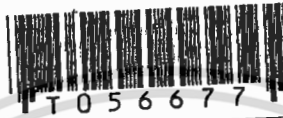


การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นโดยเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

ANALYSIS OF APERTURE-COUPLED MICROSTRIP PATCH ANTENNA



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

๘๗.

บัณฑิตวิทยาลัย

๓ 332 ก

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

2548

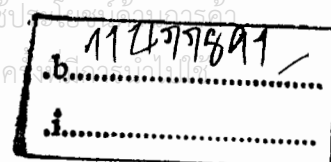
พ.ศ. 2548

เลขหมู่.....
56677/

ISBN 974-15-1384-4

เลขทะเบียน.....

วัน,เดือน,ปี 14 ก.ค. 2548



ANALYSIS OF APERTURE-COUPLED MICROSTRIP PATCH ANTENNA



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2005
ISBN 974-15-1384-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นโดยเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

นักศึกษา

นาย ถาวร สมส่งกุล

รหัสนักศึกษา

45061103

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมสารสนเทศ

พ.ศ.

2548

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร. กนก เจริญพงศ์เวช

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ข้อดีของสายอากาศชนิดนี้คือ มีค่าแบนด์วิดท์มากกว่าสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปพื้นฐาน และในการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD) ซึ่งเป็นวิธีเชิงตัวเลขที่ใช้ในการวิเคราะห์การแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายอากาศ โครงสร้างของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะเริ่มจากโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปเดี่ยวแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีรูปแบบพื้นฐาน แล้วจึงทำการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศ (patch) เพื่อทำเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ โดยที่แต่ละองค์ประกอบมีขนาดเท่ากัน ต่อมาจึงทำการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศเป็น 3 องค์ประกอบ โดยที่แต่ละองค์ประกอบจะมีขนาดเท่ากัน จากคุณลักษณะของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์จะแสดงให้เห็นว่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบจะมีค่ามากที่สุด โดยที่อัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีรูปแบบพื้นฐานจะมีค่าน้อยที่สุด

Thesis Title	Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna
Student	Mr. Taworn Somsongkul
Student ID.	45061103
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kanok Janjitrapongvej

ABSTRACT

This thesis presents analysis and design of aperture-coupled microstrip antenna. The advantage of the proposed antenna has wider bandwidth than microstrip patch antenna. In order to classify the response of electromagnetic field radiation of antenna. Hence the numerical method known as Finite Difference Time Domain (FDTD) is employed. Herein, the propose procedure consists of the following three steps. Step1: a formal analysis of an aperture-coupled single microstrip antenna is carried out. Step2: an aperture coupled with double equal size of microstrip antennas are introduced. Step3: an aperture coupled with three equal size of microstrip antennas are introduced. The performance of the proposed microstrip patch antenna is shown by computer simulations. It is shown that the proposed antenna with equal three patches dimension have higher gain than does the conventional aperture-coupled microstrip antenna.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช ที่ให้ความช่วยเหลือและถ่ายทอดความรู้ประสบการณ์ต่าง ๆ แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ผศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่ให้ความดูแล ชี้แนะแนวทางต่าง ๆ รวมทั้งเป็นที่ปรึกษาและคอยตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ให้แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ อาจารย์ทุก ๆ ท่านในภาควิชาสารสนเทศ ที่ให้คำแนะนำและดูแลข้าพเจ้า ตลอดมา

ขอขอบคุณ คุณไพฑูรย์ รักเหลือ ที่ให้คำแนะนำ เป็นที่ปรึกษาเมื่อเจอปัญหาต่างๆ คอยดูแลและเตือนสติข้าพเจ้าเสมอมา

ขอขอบคุณ พี่ ๆ ทุกคนในห้อง FDTD LAB ที่คอยชี้แนะและคอยช่วยเหลือเสมือนข้าพเจ้า เป็นน้องแท้ ๆ จนทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนสำเร็จ

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทำวิจัย ฉบับนี้จนสำเร็จลุล่วง

ขอขอบคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้า ที่คอยเป็นกำลังใจ ให้ความรักและเข้าใจแก่ข้าพเจ้าเสมอมา

คุณประโยชน์ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดา มารดา และครอบครัว ซึ่งเป็นที่รักยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้และคอยชี้แนะแนวทางต่าง ๆ แก่ข้าพเจ้า

