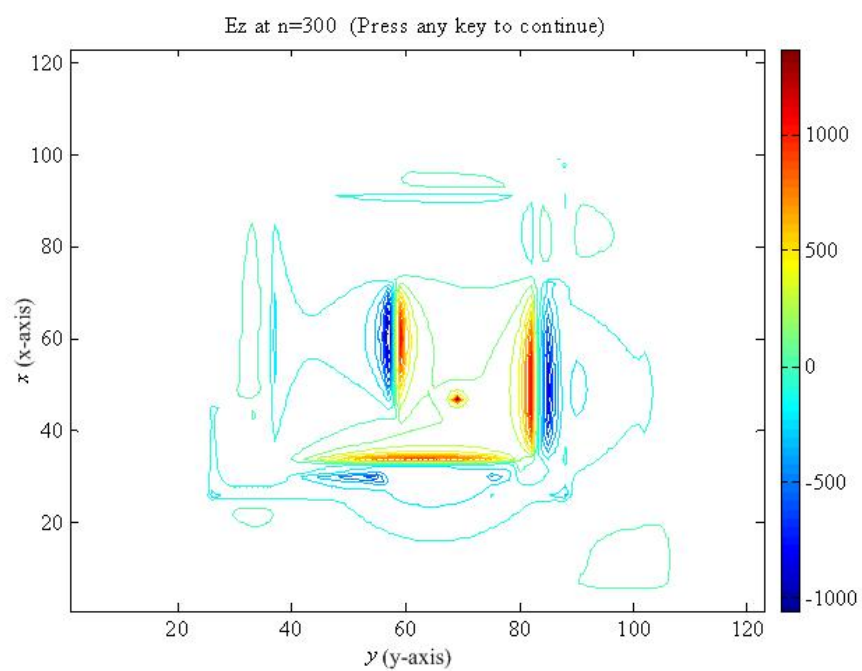
รูปที่ 4.17 สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไปในรูปแบบของการจัดวางแบบเชิงเส้น



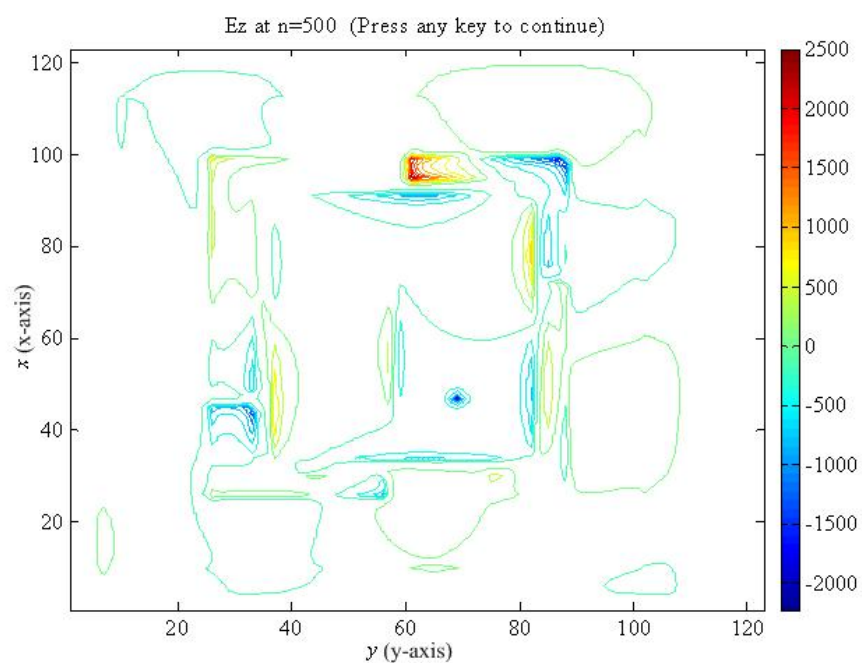
ก. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบ



ข. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ



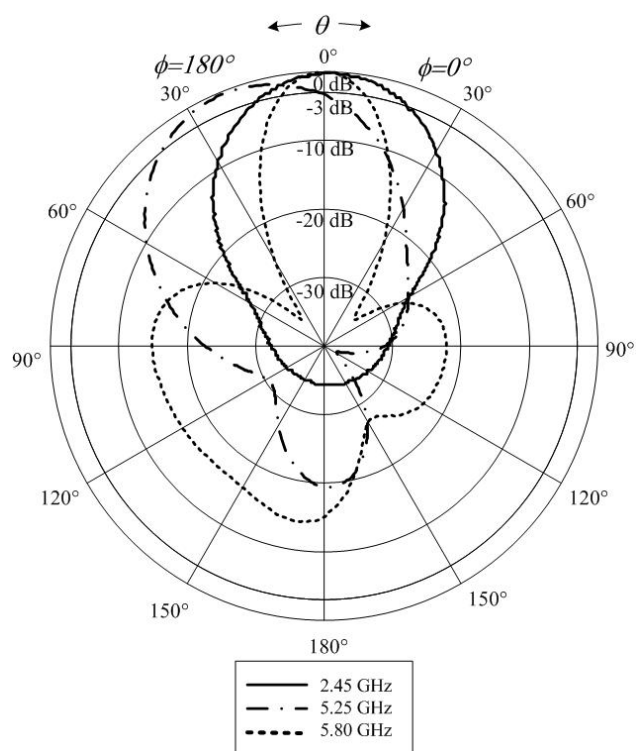
ค. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ



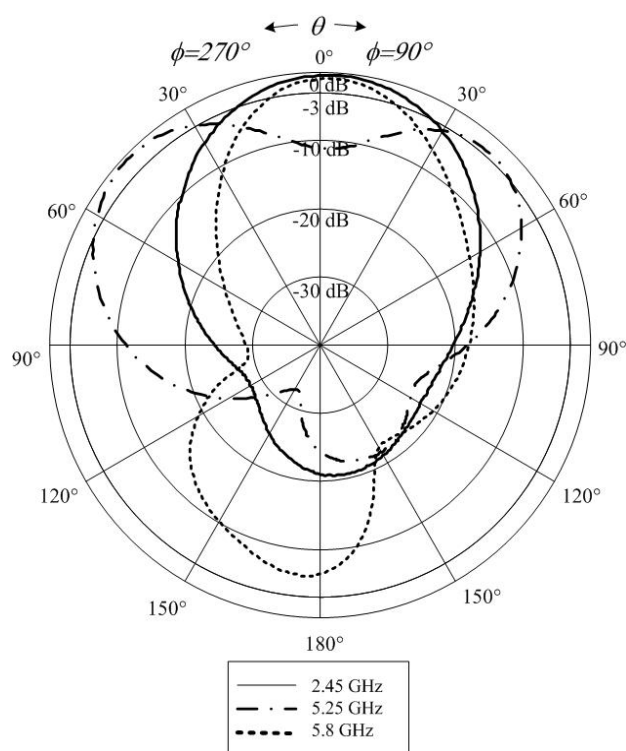
ง. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ

รูปที่ 4.18 สนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงในรูปของการจัดวางแบบระนาบ

เงื่อนไขขอบเขตให้เป็นไปตามโครงสร้างของปัญหาที่พิจารณาในโดเมนของตำแหน่ง และกำหนดเงื่อนไขของเวลาที่สัมพันธ์กับตำแหน่งเพื่อเสถียรภาพของค่าสนามเพราะก่อนวิ่งโปรแกรมทุกตำแหน่งจะถูกกำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์แต่เมื่อ โปรแกรมมีการวิ่งแต่ละส่วนประกอบของสนามทุกตำแหน่งจะถูกคำนวณ และเปลี่ยนเป็นส่วนประกอบของสนามที่ไม่เป็นศูนย์ซึ่งเป็นผลมาจากการกระตุ้นด้วยพัลส์หรือคลื่นรูปไซน์ที่ได้ทำการแทรกใส่เข้าไป ในเงื่อนไขขอบเขตชั้นที่มีการเข้ากันได้แบบสมบูรณ์นั้นการกำหนดเงื่อนไขนี้พิจารณาจาก วิธีการที่ใช้สำหรับจำลองบริเวณที่ไม่มีการสะท้อนกลับของคลื่นซึ่งหลักการจะอยู่ที่การทำให้อิมพีแดนซ์ในตัวกลาง PML เท่ากับในอากาศอิสระเมื่อกำหนดให้มีสองความนำคือ ความนำทางแม่เหล็กและความนำทางไฟฟ้าและแตกส่วนประกอบของสนามออกเป็นสองส่วนประกอบในทิศทางที่ตั้งฉากกับส่วนประกอบของสนามนั้น โดยลักษณะการทำงานของโปรแกรมคือจะต้องวนซ้ำเพื่อหาคำตอบซึ่งกว่าที่จะได้คำตอบต้องใช้เวลาในการวนซ้ำมากพอสมควร ผลจากการวิเคราะห์เพื่อหาขนาดส่วนประกอบของสายอากาศได้พิจารณาการกระจายของสนามไฟฟ้าระยะใกล้ในตัวกลางที่มีการสูญเสีย โดยมีการจัดวางสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาริซแบบวงกลมอยู่บนระนาบ xy ในอากาศอิสระเหนือตัวกลางที่มีการสูญเสียมีลักษณะการกระจายของสนามไฟฟ้าบนสายอากาศ ซึ่งพิจารณาสายอากาศทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz ผลการคำนวณสนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไปที่เวลาต่าง ๆ ในรูปของสนามไฟฟ้าเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไปในรูปแบบของการจัดวางแบบเชิงเส้น จากรูปที่ 4.17ก. แสดงให้เห็นถึงการย้ายขนาดสูงสุดของสนามไฟฟ้าโดยเริ่มเมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 50 รอบขนาดสูงสุดอยู่ที่ตำแหน่งจุดป้อนส่วนรูปที่ 4.17ข. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 100 รอบ และรูปที่ 4.17ค. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 300 รอบ และรูปที่ 4.17ง. เมื่อโปรแกรมวิ่งจำนวน 500 รอบ ในรูปที่ 4.18 ก็เช่นเดียวกันแต่แสดงในรูปของการเปลี่ยนแปลงของสนามแบบระนาบ ดังนั้นจากผลการคำนวณเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งขนาดสูงสุดอย่างต่อเนื่องเมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น และผลจากการกำหนดระดับชั้นและพารามิเตอร์ของชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์นั้นทำให้ได้การดูดกลืนคลื่นที่ดี เพราะเมื่อคลื่นเดินทางถึงขอบเขตที่กำหนดไว้ การรบกวนจากการสะท้อนกลับของคลื่นไม่มีอิทธิพลกับการจำลอง จึงทำให้เห็นว่ารูปร่างของคลื่นไม่บิดเบี้ยว เพราะคลื่นที่เดินทางไปชนขอบของเงื่อนไขที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์จะถูกดูดกลืนไว้เกือบทั้งหมด แต่ในทางกลับกันถ้าเรากำหนดเงื่อนไขชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์ หรือระยะของขอบเขตไม่ดีพอก็จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมาของคลื่นที่แพร่กระจายออกไปส่งผลทำให้การคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากการนำค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ได้ไปคำนวณนั้นเกิดความผิดพลาด ดังนั้นในการวิเคราะห์ชั้นที่มีการเข้ากันได้อย่างสมบูรณ์นี้จึงเป็นเงื่อนไขที่ต้องนำมาพิจารณาเป็นกรณีพิเศษ



รูปที่ 4.19 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบสนามไฟฟ้าจากการจำลองด้วย FDTD



รูปที่ 4.20 แบบรูปการแผ่พลังงานที่ระนาบแม่เหล็กจากการจำลองด้วย FDTD

4.3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศคือ รูปที่ใช้เพื่อเป็นตัวบ่งบอกลักษณะการแผ่พลังงานของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของทิศทาง ซึ่งสนามระยะไกลมีระยะห่างระหว่างแหล่งกำเนิดหมายถึงสายอากาศส่งและสายอากาศรับต้องห่างกันมากกว่า $2D^2/\lambda$ หรือเท่ากับ 2.61 เซนติเมตร โดยที่ D คือขนาดที่ยาวที่สุดของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 40 มิลลิเมตร ที่สนามระยะไกลนี้การเปลี่ยนแปลงของสนามจะไม่เปลี่ยนแปลงตามระยะทาง แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ได้จากการจำลองโครงสร้างสายอากาศด้วย FDTD ในแต่ละความถี่ที่ป้อนให้พิจารณาจากรูปที่ 4.19 และ 4.20 พบว่ามีแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกลเป็นแบบบรอดไซด์คือ มีสนามแม่เหล็ก ไฟฟ้าพุ่งออกในลักษณะตั้งฉากกับตัวสายอากาศ และส่วนใหญ่มีทิศทางพุ่งออกไปในทางเดียวและความถี่ต่างกันแบบรูปการแผ่พลังงานมีความแตกต่างกันที่ความถี่ 2.45 GHz มีขนาดสูงสุดพุ่งไปข้างหน้าทิศทางเดียว ส่วนความถี่ 5.25 GHz และ 5.8 GHz นั้นแบบรูปการแผ่พลังงานมีบริเวณมุมที่เกิดนัลล์แตกต่างออกไปอาจเกิดจากโครงสร้างสายอากาศมีลักษณะไม่สมมาตร จึงทำให้แบบรูปผลที่ได้มีลักษณะดังกล่าวได้

4.4 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบ และวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ โพลาริซเซชันวงกลม โดยขั้นแรกทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D เพื่อหาขนาดที่เหมาะสมในการเกิดการทำงานแบบสองความถี่ และมีการแมตซ์ที่ -10 dB ทั้งสองความถี่ที่ต้องการในเบื้องต้น และต่อจากนั้นใช้ระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาหาผลเฉลยเป็นสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโดเมนเวลา จากผลเฉลยที่ได้นำไปหาค่าความต้านทาน อินพุต อินพุตรีแอกแตนซ์ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และสามารถหาผลเฉลยของสนามระยะไกลคือ แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศได้

บทที่ 5

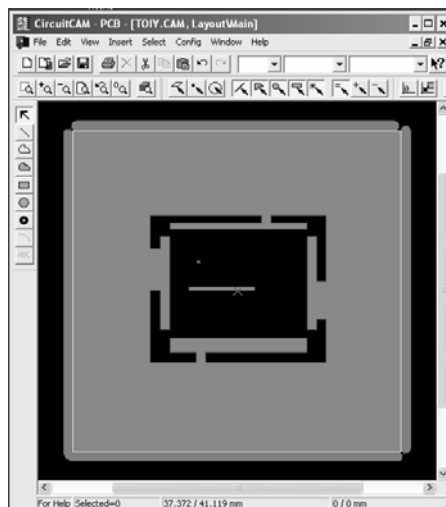
ผลการทดลอง

5.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ ใน โครงสร้างสายอากาศที่นำเสนอนี้เป็น โครงสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซเซชันวงกลม ได้มีการวัดทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับผลเฉลยที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD ได้ทำการสร้างสายอากาศต้นแบบสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซเซชันวงกลมขึ้น จากนั้นได้นำสายอากาศต้นแบบมาวัดทดสอบคุณลักษณะต่าง ๆ เช่นค่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ อิมพีแดนซ์ และอัตราขยายจากเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP8720C รวมทั้งวัดทดสอบโพลาริซเซชันและวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นทั้งระนาบสนามแม่ไฟฟ้า และสนามแม่เหล็ก เป็นต้น

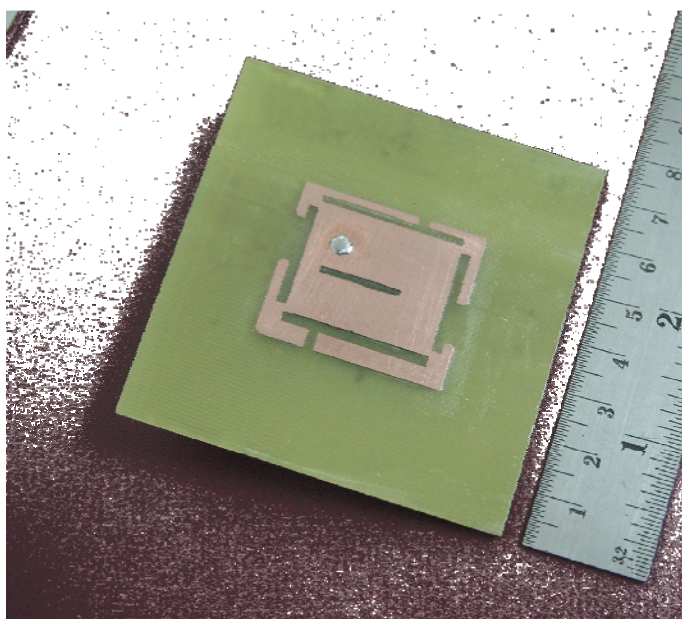
5.2 วิธีการสร้างสายอากาศต้นแบบ

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม IE3D จนได้ค่าพารามิเตอร์ของสายอากาศตามที่ต้องการจากการจำลองโปรแกรม IE3D มีนามสกุลเพิ่มข้อมูลคือ GEO ซึ่งเราจะต้องนำไฟล์ออก (Export file) จากโปรแกรม IE3D และบันทึกข้อมูลนามสกุลเพิ่มข้อมูลที่ได้อีกคือ ชื่อเพิ่มข้อมูลนามสกุล DXF เมื่อได้



รูปที่ 5.1 โปรแกรม CircuitCAM กำหนดการกัดและตัดแผ่น PCB

เพิ่มข้อมูลแล้วได้นำไปจัดแต่งรูปร่างของสายอากาศด้วยโปรแกรม Auto CAD ได้เพิ่มข้อมูลเป็นนามสกุล DXF เหมือนเดิม ต่อจากนั้นนำเพิ่มข้อมูลที่ได้นำเข้า (Import file) และบันทึกด้วยโปรแกรม CircuitCAM-PCB แสดงดังรูป 5.1 เพื่อทำการกำหนดเส้นทางวิ่งของการกัด (Milling) และตัด (Cutting) เพื่อสร้างสายอากาศต้นแบบด้วยโปรแกรม Board Master ซึ่งเชื่อมต่อกับเครื่องสร้างสายอากาศต้นแบบ PCB (PCB machine prototyping) จากนั้นนำสายอากาศต้นแบบต่อเข้ากับหัวต่อ SMA 50 โอห์ม จากนั้นนำมาสร้างสายอากาศต้นแบบไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริไซเซชันเชิงวงกลมมีค่าพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้คือ ใช้ FR4 มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) ของวัสดุฐานรองเท่ากับ 4.4



รูปที่ 5.2 สายอากาศต้นแบบ

และค่าสูญเสียแทนเจนต์ δ เท่ากับ 0.02 ความสูงมาตรฐานของวัสดุฐานรอง h เท่ากับ 1.6 มิลลิเมตร จำนวนสองแผ่นเพื่อเพิ่มความหนาของวัสดุฐานรองเป็น 3.2 มิลลิเมตรตามที่ได้ออกแบบไว้ขนาดกราวด์เท่ากับ 75×75 ตารางมิลลิเมตร $h = 3.2$ มิลลิเมตร ตำแหน่งการป้อน $(x_p, y_p) = (-8.2, 6.275)$ มิลลิเมตร, $L = 36.724$ มิลลิเมตร, $W = 31.231$ มิลลิเมตร, $d_1 = 9.067$ มิลลิเมตร, $d_2 = 2.014$ มิลลิเมตร, $d_3 = 2.015$ มิลลิเมตร, $d_4 = 8.059$ มิลลิเมตร, $w_1 = 2.015$ มิลลิเมตร, $w_2 = 1.511$ มิลลิเมตร, $w_3 = 3.525$ มิลลิเมตร, $w_4 = 2.014$ มิลลิเมตร, $w_s = 1.007$ มิลลิเมตร, $l_s = 15.830$ มิลลิเมตร, $l_1 = 19.948$ มิลลิเมตร, $l_2 = 28.665$ มิลลิเมตร, $l_3 = 28.665$ มิลลิเมตร, $l_4 = 19.948$ มิลลิเมตร, $s_1 = 2.015$ มิลลิเมตร, $s_2 = 1.410$ มิลลิเมตร และ $s_3 = 2.017$ มิลลิเมตร, $s_4 = 2.015$ มิลลิเมตร ดังรูปที่ 5.2 และนำมาวัดสายอากาศทั้งสองแบบมาวัดทดสอบคุณลักษณะดังต่อไปนี้

5.3 ผลการทดลองวัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

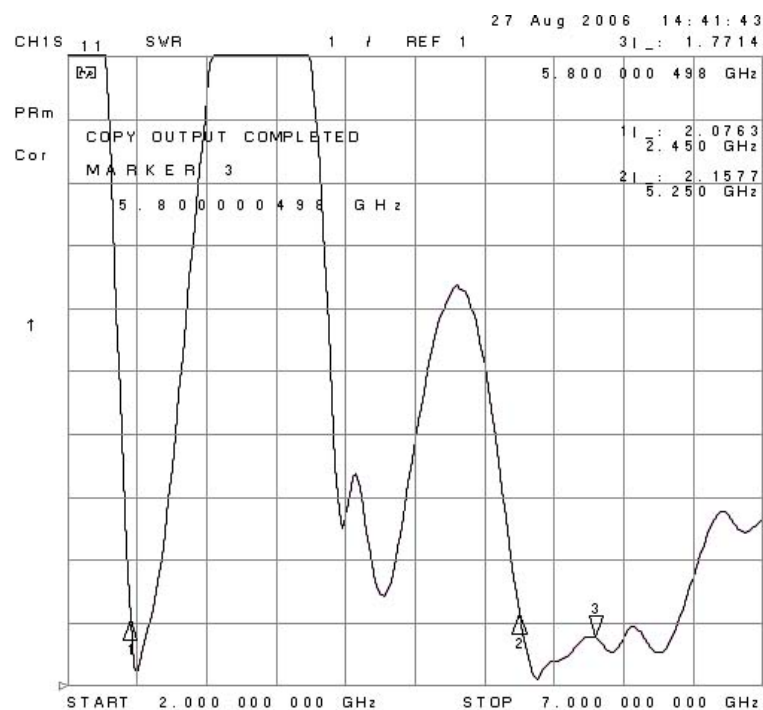
พารามิเตอร์ที่สำคัญที่ใช้ในการพิจารณาการแมตช์อินพุตอิมพีแดนซ์คือ SWR (Standing Wave Ratio) และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ซึ่งค่าของ SWR สามารถมีค่าต่ำสุดตั้งแต่ 1 ถึงอนันต์ ถ้า SWR มีค่าเท่ากับ 1 แสดงว่าสายอากาศนั้นมีการแมตช์ที่สมบูรณ์มีหมายความว่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนให้กับสายอากาศมีการแผ่พลังงานออกไปทั้งหมดไม่มีการสะท้อนกลับมา และถ้าสายอากาศมีค่า SWR เท่ากับอนันต์หมายความว่า สายอากาศนั้นเกิดการไม่แมตช์ทำให้กำลังไฟฟ้าที่ส่งออกไปการสะท้อนกลับมาทั้งหมดทำให้เครื่องส่งเสียหายได้ ดังนั้นในการวัดทดสอบจะมีการกำหนดค่าความกว้างแถบมอดูเลชันจากค่า SWR เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า จากรูปที่ 5.3 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่แถบความกว้างแถบด้านต่ำกว่าความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 2.07 และจากรูปที่ 5.3 แสดงอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่แถบความกว้างแถบด้านสูงกว่าความถี่ 5.25 GHz มีค่าเท่ากับ 2.15 และความถี่ 5.8 GHz มีค่าเท่ากับ 1.77 หรืออีกความหมายหนึ่งอาจจะใช้พารามิเตอร์ S_{11} พิจารณาซึ่งหมายถึงการสะท้อนกลับของกำลังไฟฟ้าจากทางเข้า (Port 1) ของสายอากาศ ซึ่งขนาดของ S_{11} สามารถมีค่าได้ตั้งแต่ 0 dB ถึงลบอนันต์ (Negative infinity dB) ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB แสดงว่าไม่แมตช์อย่างสมบูรณ์ และถ้ามีค่าเป็น ลบอนันต์แสดงว่ามีการแมตช์ที่สมบูรณ์ดีที่สุด (ริงสรรค์ และ ชวงค์, ม.ป.ป) ดังนั้นในงานประยุกต์ต่าง ๆ ค่าของ S_{11} จะยอมรับได้ถ้ามีค่าต่ำกว่าหรือเท่ากับ -10dB ซึ่งจะสอดคล้องกับค่า SWR เท่ากับ 2 หรือต่ำกว่า แสดงว่ามีการแมตช์ที่ดี โดยการพิจารณาความกว้างแถบแต่ละความถี่ของสายอากาศสองความถี่สามารถหาได้จาก

$$\% \text{ ความกว้างแถบ} = \frac{f_{high} - f_{low}}{f_c} \times 100 \quad (5.3)$$