ถาวร สมสงกุล

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	IX
สัญลักษณ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา	2
1.4 ขั้นตอนในการศึกษา	3
บทที่ 2 สายอากาศไมโครสตริป	5
2.1 บทนำ	5
2.2 โครงสร้างและคุณลักษณะทั่วไปของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป	5
2.3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	8
2.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	12
2.4.1 ประวัติและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป แบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	12
2.4.2 วงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	16
บทที่ 3 วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา	20
3.1 บทนำ	20
3.2 วิธีการผลต่างสืบเนื่อง	20
3.2.1 รูปแบบของผลต่างสืบเนื่อง	21
3.2.2 ความถูกต้องและเสถียรภาพของผลการแก้สมการแบบผลต่างสืบเนื่อง	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 วิธีผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา	24
3.3.1 โครงสร้างของยี่อัลกอริทึม	24
3.2.2 สมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลา ...	26
3.3.3 เสถียรภาพกับผลต่างสลับเนื่องเชิงเวลาในสมการคลื่น	29
3.3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน	33
3.3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน	33
3.3.6 การใช้วิธี FDTD ในการวิเคราะห์สายอากาศ	37
3.3.6.1 พารามิเตอร์การกระจาย	37
3.3.6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	38
3.3.6.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล	39
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์	43
4.1 บทนำ	43
4.2 หลักการออกแบบสายอากาศ	43
4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	44
4.3.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่ความถี่ 10 GHz	46
4.3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่ความถี่ 8 GHz	57
4.3.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่ความถี่ 12 GHz	60
4.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	63
4.4.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	64
4.4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz	73
4.5 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	76
4.5.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 10 GHz	78
4.5.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 8 GHz	84
4.5.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz	87
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	91
5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์	91
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา	95
เอกสารอ้างอิง	96
ภาคผนวก	99
ภาคผนวก ก บททศวรรษวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	100
ประวัติผู้เขียน	106

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

4.1 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริป แบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดเมื่อความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ มีค่าคงที่ $T = 0.7$ มิลลิเมตร	46
4.2 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของแผ่นสายอากาศ (A) กับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	49
4.3 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) กับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ	50
4.4 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz เมื่อ $T = 0.7$ มิลลิเมตร	54
4.5 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 Hz	56
4.6 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 8 GHz	57
4.7 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 8 GHz	59
4.8 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz	60
4.9 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz	62
4.10 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	67
4.11 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	70
4.12 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	71
4.13 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	73
4.14 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	74
4.15 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	76

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
4.16 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 10 GHz	80
4.17 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 10 GHz	83
4.18 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 8 GHz	84
4.19 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 8 GHz	86
4.20 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz	87
4.21 คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz	89
5.1 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	92
5.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	92
5.3 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	93
5.4 แสดงสมการที่ช่วยในการออกแบบและแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศ ไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบ ที่ความถี่ 10 GHz	94

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป	5
2.2 แผ่นสายอากาศรูปแบบต่างๆ	6
2.3 การแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป	7
2.4 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	8
2.5 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	9
2.6 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	9
2.7 ขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	11
2.8 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	13
2.9 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	14
2.10 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	16
2.11 วงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	17
2.12 วงจรสมมูลของแผ่นสายอากาศที่ถูกเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	17
3.1 แสดงการประมาณค่าของ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างสี่เหลี่ยมไปข้างหน้า ข้างหลัง และตรงกลาง	21
3.2 แสดงความผิดพลาดในฟังก์ชันเนื่องจากขนาดของกริดเซลล์	23
3.3 หนึ่งหน่วยของยิลเซลล์	25
3.4 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยิลลอร์ทิม	25
3.5(a) แสดง 1/8 ของหนึ่งหน่วย	29
3.5(b) แสดงสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในระนาบเดียวกัน	29
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล	39
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล	40
4.1 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ..	44
4.2 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz	47
4.3 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz ..	48
4.4 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความยาวของแผ่นสายอากาศ (A)	49
4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของแผ่นสายอากาศ (A) กับความถี่เรโซแนนซ์	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B)	51
4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของแผ่นสายอากาศ(B) กับความถี่เรโซแนนซ์	51
4.8 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_a) ที่ขึ้นอยู่กับ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 1 องค์ประกอบ	52
4.9 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_a) ที่ขึ้นอยู่กับ ความกว้างของช่องเปิด (W_a) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 1 องค์ประกอบ	52
4.10 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 10 GHz ...	54
4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 10 GHz	54
4.12 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 10 GHz	55
4.13 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด ที่ 10 GHz	55
4.14 ภาพ 3 มิติของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริป แบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 10 GHz	56
4.15 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 8 GHz	58
4.16 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 8 GHz	58
4.17 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 8 GHz	58
4.18 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด ที่ 8 GHz	59
4.19 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 12 GHz ...	60
4.20 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 12 GHz	61
4.21 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 12 GHz	61
4.22 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด ที่ 12 GHz	62