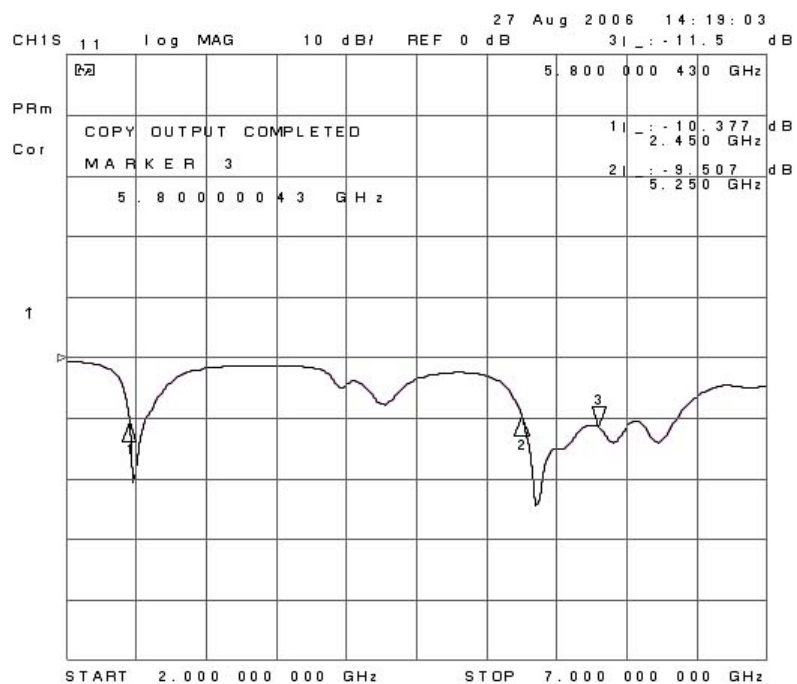
เมื่อ f_{high} คือค่าความถี่สูงสุดที่สามารถทำงานได้ f_{low} คือค่าความถี่ต่ำสุดที่สามารถทำงานได้ และ f_c คือค่าความถี่กึ่งกลางของความกว้างแถบนั้น ๆ

ตารางที่ 5.1 แสดงการเปรียบเทียบค่าความกว้างแถบของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่	f_{c_1} (GHz)	BW (%)	f_{c_2} (GHz)	BW (%)
ต้องการ	2.45	3.40	5.8	2.58
การวัดทดสอบ	2.47	4.88	5.8	18.98



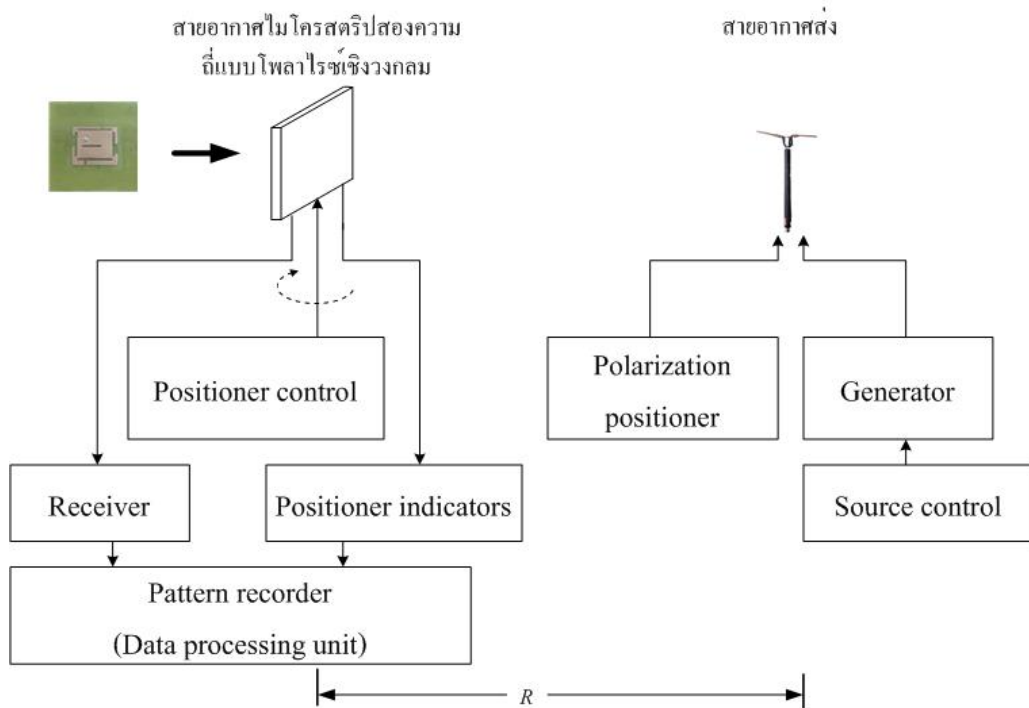
รูปที่ 5.3 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ



รูปที่ 5.4 ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแถบความกว้างด้านต่ำกว่าและด้านสูงกว่า
ของการทำงานแบบสองความถี่ที่ได้จากการทดสอบ

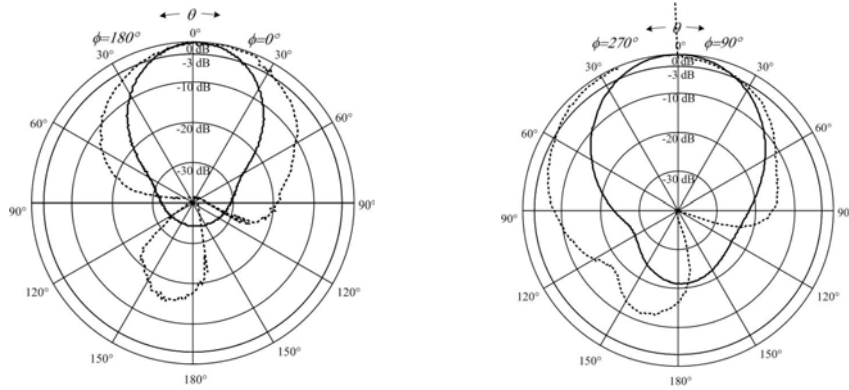
จากรูปที่ 5.4 แสดงกราฟค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ S_{11} ของสายอากาศ ซึ่งจากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีความกว้างแถบด้านต่ำกว่าอยู่ที่ 4.88 % และมีความกว้างแถบด้านสูงกว่าอยู่ที่ 18.98 % ซึ่งเป็นค่าที่กว้างมากกว่าความกว้างแถบที่ได้ออกแบบ โดยสาเหตุของความผิดพลาดของความถี่รีโซแนนซ์และความกว้างแถบนี้อาจเกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวัสดุฐานรอง และนำมาวางซ้อนกันเพื่อให้ได้ความสูงตามที่ได้ออกแบบ จึงเกิดช่องว่างขึ้นระหว่างแผ่น PCB FR-4 ทั้งสองแผ่นที่ใช้ในการสร้างสายอากาศต้นแบบ

5.4 ผลการทดลองวัดแบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

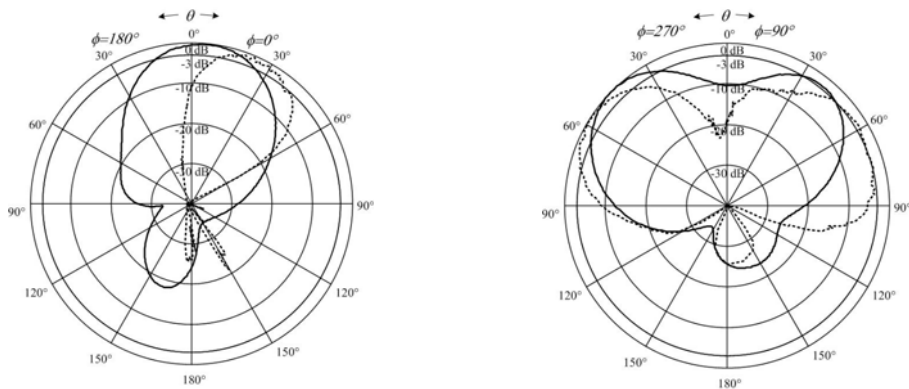


รูปที่ 5.5 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

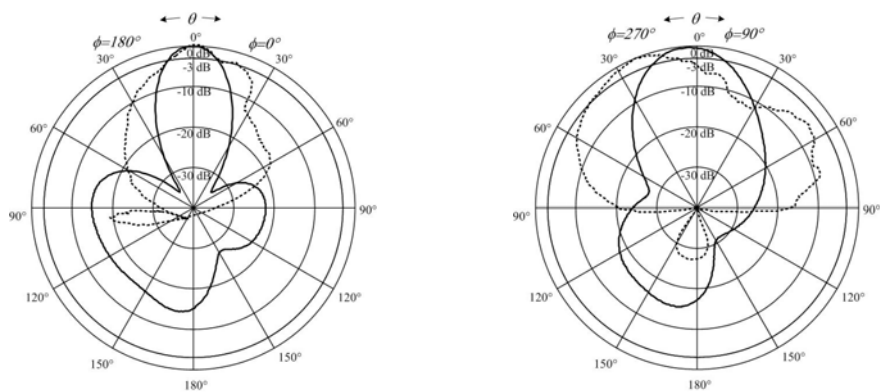
แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนั้นได้ทดสอบในระยะสนามระยะไกล คือ $R \geq 2D^2 / \lambda$ ซึ่ง R คือระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบ และสายอากาศอ้างอิงในการทดสอบนี้เรากำหนดค่าให้ระยะทางมีค่าคงที่ที่ความถี่สูงสุดมีค่าเท่ากับ 30 เซนติเมตร และ D คือขนาดของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 40 มิลลิเมตร ซึ่งในที่นี้ได้ใช้สายอากาศไดโพลที่ความถี่ 2.45 GHz 5.25 GHz และ 5.8 GHz เป็นสายอากาศอ้างอิงทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง ซึ่งมีโพลาไรซ์เชิงเส้น และสายอากาศที่นำมาทดสอบจะมี



ก. ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 2.45 GHz



ข. ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.25 GHz



ค. ระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กที่ความถี่ 5.8 GHz

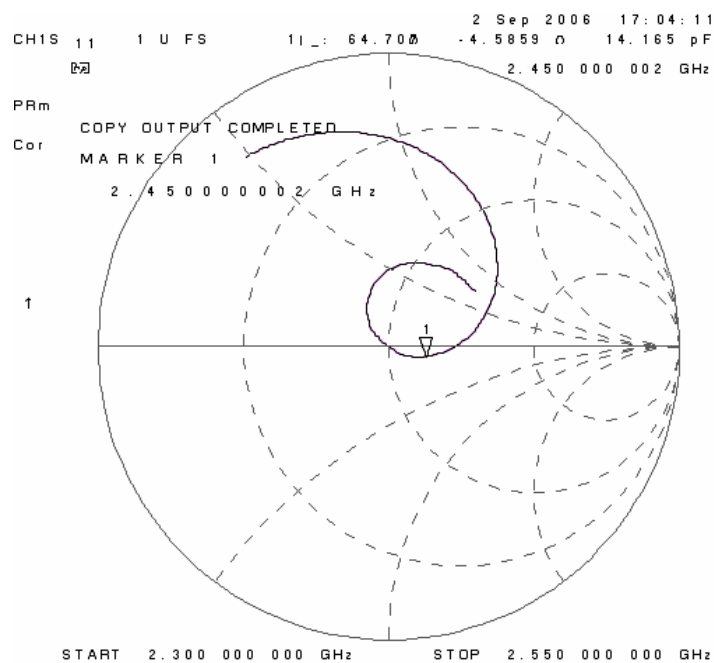
————— FDTD - - - - - วัดทดสอบ

รูปที่ 5.6 แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศในสนามระยะไกล

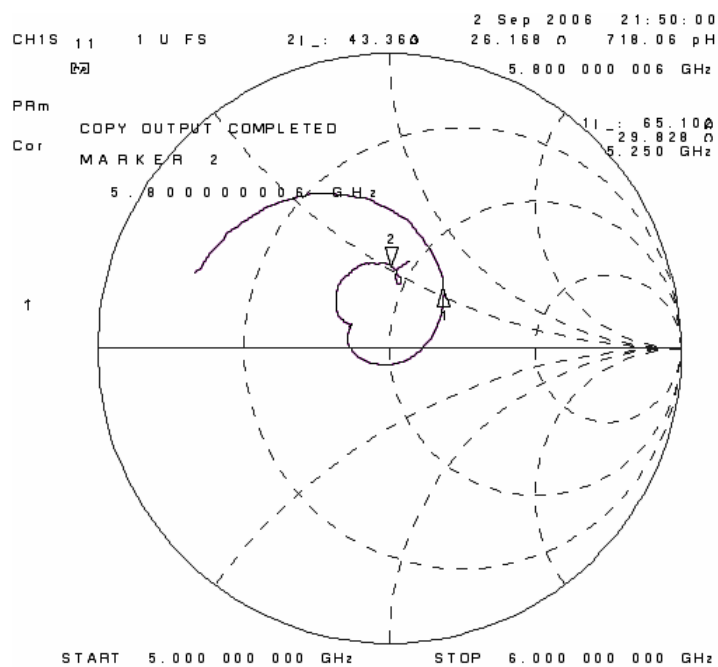
การหมุนรอบรับคลื่นจาก 0 องศาจนถึงมุม 360 องศา มุมเหล่านี้จะใช้วัดค่าเมื่อเปลี่ยนค่ารัศมีไปทำให้ได้แบบรูปการแพร่พลังงานของสายอากาศระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กเป็นดังรูปที่ 5.5 ซึ่งได้เลือกวิธีการเปรียบเทียบกราฟ จากระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาเทียบกับวิธีการวัดทดสอบเนื่องจากการกำหนดขนาดของกราวด์มีขนาดตามความจริงได้ แต่ค่าที่ได้จากโปรแกรม IE3D นั้นขนาดของกราวด์จะมีขนาดเป็นอนันต์ จากแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า และระนาบสนามแม่เหล็กที่แสดงดังรูปที่ 5.6 เมื่อเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการคำนวณ และการทดสอบเมื่อเปรียบเทียบกันพบว่ามีความสอดคล้องกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเนื่องจากงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลพบว่า มีแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกลเป็นแบบบรอดไซด์คือ มีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าพุ่งออกในลักษณะตั้งฉากกับตัวสายอากาศ และมีทิศพุ่งออกในทิศทางเดียวจากรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปที่ได้ออกแบบให้มีการทำงานได้สองความถี่ แต่ในแถบความถี่กว้างแถบที่สองด้านสูงกว่านั้นสามารถครอบคลุมสองแถบของการสื่อสารไร้สายคือ 5.25 GHz และ 5.8 GHz เมื่อมีการแมตช์ที่ดีแต่ปัญหาของการออกแบบนี้คือ แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลนั้นมีรูปร่างไม่สมมาตร เพราะเกิดจากรูปร่างของโครงสร้างสายอากาศที่ไม่สมมาตร แต่ปัญหานี้แก้ไขได้โดยการนำสายอากาศตั้งแต่สองตัวขึ้นไปมาจัดวางในรูปแบบแถวลำดับ

5.5 ผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

ผลการทดลองวัดค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายมีค่าแสดงดังรูปที่ 5.7ก. แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบสายอากาศซึ่งเมื่อพิจารณาความถี่ด้านต่ำกว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $52.24+j2.11 \Omega$ และรูปที่ 5.7 ข. แสดงค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบสายอากาศ เมื่อพิจารณาความถี่ด้านสูงกว่าที่ความถี่ 5.25 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $51.99+j40.94 \Omega$ และความถี่ 5.80 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $43.41+j25.38 \Omega$



ก. ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ความถี่ 2.45 GHz



ข. ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ความถี่ 5.25 GHz และ 5.8 GHz

รูปที่ 5.7 ค่าอิมพีแดนซ์จากการวัดทดสอบ

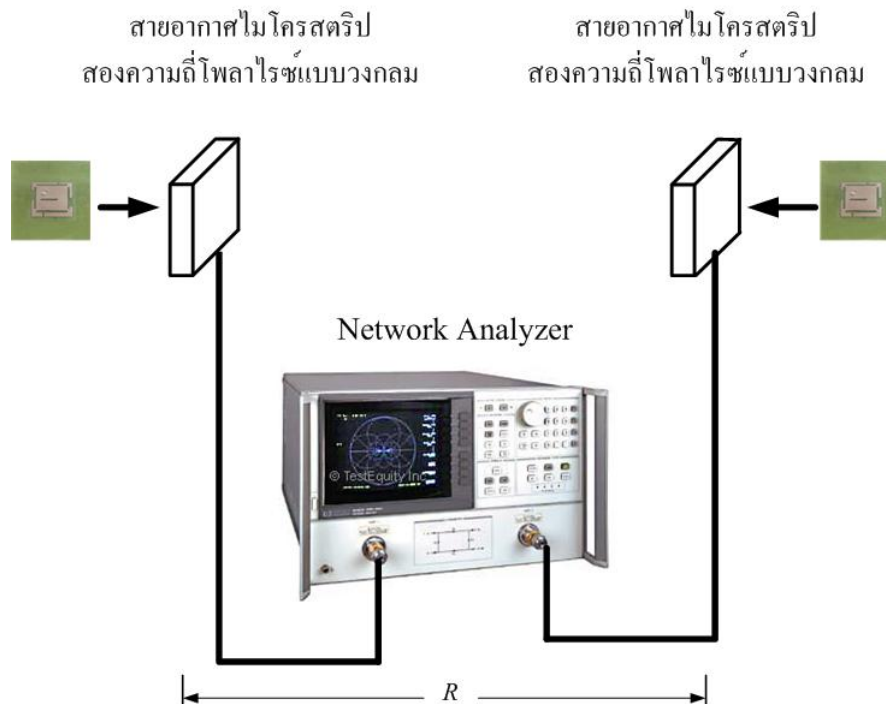
5.6 ผลการทดลองวัดอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

การวัดอัตราขยายแสดงได้ดังรูปที่ 5.8 เป็นวิธีที่ใช้สายอากาศสองตัว (Two-antenna method) สายอากาศที่ทำหน้าที่เป็นสายอากาศรับและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งโดยมีลักษณะทุกอย่างที่เหมือนกันสามารถนำสมการพื้นฐาน (Friis transmission equation) มาคำนวณคือ

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (5.9)$$

เมื่อ P_t คือ กำลังงานอินพุตที่ป้อนให้สายอากาศส่ง G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง P_r คือ กำลังงานเอาต์พุตของสายอากาศรับ G_r คือ อัตราขยายของสายอากาศรับ และ r คือ ระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ เมื่อสายอากาศรับและสายอากาศส่งเป็นสายอากาศรูปแบบเดียวกัน ดังนั้น $G_t = G_r = G$ เมื่อนำไปคำนวณหาอัตราขยายในหน่วย dB ได้ดังนี้

$$G_{dB} = \frac{1}{2} \left[20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \right] \quad (5.10)$$



รูปที่ 5. 8 วิธีการวัดทดสอบอัตราขยายสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาไรซ์แบบวงกลม

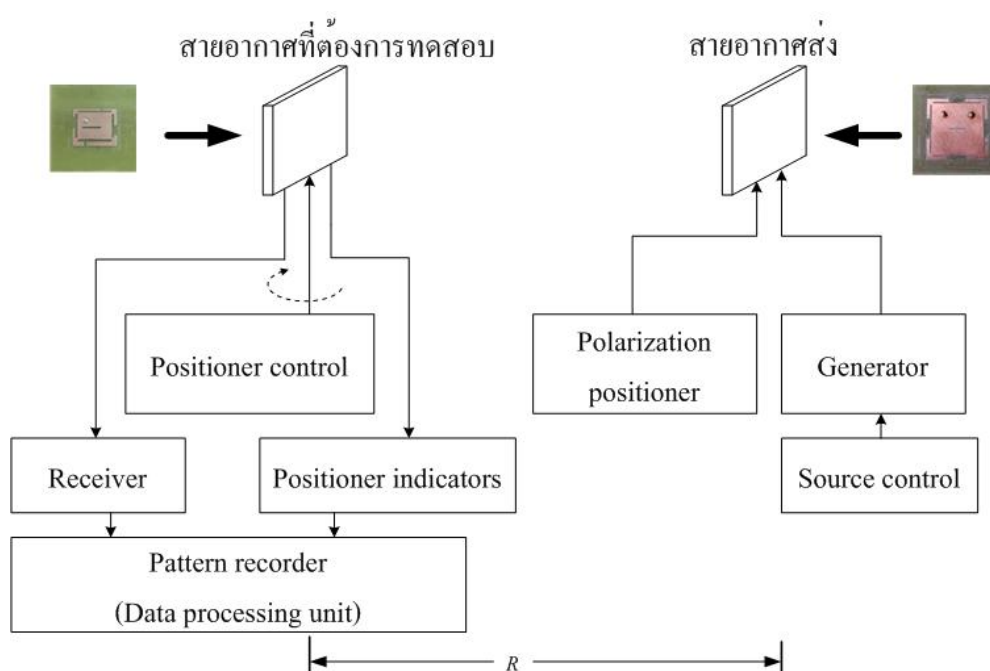
ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย วัดกำลังไฟฟ้าที่รับได้โดยกำหนดระยะทางระหว่างสายอากาศรับและสายอากาศส่งที่ใช้วัดทดสอบเท่ากับ 30 เซนติเมตรทั้งที่ความถี่ 2.45 GHz, 5.25 GHz และ 5.8 GHz และกำลังงานอินพุตมาป้อนให้กับสายอากาศส่งเท่ากับ -10 dB และเมื่อนำค่าที่วัดได้คือ P_r แทนค่าลงในสมการ (5.10) จะได้ค่าอัตราขยายของสายอากาศจากการวัดทดสอบแสดงดังตารางที่ 5.2 นั่นคือที่ความถี่ 2.45 GHz ได้ค่าอัตราขยาย 3.98 dBi ที่ความถี่ 5.25 GHz ได้ค่าอัตราขยาย 3.7 dBi และที่ความถี่ 5.8 GHz ได้ค่าอัตราขยาย 6.14 dBi ตามลำดับ