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.23 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	63
4.24 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ 10 GHz	64
4.25 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_g') ที่ขึ้นอยู่กับ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B') ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	65
4.26 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ (S') ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	66
4.27 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	67
4.28 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	68
4.29 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	68
4.30 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	69
4.31 ภาพ 3 มิติของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริป แบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	69
4.32 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	71
4.33 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	71
4.34 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.35 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	72
4.36 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	74
4.37 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	74
4.38 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	75
4.39 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	75
4.40 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่างๆของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	77
4.41 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ 10 GHz	78
4.42 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_g) ที่ขึ้นอยู่กับ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) และระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ (S) ของ สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	79
4.43 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ (S) ที่ขึ้นอยู่กับ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	79
4.44 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	81
4.45 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	81
4.46 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.47 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	82
4.48 ภาพ 3 มิติของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริป แบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz	83
4.49 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	85
4.50 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	85
4.51 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	85
4.52 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz	86
4.53 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	88
4.54 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	88
4.55 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	88
4.56 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz	89

รายการสัญลักษณ์

A	ความยาวของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
A'	ความยาวของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
A''	ความยาวของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
B	ความกว้างของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
B'	ความกว้างของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
B''	ความกว้างของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
C	ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหน่วยความยาว	[F/m]
c	ความเร็วของแสงในอากาศ	[m/s]
$\bar{E}$	เวกเตอร์สนามไฟฟ้า	[V/m]
f	ความถี่เรโซแนนซ์	[Hz]
H	ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
H'	ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
H''	ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
$\bar{H}$	เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก	[A/m]
h	ความหนาของวัสดุฐานรอง	[มิลลิเมตร]
$\bar{J}_s$	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้าบนพื้นผิวปิด S'	[A/m ²]
L_a	ความยาวของช่องเปิดของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
L_a'	ความยาวของช่องเปิดของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

L_a	ความยาวของช่องเปิดของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
L_s	ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
L_s'	ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
L_s''	ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length) ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
L	ค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว	[H/m]
l	ความยาวของแผ่นสายอากาศ	[มิลลิเมตร]
$\vec{M}_s$	เวกเตอร์ความหนาแน่นกระแสแม่เหล็กบนพื้นผิวปิด S'	[V/m ²]
r	ระยะไกลจริง	
r'	ระยะจากแหล่งกำเนิดถึงจุดสนามระยะใกล้	
S'	ระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
S''	ระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
S'	พื้นที่ผิวปิด	[m ²]
T	ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
T'	ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
T''	ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
T	ความกว้างของพัลส์	[วินาที]
t	เวลา	[วินาที]
t_0	เวลาถึงกลางพัลส์	[วินาที]
$V_{inc}(t)$	แรงดันที่ส่งเข้าไปในโครงสร้าง	[V]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

$V_{i\ ref}(t)$	แรงดันที่สะท้อนกลับ	[V]
$V_{i\ trans}(t)$	แรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น	[V]
v_p	ความเร็วเฟส	[m/s]
w	ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป	[มิลลิเมตร]
W_a	ความกว้างของช่องเปิดของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	[มิลลิเมตร]
W_a'	ความกว้างของช่องเปิดของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
W_a''	ความกว้างของช่องเปิดของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ	[มิลลิเมตร]
$\hat{x}$	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x	
$\hat{y}$	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง y	
$\hat{z}$	เวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง z	
Z_c	อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ	[Ω]
ε	สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า	[F/m]
ε_r	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง	
ε_{ra}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ	
ε_{rf}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ	
ε_{eff}	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์	
λ_g	ความยาวคลื่นสัมพัทธ์	[เมตร]
λ_0	ความยาวคลื่นในอากาศ	[เมตร]
Θ_{1d}	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ XY	[degree]
Θ_{2d}	ความกว้างลำคลื่นกำลังในระนาบ XZ	[degree]
G_o	อัตราขยายของสายอากาศ	[dB]
μ	ความซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก	[H/m]
ρ^*	สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบรูณ์	[Ω/m]
σ	สภาพนำไฟฟ้า	[S/m]
ω	angular frequency ($2\pi f$)	[rad/s]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในยุคปัจจุบันการสื่อสารและโทรคมนาคมเป็นสิ่งที่มีความสำคัญ จึงทำให้เกิดการวิจัยและพัฒนาเพื่อเพิ่มขีดความสามารถในการสื่อสารให้สูงขึ้น ตัวอย่างของการสื่อสารดังกล่าวได้แก่ การสื่อสารแบบไร้สาย และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น การสื่อสารในรูปแบบที่กล่าวมานี้ ล้วนต้องใช้สัญญาณในช่วงความถี่ไมโครเวฟ [1]-[2] ทั้งสิ้น และสิ่งที่ทำหน้าทีในการรับและส่งสัญญาณในอากาศก็คือ สายอากาศ เนื่องจากการสื่อสารในย่านไมโครเวฟเป็นการสื่อสารที่อยู่ในย่านความถี่สูงที่มีความยาวคลื่นสั้น จึงทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป [3]-[4] เป็นสายอากาศแบบหนึ่งที่นิยมใช้ เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีหลายประการ เช่น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก และยังสามารถนำมาใช้งานได้อย่างหลากหลายด้วย แนวความคิดเกี่ยวกับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้นมีมาตั้งแต่ปี 1953 [5] โดยได้ถูกสร้างขึ้นมาครั้งแรกในปี 1970 โดย Howell [6] และ Munson [7] และได้มีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็วในช่วงปลายทศวรรษ 1970 ต่อมาในช่วงต้นของทศวรรษ 1980 ได้มีการออกแบบและสร้างแบบจำลองสายอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับชั้น โดยนักวิจัยได้ให้ความสนใจไปที่การปรับปรุงประสิทธิภาพของสายอากาศ เช่น แบนด์วิดท์ (Bandwidth) เพื่อเพิ่มความสามารถให้แก่สายอากาศ สายอากาศไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่มีคุณสมบัติที่ดีเช่น มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก รวมทั้งยังออกแบบและสร้างได้ง่ายอีกด้วย แต่ข้อเสียที่สำคัญอย่างหนึ่งของสายอากาศชนิดนี้คือ สายอากาศชนิดนี้จะมีค่าแบนด์วิดท์ที่แคบ โดยสายอากาศไมโครสตริปแบบพื้นฐานทั่วไปจะมีค่าแบนด์วิดท์เพียง 2% - 5% เพื่อแก้ปัญหานี้ได้มีการคิดค้นวิธีมากมาย โดยหนึ่งในสายอากาศเหล่านั้นคือสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด (Aperture Coupled Microstrip Antenna) ซึ่งสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดแบบพื้นฐานจะให้ค่าของแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นเป็น 10% - 15% [8]-[9] และยังสามารถที่จะเพิ่มขึ้นเป็น 30% - 50% เมื่อมีลักษณะเป็นแผ่นสายอากาศวางซ้อนกันหลาย ๆ ชั้น (Stacked Patch) [10]-[12] ด้วยคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดทำให้สายอากาศชนิดนี้ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายจนทำให้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด และทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศโดยเทียบกับค่าความยาวคลื่นสัมพัทธ์ เพื่อช่วยในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีความถี่เรโซแนนซ์