ตารางที่ 5.2 ค่าอัตราขยายจากการวัดทดสอบ

ความถี่ (GHz)	อัตราขยาย (dBi)
2.45	3.98
5.25	3.7
5.80	6.14

5.7 ผลการทดลองวัดโพลาไรซ์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่

โพลาไรเซชันของคลื่นที่แพร่กระจายนั้น หมายถึงรูปที่แสดงคุณสมบัติของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายออกไป และขนาดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าซึ่งแปรผันตามเวลา รูปแสดงโพลาไรเซชันจะแสดงการกวาดของยอดของเวกเตอร์สนามไฟฟ้าที่เวลาต่าง ๆ ณ ตำแหน่งที่ทำการสังเกตงที่ และการสังเกตนี้จะทำโดยมองตามหลังคลื่นที่เดินทางไป สำหรับโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางหนึ่งทิศทางใดจะเป็นโพลาไรเซชันของคลื่น ที่แพร่กระจายออกจากสายอากาศนั้นเมื่อเป็นสายอากาศส่ง หรือเป็นโพลาไรเซชันของคลื่นที่มาตกกระทบสายอากาศนั้นจากทิศทางที่กำหนดและมีกำลังงานที่ขั้วของสายอากาศมากที่สุด ถ้าหากไม่ได้กำหนดทิศทางมาให้จะหมายถึงทิศทางที่สายอากาศมีอัตราขยายมากที่สุด ดังนั้นโพลาไรเซชันของสายอากาศในทิศทางที่ต่างกันจะแตกต่างกัน การแบ่งชนิดของโพลาไรเซชันอาจแบ่งเป็นแบบโพลาไรเซชันเชิงเส้น (Linear polarization) โพลาไรเซชันเชิงวงกลม (Circular polarization) และโพลาไรเซชันเชิงวงรี (Elliptical polarization) ขึ้นอยู่กับลักษณะการหมุนของยอดของเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าถ้าเวกเตอร์ที่แสดงสนามไฟฟ้าแปรผันกับเวลา ณ จุดใด ๆ ในอากาศอิสระซึ่งเป็นเส้นตรงเสมอจะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันเชิงเส้นแต่ถ้าสนามไฟฟ้ามีการหมุนรูปวงรี จะเรียกสนามแบบนั้นว่าเป็นโพลาไรเซชันเชิงวงรี ทั้งโพลาไรเซชันเชิงเส้น และโพลาไรเซชันเชิงวงกลมต่างก็เป็นกรณีพิเศษของโพลาไรเซชันเชิงวงรี ถ้าสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาคือเมื่อมองตามหลังคลื่นแล้วจะเห็นมีการหมุนตามเข็มนาฬิกาจะเรียกว่าเป็นโพลาไรเซชันมือขวาในขณะที่หากสนามไฟฟ้าหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกา จะเป็นโพลาไรเซชันมือซ้าย การวัดทดสอบการโพลาไรซ์ และค่าอัตราส่วนแกน (Kraus, 1988) ของสายอากาศต้นแบบแสดงดังรูปที่ 5.9



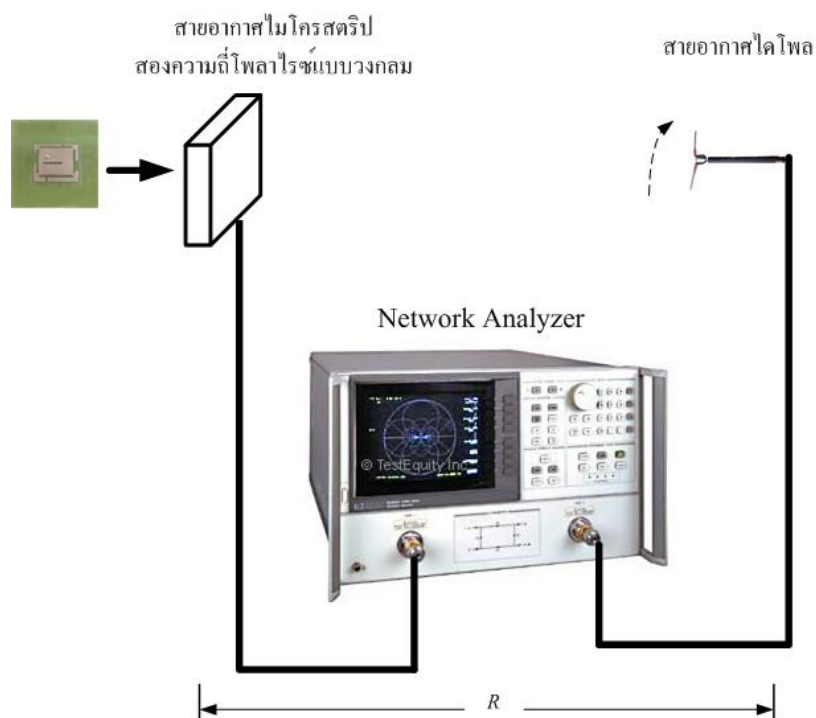
รูปที่ 5.9 วิธีการวัดทดสอบโพลาไรซ์สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาไรซ์แบบวงกลม

วิธีการวัดทดสอบโพลาไรซ์สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่นี้ จะมีวิธีการวัดเช่นเดียวกับการวัดทดสอบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น โดยได้ทดสอบในระยะสนามระยะไกล R คือระยะห่างระหว่างสายอากาศทดสอบทั้งสองเท่ากับ 30 เซนติเมตร ได้ใช้สายอากาศแพทช์ (Yang, Wong, 2001) ที่ได้มีการนำเสนอการเป็นสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ที่มีโพลาไรซ์เชิงวงกลมมีค่า AR ประมาณ 0.5 dB มีการป้อน 2 ตำแหน่งตามแนวเส้นทแยงมุมเพื่อกำหนดโพลาไรซ์ LHCP และ RHCP ของสายอากาศ โดยได้สร้างสายอากาศนี้จำนวน 3 ตัวซึ่งได้กำหนดความถี่ด้านต่ำกว่าเท่านั้นให้ทำงานที่ความถี่ 2.45 GHz, 5.25 GHz และ 5.80 GHz เป็นสายอากาศทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่ง ส่วนของสายอากาศต้นแบบเป็นสายอากาศรับมีการหมุนรอบรับคลื่น จาก 0 องศาจนถึงมุม 360 องศา สายอากาศรับนอกจากจะมีการหมุนรอบรับคลื่นแล้ว ในขณะเดียวกันก็มีการเปลี่ยนมุมตั้งรับการตั้งมุมเอียงรับแนวระนาบสนามไฟฟ้าที่ 0 องศา กำหนดชื่อการเอียงมุมที่ตำแหน่งนี้ว่าเป็น Vertical เป็นแกนหลักและเอียงมุม 90 องศาเป็นแกนรองกำหนดการเรียกชื่อการเอียงมุมที่ตำแหน่งนี้ว่าเป็น Horizontal โดยได้ทำการวัดทดสอบทั้งสองโพลาไรซ์คือ LHCP และ RHCP เมื่อพิจารณาผลจากการวัดค่าไดเรกทิวิตี้ที่ได้แสดงดังตารางที่ 5.3 ที่ความถี่ 2.45 GHz, 5.25 GHz และ 5.8 GHz พบว่าการส่งด้วยโพลาไรซ์แบบ LHCP มีค่าไดเรกทิวิตี้สูงกว่าการส่งด้วยโพลาไรซ์แบบ RHCP แสดงว่าสายอากาศรับมีโพลาไรซ์เป็นแบบ LHCP ทั้ง 3 ความถี่และเมื่อพิจารณาสนามที่มีเฉพาะขนาดในทิศทางต่าง ๆ

ตารางที่ 5.3 สรุปผลการวัดโพลาไรซ์

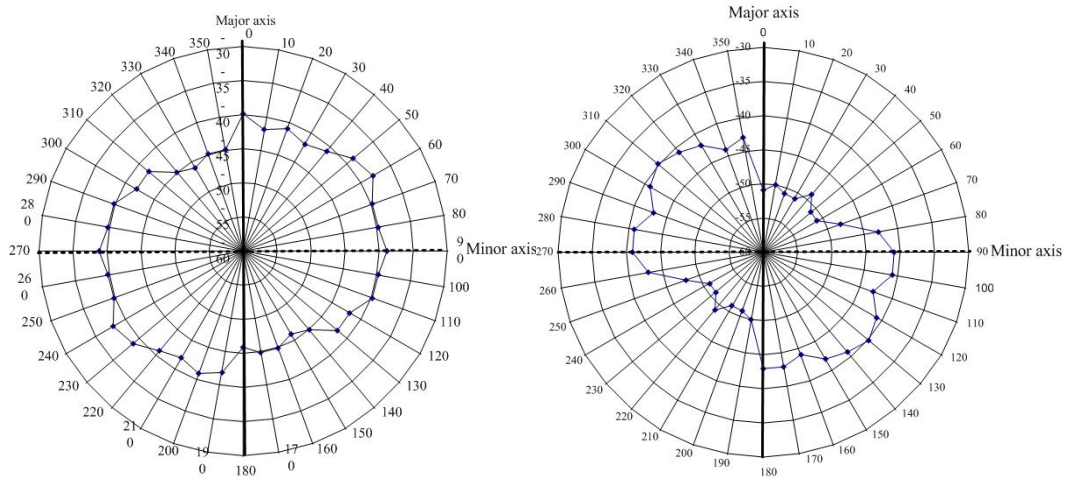
			HPBW (degrees)	Directivity
2.45 GHz	RHCP	Horizontal	83	6.2
		Vertical	81	
	LHCP	Horizontal	102	8.6
		Vertical	84	
5.25 GHz	RHCP	Horizontal	-	-
		Vertical	44	
	LHCP	Horizontal	49	8.5
		Vertical	100	
5.8 GHz	RHCP	Horizontal	-	-
		Vertical	21	
	LHCP	Horizontal	41	12.8
		Vertical	37	

หมายเหตุ เครื่องหมาย - หมายถึง ไม่สามารถวัดได้



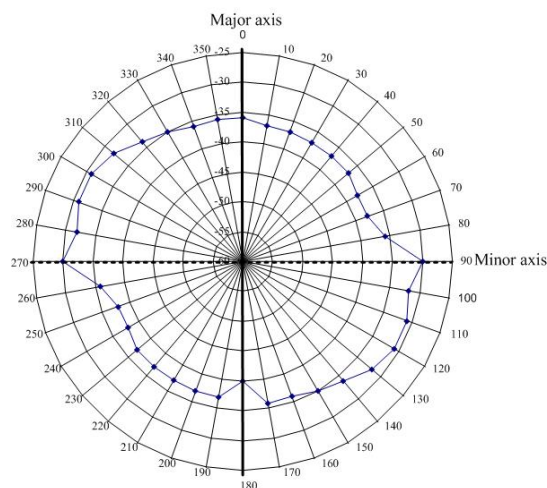
รูปที่ 5.10 วิธีการวัดทดสอบแบบรูปการโพลาไรเซชันหาขนาดของสนามไฟฟ้า

จากรูปที่ 5.10 แสดงวิธีการวัดที่เรียกว่าวิธีแบบรูปการโพลาไรซ์ (Polarization-pattern method) มีสายอากาศรับคือ สายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาไรซ์เชิงวงกลมเป็นสายอากาศทดสอบ กำหนดตำแหน่งคงที่ โดยมีสายอากาศไดโพลทำหน้าที่เป็นสายอากาศส่งมีตำแหน่งการเอียงตั้งแต่ 0 องศาถึง 360 องศาในการเอียงมุมการส่งแต่ละครั้งจะทำการบันทึกระดับสัญญาณที่ได้รับได้จากเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายดั่งนั้นแบบรูปโพลาไรซ์เซชันทั้งสามความถี่นำมาพล็อตมีลักษณะดั่งรูปที่ 5.11



ก. ความถี่ 2.45 GHz

ข. ความถี่ 5.25 GHz



ค. ความถี่ 5.8 GHz

รูปที่ 5.11 แบบรูปการโพลาไรเซชัน

และเมื่อพิจารณาขนาดของอัตราส่วนตามแกน (Axial Ratio) หรืออัตราส่วนของแกนหลักต่อแกนรอง เราสามารถคำนวณอัตราส่วนแกนจากสมการคือ

$$\text{Axial Ratio (dB)} = 20 \log \frac{\left| E_{co} \right| + \left| E_{xp} \right|}{\left| E_{co} \right| - \left| E_{xp} \right|} \quad (5.11)$$

เมื่อ E_{co} คือ ค่าสนามไฟฟ้าเมื่ออยู่ในแกนหลัก (Major axis of polarization) E_{xp} คือ ค่าสนามไฟฟ้าเมื่ออยู่ในแกนรอง (Minor axis of polarization) สามารถมีค่าได้จาก 0 dB ไปจนถึงค่าที่เป็นบวกอนันต์ ถ้ามีค่าเท่ากับ 0 dB หมายความว่ากรโพลาริซ์เป็นวงกลมที่สมบูรณ์ และถ้ามีค่าเท่ากับบวกอนันต์ หมายความว่ากรโพลาริซ์เป็นแบบเชิงเส้น จากผลการวัดทดสอบจากรูปที่ 5.9 สายอากาศรับมีการป้อนตำแหน่งโพลาริซ์เป็นแบบ LHCP เมื่อพิจารณาการเกิดอัตราส่วนแกน ณ ที่มุมต่าง ๆ เมื่อพิจารณาจาก HPBW ได้ค่าย่านอัตราส่วนแกน (Axial ratio range) แสดงในตารางที่ 5.4 และจากผลการทดสอบในรูปที่ 5.10 เมื่อพิจารณาจากแกนหลักและแกนรอง ได้ค่าอัตราส่วนแกนซึ่งค่าที่ได้ทั้ง 3 ความถี่คือ 2.45 GHz, 5.25 GHz และ 5.8 GHz

ตารางที่ 5.4 ค่าอัตราส่วนตามแกน

ความถี่	Axial ratio	Axial ratio range
2.45 GHz	1	0-19
5.25 GHz	10	0-9
5.8 GHz	6	0-14

5.8 สรุป

ในบทนี้เป็นการแสดงการออกแบบ การสร้าง และการวัดทดสอบสายอากาศ ทั้งนี้เพื่อพิจารณาเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณ และการวัดทดสอบว่ามีความสอดคล้องกันมากน้อยเพียงใด ซึ่งคุณลักษณะของสายอากาศที่พิจารณาได้แก่ สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ อิมพีแดนซ์ ของสายอากาศและแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาริซ์เชิงวงกลม พบว่าผลที่ได้จากการทดสอบและการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์จากโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D และการเขียนโปรแกรมภาษาคอมพิวเตอร์คือ ภาษาฟอร์แทรนด้วยระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา ในส่วนของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ

สายอากาศพบว่าผลที่ได้จากการทดสอบ และการคำนวณนั้นมีความแตกต่างกันบาง โดยแต่ละวิธีจะมีความถูกต้องมากน้อยต่างกัน ทั้งนี้เป็นเพราะข้อจำกัดและความละเอียดในการคำนวณของแต่ละวิธีนั่นเองซึ่งพบว่าวิธีจากโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D ใกล้เคียงกับการทดสอบมากกว่าวิธีระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลาส่วนคุณลักษณะเชิงอิมพีแดนซ์ที่ได้ทำการทดสอบพบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้านความถี่ต่ำกว่าที่ความถี่ 2.45 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $52.24+j2.11 \Omega$ ส่วนด้านความถี่สูงกว่าที่ความถี่ 5.25 GHz และความถี่ 5.8 GHz มีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ $51.99+j40.94 \Omega$ และ $43.41+j25.38 \Omega$ ตามลำดับ และมีความกว้างแถบด้านความถี่ต่ำกว่ามีค่าอิมพีแดนซ์เท่ากับ 4.88 % และด้านความถี่สูงกว่ามีความกว้างแถบเท่ากับ 18.98 % เมื่อพิจารณาเป็นการทำงานในลักษณะสองความถี่คือ 2.45 GHz และ 5.8 GHz ซึ่งพบว่าแถบความถี่ที่ได้กว้างครอบคลุมช่วงความถี่ใช้งาน มีค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งน้อยกว่าหรือเท่ากับ 2 ทั้งสองแถบความถี่ มีอัตราขยายที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 2.3 dB_i ที่ความถี่ 5.25 GHz เท่ากับ 1.6 dB_i และที่ความถี่ 5.8 GHz เท่ากับ 1.5 dB_i เมื่อพิจารณาลักษณะการเกิดโพลาไรซ์จากค่าอัตราส่วนแกนที่ความถี่ 2.45 GHz เท่ากับ 1 ที่ความถี่ 5.25 เท่ากับ 10 และที่ความถี่ 5.8 GHz เท่ากับ 6 ร่วมกับการพิจารณาย่านอัตราส่วนแกนพบว่า จะมีมุมที่เกิดโพลาไรซ์เชิงวงกลมและมีบางมุมที่เป็นโพลาไรซ์แบบอื่นของแต่ละความถี่ และข้อผิดพลาดตรงตำแหน่งของความถี่ที่เกิดขึ้น เป็นผลมาจากช่องว่างที่เกิดขึ้นจากการนำแผ่นไดอิเล็กตริกมาวางซ้อนกันเป็นต้นแบบ แทนที่จะเป็นแผ่นเดียว ซึ่งพบว่าผลที่ได้จากการทดสอบนั้นมีความสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษา และการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าที่ทำงานได้สองความถี่แบบโพลาริซเซชันวงกลม โดยเพิ่มโหลดแบบร่องรูปตัวทีที่มีลักษณะไม่สมมาตรเข้าที่ขอบทั้งสี่ด้าน ตำแหน่งการป้อนแนวเส้นทแยงมุม และการเพิ่มความหนาของวัสดุฐานรอง เพื่อให้เป็นสายอากาศทำงานได้สองความถี่หรือมากกว่า เนื่องจากการออกแบบสายอากาศที่ทำงานในแถบความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่นั้น จากนั้นได้นำสายอากาศที่ออกแบบนั้นมาวิเคราะห์ในทางทฤษฎี ซึ่งใช้วิธีเชิงเลขของวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งยังเป็นวิธีที่สามารถวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศรูปร่างซับซ้อนได้หลากหลายรูปแบบ สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นในวิทยานิพนธ์นี้ได้วิเคราะห์หาวิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และวิเคราะห์ถึงคุณลักษณะบางอย่างที่สำคัญ ได้แก่ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ โพลาริซเซชันวงกลม และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปในวิทยานิพนธ์นี้ ในเบื้องต้นได้ออกแบบขนาดของสายอากาศให้เป็นรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าซึ่งเป็นรูปร่างที่ใช้กันทั่วไป และเมื่อนำเอาเทคนิคการเพิ่มโหลดแบบร่องรูปตัวทีเพื่อทำให้เกิดการทำงานแบบสองความถี่โดยได้เลือกใช้โปรแกรมสำเร็จรูป IE3D นำมาออกแบบสายอากาศก่อนเพื่อหาขนาดที่เป็นไปได้ และเพื่อให้ได้คุณลักษณะตามที่ต้องการ หลังจากนั้นจึงเลือกคุณลักษณะสมบัติที่วิเคราะห์ได้ทั้งหมดมาหาจุดที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการออกแบบรายละเอียดในการออกแบบและการวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 4 และคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซเซชันวงกลมที่ถูกวิเคราะห์ด้วยวิธีเชิงเลขวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา FDTD ในวิทยานิพนธ์นี้ประกอบด้วยพารามิเตอร์สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ อินพุตอิมพีแดนซ์ และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น โดยคุณสมบัติทั้งหมดของสายอากาศนั้นสามารถวิเคราะห์ได้โดยเริ่มต้นที่การหาสนามไฟฟ้า และสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นสนามระยะใกล้ จากนั้นจึงนำค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กระยะใกล้ทั้งหมดมาที่ได้นี้จะอยู่ในโดเมนของเวลา เมื่อนำค่าดังกล่าวไปทำการประมวลผลเพื่อวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่อไป เช่น ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ ค่าอิมพีแดนซ์ และค่าต่าง ๆ ต้องมีการแปลงโดเมนจากโดเมนเวลาไป

เป็นโดเมนความถี่ก่อนเมื่อได้ค่าแล้วจะนำค่าที่ได้ไปประยุกต์ใช้ต่อไป เช่นค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับนั้น เป็นการประยุกต์ใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์โครงข่ายสองพอร์ต (Two-port network) โดยที่พิจารณาที่พอร์ตด้านเดียวของโครงข่ายซึ่งจะมีแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานภายในต่ออยู่แล้วทำการหาค่ากระแส และแรงดันจากแบบจำลองดังกล่าวเพื่อนำไปหาพารามิเตอร์สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับดังกล่าว ส่วนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศสามารถหาได้จากค่าของกระแส และแรงดันโดยใช้กฎของโอห์ม ณ ตำแหน่งที่ทำการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ สำหรับการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศเป็นการวิเคราะห์สนามระยะไกล โดยในการวิเคราะห์นั้นจะไม่มีกรขยายโดเมนในการคำนวณออกไปเพื่อหาสนามระยะไกล แต่จะใช้สนามระยะไกลที่วิเคราะห์ได้นำมาทำการแปลงให้เป็นสนามระยะไกล รายละเอียดของวิธีการทดลองรวมทั้งผลการวิเคราะห์ และผลการทดลองได้แสดงไว้โดยละเอียดแล้วในบทที่ 4 และบทที่ 5 ซึ่งในความกว้างแถบที่ออกแบบไว้สามารถครอบคลุมได้ทั้งสามแถบความถี่ ผลการวิเคราะห์และผลการทดลองได้แสดงดังตาราง ส่วนต่อมาจะเห็นได้ว่าผลที่ได้จากการวัด การจำลองด้วยโปรแกรม IE3D และการวิเคราะห์ด้วย FDTD ทั้งสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้มีความแตกต่างกัน อาจจะมีสาเหตุมาจากขนาดที่แท้จริง แต่อย่างไรก็ตามความแตกต่างกันบางส่วน โดยเฉพาะในทางทฤษฎีกับทางการวัดมีบริเวณที่จะเกิดนัลล์ (Null) บริเวณพหุหลังและพหุข้างของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ทั้งนี้สาเหตุอาจเกิดจากขนาดกราวด์และการสะท้อนของคลื่นในขณะที่ทำการวัด จากตารางที่ 6.1 เป็นการสรุปคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาไรซ์เชิงวงกลม ซึ่งเมื่อพิจารณาความกว้างแถบที่ได้จากความต้องการที่จะนำไปใช้งานด้านการสื่อสารแบบไร้สายที่ตั้งเป้าหมายไว้นั้นเมื่อทำการจำลองด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป IE3D การวัดทดสอบ การจำลองด้วยระเบียบวิธีผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา พบว่ามีค่าใกล้เคียงกันทั้งสามวิธีของทั้งสองแถบความถี่มีความกว้างแถบมากกว่าที่ต้องการ และอัตราขยายสูงสุดที่แถบที่ 1 มีค่าเท่ากับ 3.98 dBi และที่แถบที่ 2 มีค่าเท่ากับ 6.14

ตารางที่ 6.1 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่โพลาไรซ์เชิงวงกลม

คุณลักษณะของสายอากาศ	แถบที่ 1 2400MHz ถึง 2480MHz	แถบที่ 2 5150MHz ถึง 5875MHz
% ความกว้างแถบ (ที่ต้องการ)	3.26	6.57
% ความกว้างแถบ (IE3D)	5.38	12.02
% ความกว้างแถบ (วัดทดสอบ)	3.68	14.49
% ความกว้างแถบ (FDTD) (ที่-7dB)	3.9	18
อัตราขยายสูงสุด (dB)	3.98	6.14

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากบทสรุปที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่า นอกจากการเลือกรูปแบบพื้นฐานของสายอากาศแพทช์ รูปสี่เหลี่ยมแล้วอาจประยุกต์ใช้กับรูปแบบใหม่ ๆ เช่นวงกลม สามเหลี่ยม หกเหลี่ยม เป็นต้น และเทคนิคการเกิดการทำงานสองความถี่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำมาใช้เพียงสองเทคนิคคือการเพิ่มโหมดแบบร่องและเทคนิคการป้อนตามแนวเส้นทแยงมุม ซึ่งยังมีอีกหลายเทคนิคที่ยังสามารถนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกันได้เพื่อให้เกิดคุณลักษณะของการนำไปใช้งานสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่แบบโพลาริซเซชันวงกลมที่ได้ออกแบบมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีครอบคลุมความถี่การใช้งานในย่านการสื่อสารแบบไร้สาย แต่แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นยังไม่ได้นำเทคนิคใด ๆ มาปรับใช้จะเป็นการดีอย่างยิ่งหากได้มีการนำโครงสร้างของสายอากาศนี้ไปประยุกต์ใช้งานจริงเพื่อพัฒนาสายอากาศต้นแบบนี้ให้มีความสามารถในการเลื่อนบีมได้หรืออาจนำไปพัฒนาให้อัตราขยายให้สูง นอกจากนี้เนื่องจากสายอากาศแบบไมโครสตริป ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ถูกสร้างจากวัสดุฐานรองของ FR-4 ซึ่งมีค่าไดอิเล็กตริกค่าต่ำจึงอาจทำให้สายอากาศมีขนาดใหญ่กว่าความต้องการหากนำไปประยุกต์สร้างบนวัสดุฐานรองอื่นที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงกว่า เพื่อลดขนาดของสายอากาศลงมารวมทั้งเป็นการทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศที่มีต่อวัสดุฐานรองอีกด้วย ในการออกแบบและวิเคราะห์ขนาดของกราวด์นำมาพิจารณาน้อยมาก จากวิธีการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD มีข้อจำกัดเรื่องของรูปแบบเซลล์ของ Yee ที่มีลักษณะเป็นสี่เหลี่ยมลูกบาศก์ซึ่งต้องแบ่งเซลล์ให้มีขนาดเล็กเพื่อให้ครอบคลุมและเพื่อให้เกิดประโยชน์ต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานกับงานอื่นที่หลากหลายยิ่งขึ้น และง่ายกับความเข้าใจถึงวิธีการ ควรมี การเปลี่ยนรูปแบบไฟล์จาก DXF ไปเป็นไฟล์ที่สามารถทำงานร่วมกับ FDTD ได้เลยและมีการเชื่อมโยงข้อมูลที่ได้จากการจำลองด้วยฟอร์แทรนไปเป็นรูปกราฟฟิก GUI (Graphic user interface) เพื่อพัฒนาโปรแกรมให้ใกล้เคียงกับโปรแกรมสำเร็จรูปที่ราคาแพงและทำให้มองเห็นภาพวิธีการวิเคราะห์ง่ายต่อความเข้าใจต่อพฤติกรรมคลื่น

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าแนวความคิด วิธีการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบรวมถึงผลการวิเคราะห์และผลการทดลองจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์เป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษาและค้นคว้า ในเรื่องของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และวิธีการวิเคราะห์เชิงเลขของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา ทั้งในโครงสร้างในวิทยานิพนธ์นี้ รวมถึงโครงสร้างแบบอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องต่อไป

รายการอ้างอิง

- ดวงอาทิตย์ ศรีมูล. (2544). การศึกษาระบบการให้ความร้อนแก่วัตถุด้วยคลื่นไมโครเวฟแบบ ต่อเนื่อง โดยใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- รังสรรค์ วงศ์สรรค์ และ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์. (ม.ป.ป.). คู่มือการทดลองพื้นฐานของสายอากาศ. สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์: มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี
- Aanandan, C.K., and Nair, K.G. (1986). Compact Broadband Microstrip Antenna. **Electronics Letters**. 31:1310-1312.
- Antar, Y. M. M., Ittipiboon, A. I, Bhattachatyya, A. K. (1995). A Dual-Frequency Antenna Using a Single Patch and An Inclined Slot. **Microwave and Optical Technology Letters**. 8(6):309-310.
- Berenger, J. P. (1994). Perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic wave. **J. Computat. Phys**. 114 :185-200.
- Croq, F., and Pozar, D. (1992). Multifrequency Operation of Microstrip Antennas Using Aperture Coupled Parallel Resonators. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation** AP-40(11): 1367-1374.
- Dahele, J. S., Lee, K. F., and Wong, D. P. (1987). Dual Frequency Stacked Annular-Ring Microstrip Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. AP-35(11):1281-1285.
- James, J.R., and Hall, P.S. (1989). **Handbook of Microstrip Antenna**. Vol.1. London.
- Kraus, J.D. (1988). **Antennas**. McGra-Hill. New York.
- Laheurte, J., Katehi, L.P.B., and Rebeiz, G.M. (1994). CPW-fed slot antennas on multilayered dielectric substrates. **24th European Microwave Conf. Proc**. 1:887-892.
- Lee, R.Q., Lee, K.F., and Bobinchak, J. (1987). Charecteristics of a two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna. **Electronics Letters**. 23:1070-1072.
- Long, S. A., Walton, M. D. (1979). A Dual-Frequency Stacked Circular-Disc Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**. AP-27(3):1281- 1285.
- Maci, S., Biffi, G., and Gentili, G. (1993). Single-Layer Dual-Frequency Patch Antenna. **Electronics Letters**. 29(16).

- Maci, S., Gentili, G. B., Piazzesi, P., and Salvador, C.(1995). A Dual Band Slot-Loaded Patch Antenna. **IEE Proceedings H**.142(3):225-232.
- Maci, S., Gentiti, G.B., Piazzesi, P., and Salvador, C. (1995). Dual-band slot-loaded patch antenna. **Proc. Inst. Elect. Eng.** 142:225-232.
- Mirshekar-Syankal, D., and Hassani, H. R.(1993). Characteristics of Stacked Rectangular and Triangular Patch Antennas for Dual Band Application. **IEE 8th International Conference on Antennas and Propagation.**
- Murakami, Y., Chujo, W., Chiba, I., Frujise, M. (1993). Dual Slot Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation. **Electronics Letters.** 29,22, 28: 1906-1907
- Richards, W. F., Davidson, S. E., Long, S. A.(1985). Dual-Band Reactively Loaded Microstrip Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation.** AP-33(5):556-560.
- Sanchez-Hemandez, D., and Robertson, I. D. (1995). Analysis and Design of a Dual-Band Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation.** AP-43(2): 201-205.
- Schaubert, D. H., Ferrar, F. G., Sindoris, A., and Hayes, S. T. (1981). Microstrip Antennas with Frequency Agility and Polarization Diversity. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation.** AP-29(1):118-123.
- Schneider, J. B., and Shlager, K. (2002). **Finite-difference time-domain literature database.** [Online]. Available: www.fdt.org.
- Taflove, A. (1995). **Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method.** Boston USA Artech House.
- Taflove, A. (1998). **Advances in Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method.** Boston USA Artech House.
- Taflove, A , and Hagness, S. (2001). **Computational Electrodynamics The Finite-Difference Time-Domain Method.** 2nd ed.. Boston USA Artech house.
- Wang, J., Fralich, R., Wu, C., and Litva, J. (1990). Multifunctional Aperture Coupled Stack Antenna. **Electronics Letters.** 26, 25: 2067-2068.
- Waterhouse, R. B., Shuley, N. V. (1992). Dual Frequency Microstrip Rectangular Patches. **Electronics Letters.** 28(7): 606-607
- Yang, K., and Wong, K. (2001). Dual-Band Circularly-Polarized Square Microstrip Antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation.** 49(3):377-381.

- Yazidi, M. L., Himdi, M., and Daniel, J. P. (1993). Aperture Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation. **Electronics Letters**. 29(17).
- Yee, K. S. (1966). Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. **IEEE Trans. Antenna Propagat.** 4(8):302-307.
- Zurcher, J.F., and Gardiol, F.E. (1995). **Broadband Patch Antenna**. Artech House Inc. Norwood. Massachusetts.

ภาคผนวก ก

รายละเอียดของสมการระเบียบวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลา

รายละเอียดของสมการระเบียบวิธีผลต่างสี่บเนื่องเชิงเวลา

ก.1 สมการแมกซ์เวลล์ (Maxwell's Equations)

สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์สำหรับตัวกลางต่อเนื่อง คือ

$$\varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (\text{ก-1})$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (\text{ก-2})$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} + \sigma E_z = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (\text{ก-3})$$

$$\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma^* H_x = \frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (\text{ก-4})$$

$$\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} + \sigma^* H_y = \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (\text{ก-5})$$

$$\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (\text{ก-6})$$

ก.2 สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากับวิธี FDTD

ในส่วนนี้แนะนำสมการการวนรอบเพื่อปรับค่าของสนามใน FDTD บนสมการมาตรฐานแมกซ์เวลล์

ก.2.1 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามไฟฟ้า

จากสมการต่อไปนี้เป็นค่าคงที่ที่เรานำมาคูณกับสมการปรับเวลาของสนามไฟฟ้าวิธี FDTD สำหรับวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าความนำ โดยใช้ m เป็นดัชนีแทนวัสดุและกำหนด $\varepsilon(m) = \varepsilon_r \varepsilon_0$

$$C_a(m) = \left(1 - \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \bigg/ \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-7})$$

$$C_{bx}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon(m)\Delta x}\right) \bigg/ \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-8})$$

$$C_{by}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon(m)\Delta y}\right) \bigg/ \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-9})$$

$$C_{bz}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon(m)\Delta z}\right) \bigg/ \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-10})$$

ก.2.2 สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าสนามไฟฟ้ากับวิธี FDTD

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_x ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
 E_x^{n+1}(i+1/2, j, k) &= C_a(m)E_x^n(i+1/2, j, k) \\
 &+ C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k) \end{bmatrix} \\
 &- C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ -H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-11}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียน โปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย เราจะได้

$$\begin{aligned}
 E_x^{n+1}(i, j, k) &= C_a(m)E_x^n(i, j, k) \\
 &+ C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i, j-1, k) \end{bmatrix} \\
 &- C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_y^{n+1/2}(i, j, k-1) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-12}$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_y ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
 E_y^{n+1}(i, j+1/2, k) &= C_a(m)E_y^n(i, j+1/2, k) \\
 &+ C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k-1/2) \end{bmatrix} \\
 &- C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-13}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย เราจะได้

$$\begin{aligned}
 E_y^{n+1}(i, j, k) &= C_a(m)E_y^n(i, j, k) \\
 &+ C_{bz}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j, k-1) \end{bmatrix} \\
 &- C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_z^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_z^{n+1/2}(i-1, j, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-14}$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_z ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i, j, k+1/2) &= C_a(m)E_z^n(i, j, k+1/2) \\
 &+ C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ -H_y^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1/2) \end{bmatrix} \\
 &- C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j-1/2, k+1/2) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-15}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย เราจะได้

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i, j, k) &= C_a(m)E_z^n(i, j, k) \\
 &+ C_{bx}(m) \begin{bmatrix} H_y^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_y^{n+1/2}(i-1, j, k) \end{bmatrix} \\
 &- C_{by}(m) \begin{bmatrix} H_x^{n+1/2}(i, j, k) \\ -H_x^{n+1/2}(i, j, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-16}$$

ก.2.3 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามแม่เหล็ก

จากสมการต่อไปนี้เป็นค่าคงที่ที่เรานำมาคูณกับสมการปรับเวลาของสนามไฟฟ้าตามวิธี FDTD สำหรับวัสดุที่มีค่าคงที่ไดอิเล็กตริกและค่าความนำ โดยใช้ m เป็นดัชนีแทนวัสดุและกำหนด $\mu(m) = \mu_r \mu_0$

$$D_a(m) = \left(1 - \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-17})$$

$$D_{bx}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\mu(m)\Delta x}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-18})$$

$$D_{by}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\mu(m)\Delta y}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-19})$$

$$D_{bz}(m) = \left(\frac{\Delta t}{\mu(m)\Delta z}\right) / \left(1 + \frac{\sigma(m)\Delta t}{2\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-20})$$

ก.2.4 สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าสนามแม่เหล็กกับวิธี FDTD

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_x ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
 H_x^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) &= D_a(m)H_x^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\
 &+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i, j+1/2, k+1) \\ -E_y^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix} \\
 &- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i, j+1, k+1/2) \\ -E_z^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-21}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ต่างๆ เราจะได้

$$\begin{aligned}
 H_x^{n+1/2}(i, j, k) &= D_a(m)H_x^{n-1/2}(i, j, k) \\
 &+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i, j, k+1) \\ -E_y^n(i, j, k) \end{bmatrix} \\
 &- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i, j+1, k) \\ -E_z^n(i, j, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-22}$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_y ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
 H_y^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) &= D_a(m)H_y^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\
 &+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i+1, j, k+1/2) \\ -E_z^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix} \\
 &- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i+1/2, j, k+1) \\ -E_x^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-23}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย เราจะได้

$$\begin{aligned}
 H_y^{n+1/2}(i, j, k) &= D_a(m)H_y^{n-1/2}(i, j, k) \\
 &+ D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_z^n(i+1, j, k) \\ -E_z^n(i, j, k) \end{bmatrix} \\
 &- D_{bz}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i, j, k+1) \\ -E_x^n(i, j, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-24}$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_z ในพิกัดจริง (เพิ่มขึ้นครึ่งหนึ่งของระยะทาง)

$$\begin{aligned}
 H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) &= D_a(m)H_z^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\
 &+ D_{by}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i+1/2, j+1, k) \\ -E_x^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix} \\
 &- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i+1, j+1/2, k) \\ -E_y^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-25}$$

โดยการเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อการเขียนโปรแกรมกับสนามอ้างอิงที่มุมของเซลล์ตาข่าย เราจะได้

$$\begin{aligned}
 H_z^{n+1/2}(i, j, k) &= D_a(m)H_z^{n-1/2}(i, j, k) \\
 &+ D_{by}(m) \begin{bmatrix} E_x^n(i, j+1, k) \\ -E_x^n(i, j, k) \end{bmatrix} \\
 &- D_{bx}(m) \begin{bmatrix} E_y^n(i+1, j, k) \\ -E_y^n(i, j, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-26}$$

ก.3 สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าของสนาม PML

ในหัวข้อนี้จะกำหนดสมการ FDTD PML และค่าคงที่

ก.3.1 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามไฟฟ้าในตัวกลาง PML

สมการดังต่อไปนี้เป็นค่าคงที่ที่ใช้กับสมการการวนรอบเพื่อปรับค่าของสนามไฟฟ้าของวิธี FDTD ในขอบเขต PML

$$C_{ax}(lay, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_x(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-27})$$

$$C_{bx}(lay, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_x(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right)}{\sigma_x(lay)\Delta x} \quad (\text{ก-28})$$

$$C_{ay}(lay, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_y(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-29})$$

$$C_{by}(lay, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_y(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right)}{\sigma_y(lay)\Delta y} \quad (\text{ก-30})$$

$$C_{az}(lay, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_z(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right) \quad (\text{ก-31})$$

$$C_{bz}(lay, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_z(lay)\Delta t}{\varepsilon(m)}\right)}{\sigma_z(lay)\Delta z} \quad (\text{ก-32})$$

ที่ lay คือลำดับชั้นภายในขอบเขต PML และ m คือเอกลักษณะของวัสดุ

ก.3.2 สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าสนามไฟฟ้าใน PML

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_{xy} ในพิกัดจริง

$$E_{xy}^{n+1}(i+1/2, j, k) = C_{ay}(lay, m)E_{xy}^n(i+1/2, j, k) + C_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ + H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ - H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k) \\ - H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j-1/2, k) \end{bmatrix} \quad (ก-33)$$

เปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ต่างๆจะได้

$$E_{xy}^{n+1}(i, j, k) = C_{ay}(lay, m)E_{xy}^n(i, j, k) + C_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ + H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ - H_{zx}^{n+1/2}(i, j-1, k) \\ - H_{zy}^{n+1/2}(i, j-1, k) \end{bmatrix} \quad (ก-34)$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_{xz} ในพิกัดจริง

$$E_{xz}^{n+1}(i+1/2, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{xz}^n(i+1/2, j, k) - C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ + H_{yz}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ - H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) \\ - H_{yz}^{n+1/2}(i+1/2, j, k-1/2) \end{bmatrix} \quad (ก-35)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$E_{xz}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{xz}^n(i, j, k) - C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ + H_{yz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ - H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k - 1) \\ - H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k - 1) \end{bmatrix} \quad (ก-36)$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_{yz} ในพิกัดจริง

$$E_{yz}^{n+1}(i, j + 1/2, k) = C_{az}(lay, m)E_{yz}^n(i, j + 1/2, k) + C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) \\ + H_{xz}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) \\ - H_{xy}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k - 1/2) \\ - H_{xz}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k - 1/2) \end{bmatrix} \quad (ก-37)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$E_{yz}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{yz}^n(i, j, k) + C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ + H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ - H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k - 1) \\ - H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k - 1) \end{bmatrix} \quad (ก-38)$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_{yx} ในพิกัดจริง

$$E_{yx}^{n+1}(i, j+1/2, k) = C_{az}(lay, m)E_{yx}^n(i, j+1/2, k) - C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ + H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\ - H_{zx}^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k) \\ - H_{xz}^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-39})$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$E_{yx}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{yx}^n(i, j, k) - C_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{zx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ + H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ - H_{zx}^{n+1/2}(i-1, j, k) \\ - H_{xz}^{n+1/2}(i-1, j, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-40})$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_{zx} ในพิกัดจริง

$$E_{zx}^{n+1}(i, j, k+1/2) = C_{az}(lay, m)E_{zx}^n(i, j, k+1/2) + C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ + H_{yz}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\ - H_{yx}^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1/2) \\ - H_{yz}^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1/2) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-41})$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$E_{zx}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{zx}^n(i, j, k) + C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k) \\ + H_{yz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ - H_{yx}^{n+1/2}(i-1, j, k) \\ - H_{yz}^{n+1/2}(i-1, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-42)$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า E_{zy} ในพิกัดจริง

$$E_{zy}^{n+1}(i, j, k + 1/2) = C_{az}(lay, m)E_{zy}^n(i, j, k + 1/2) - C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) \\ + H_{xz}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) \\ - H_{xy}^{n+1/2}(i, j - 1/2, k + 1/2) \\ - H_{xz}^{n+1/2}(i, j - 1/2, k + 1/2) \end{bmatrix} \quad (ก-43)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$E_{zy}^{n+1}(i, j, k) = C_{az}(lay, m)E_{zy}^n(i, j, k) - C_{bx}(lay, m) \times \begin{bmatrix} H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k) \\ + H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k) \\ - H_{xy}^{n+1/2}(i, j - 1, k) \\ - H_{xz}^{n+1/2}(i, j - 1, k) \end{bmatrix} \quad (ก-44)$$

ก.3.3 ตัวคูณค่าคงที่กับสนามแม่เหล็กในตัวกลาง PML

$$D_{ax}(lay + 1/2, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_x^*(lay + 1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-45})$$

$$D_{bx}(lay + 1/2, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_x^*(lay + 1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right)}{\sigma_x^*(lay + 1/2)\Delta x} \quad (\text{ก-46})$$

$$D_{ay}(lay + 1/2, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_y^*(lay + 1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-47})$$

$$D_{by}(lay + 1/2, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_y^*(lay + 1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right)}{\sigma_y^*(lay + 1/2)\Delta y} \quad (\text{ก-48})$$

$$D_{az}(lay + 1/2, m) = \exp\left(-\frac{\sigma_z^*(lay + 1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right) \quad (\text{ก-49})$$

$$D_{bz}(lay + 1/2, m) = \frac{1 - \exp\left(-\frac{\sigma_z^*(lay + 1/2)\Delta t}{\mu(m)}\right)}{\sigma_z^*(lay + 1/2)\Delta z} \quad (\text{ก-50})$$

ที่ lay คือลำดับชั้นภายในขอบเขต PML และ m คือเอกลักษณ์ของวัสดุ ในสมการการวนรอบเพื่อปรับค่าของสนามแม่เหล็ก ซึ่งค่าความนำแม่เหล็กจะถูกตั้งค่าต่างจากค่าความนำของสนามไฟฟ้าทุก $1/2 \Delta t$

ก.3.4 สมการการวนรอบเพื่อปรับค่าสนามแม่เหล็กใน PML

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_{xy} ในพิกัดจริง

$$H_{xy}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) = D_{ay}(lay, m)H_{xy}^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) - D_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i, j+1, k+1/2) \\ + E_{zy}^n(i, j+1, k+1/2) \\ - E_{zx}^n(i, j, k+1/2) \\ - E_{zy}^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-51})$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$H_{xy}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{ay}(lay, m)H_{xy}^{n-1/2}(i, j, k) - D_{by}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i, j+1, k) \\ + E_{zy}^n(i, j+1, k) \\ - E_{zx}^n(i, j, k) \\ - E_{zy}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-52})$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_{xz} ในพิกัดจริง

$$H_{xz}^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) = D_{az}(lay, m)H_{xz}^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i, j+1/2, k+1) \\ + E_{yz}^n(i, j+1/2, k+1) \\ - E_{yx}^n(i, j+1/2, k) \\ - E_{yz}^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix} \quad (\text{ก-53})$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$H_{xz}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{az}(lay, m)H_{xz}^{n-1/2}(i, j, k) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i, j, k+1) \\ + E_{yz}^n(i, j, k+1) \\ - E_{yx}^n(i, j, k) \\ - E_{yz}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-54)$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_{yz} ในพิกัดจริง

$$H_{yz}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) = D_{az}(lay, m)H_{yz}^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i+1/2, j, k+1) \\ + E_{xz}^n(i+1/2, j, k+1) \\ - E_{xy}^n(i+1/2, j, k) \\ - E_{xz}^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-55)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$H_{yz}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{az}(lay, m)H_{yz}^{n-1/2}(i, j, k) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i, j, k+1) + E_{xz}^n(i, j, k+1) \\ - E_{xy}^n(i, j, k) - E_{xz}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-56)$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_{yx} ในพิกัดจริง

$$\begin{aligned}
 H_{yx}^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) &= D_{az}(lay, m)H_{yx}^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) \\
 &+ D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i+1, j, k+1/2) \\ + E_{zy}^n(i+1, j, k+1/2) \\ - E_{zx}^n(i, j, k+1/2) \\ - E_{zy}^n(i, j, k+1/2) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-57}$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ตาข่าย
จะได้

$$\begin{aligned}
 H_{yx}^{n+1/2}(i, j, k) &= D_{az}(lay, m)H_{yx}^{n-1/2}(i, j, k) \\
 &+ D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{zx}^n(i+1, j, k) \\ + E_{zy}^n(i+1, j, k) \\ - E_{zx}^n(i, j, k) \\ - E_{zy}^n(i, j, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-58}$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_{zx} ในพิกัดจริง

$$\begin{aligned}
 H_{zx}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) &= D_{az}(lay, m)H_{zx}^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) \\
 &- D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i+1, j+1/2, k) \\ + E_{yz}^n(i+1, j+1/2, k) \\ - E_{yx}^n(i, j+1/2, k) \\ - E_{yz}^n(i, j+1/2, k) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{ก-59}$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ต่างๆ
จะได้

$$H_{zx}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{az}(lay, m)H_{yx}^{n-1/2}(i, j, k) - D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{yx}^n(i+1, j, k) \\ + E_{yz}^n(i+1, j, k) \\ - E_{yx}^n(i, j, k) \\ - E_{yz}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-60)$$

สมการการวนรอบเพื่อปรับค่า H_{zy} ในพิกัดจริง

$$H_{zy}^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) = D_{az}(lay, m)H_{zy}^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) + D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i+1/2, j+1, k) \\ + E_{xz}^n(i+1/2, j+1, k) \\ - E_{xy}^n(i+1/2, j, k) \\ - E_{xz}^n(i+1/2, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-61)$$

และเปลี่ยนระบบพิกัดเพื่อนำไปเขียน โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่ออ้างอิงสนามที่มุมของเซลล์ต่างๆ
จะได้

$$H_{zy}^{n+1/2}(i, j, k) = D_{az}(lay, m)H_{zy}^{n-1/2}(i, j, k) + D_{bz}(lay, m) \times \begin{bmatrix} E_{xy}^n(i, j+1, k) \\ + E_{xz}^n(i, j+1, k) \\ - E_{xy}^n(i, j, k) \\ - E_{xz}^n(i, j, k) \end{bmatrix} \quad (ก-62)$$

ภาคผนวก ข

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

บทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่ในขณะศึกษา

Wongsan, S., and Kongmuang U. (2006) Dual-frequency Rectangular Microstrip Antenna with Asymmetric T-shaped Slit Loads. **ECTI International Conference**. :861-864.

ประวัติผู้เขียน

นางอุษา คงเมือง เกิดเมื่อวันที่ 5 มีนาคม พ.ศ. 2514 เกิดที่อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา ปัจจุบันอาศัยอยู่ บ้านเลขที่ 196 หมู่ที่ 2 ตำบลจอหอ อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษา ระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมเทคโนโลยี (วศบ.) สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์-ไฟฟ้าสื่อสาร จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล (วิทยาเขตเทเวศร์) กรุงเทพมหานคร เมื่อปี พ.ศ. 2536 เริ่มรับราชการครู เมื่อปีพ.ศ. 2536 ที่สถาบันวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตภาคตะวันออกเฉียงเหนือจังหวัดนครราชสีมา ขณะกำลังศึกษาระดับปริญญาโทได้รับเงินอุดหนุนจากกองทุนวิจัยและพัฒนาเพื่อทำวิทยานิพนธ์ ระดับบัณฑิตศึกษา ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2549 จากสถาบันวิจัยและพัฒนา มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำแผนกวิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล อีสาน จังหวัดนครราชสีมา