(Resonance Frequency) ตามที่ต้องการ โดยที่ในส่วนของการวิเคราะห์ผลตอบสนองทางแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้นั้นจะใช้วิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) ในการคำนวณและวิเคราะห์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด และทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศโดยเทียบกับค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ และเนื่องจากในการใช้งานทั่วไปนั้นสายอากาศไมโครสตริปลแบบองค์ประกอบเดี่ยวอาจจะเพียงพอต่อการใช้งาน แต่ในกรณีของสายอากาศในระบบไมโครเวฟนั้น บางครั้งจะต้องมีคุณสมบัติมากขึ้นไปอีก เช่น ต้องการอัตราขยายที่สูงขึ้น หรือความสามารถในการจัดทิศทางลำคลื่น (Beam Steering) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้สายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวไม้อาจจะทำได้หรือทำได้ไม่ดีพอ ต้องเป็นสายอากาศแบบแถวลำดับ (Array) เท่านั้น [13]-[14] ดังนั้นหากทำการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของสายอากาศแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดให้มีลักษณะเป็นแบบแถวลำดับแล้วก็น่าจะให้ค่าอัตราขยาย และความสามารถในการจัดทิศทางลำคลื่นที่ดีกว่าสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดองค์ประกอบเดี่ยวเช่นกัน งานวิจัยนี้จึงได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดโดยหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศเทียบกับค่าความยาวคลื่นสัมพันธ์ หลังจากนั้นจึงได้ทำการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีอัตราขยายเพิ่มขึ้น ในส่วนของการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้นจะใช้วิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสลับเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) ในการคำนวณและวิเคราะห์ ซึ่งหลักการของวิธี FDTD นี้จะทำการเปลี่ยนสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ให้อยู่ในรูปของสมการไฟไนท์-ดิฟเฟอเรนซ์ (Finite Differential Equation) แล้วทำการคำนวณในโดเมนเวลา และทำการคำนวณค่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าโดยใช้แบบแผนขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก (leap-frog) ซึ่งจะเป็นการคำนวณสลับระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก โดยทำการออกแบบให้สายอากาศมีอัตราขยายที่เพิ่มขึ้น

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด โดยโครงสร้างของสายอากาศที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้จะเริ่มจากการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปลเดี่ยวแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีรูปแบบพื้นฐาน จากนั้นจึงทำการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศ (patch) ที่อยู่บนวัสดุฐานรองเพื่อทำเป็นสายอากาศไมโคร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รศตริบบนแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ และสุดท้ายทำการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศบนวัสดุฐานรองเพื่อทำเป็นสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ โดยสายอากาศทั้งหมดที่กล่าวนี้จะเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ การศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยแบบจำลองทางโครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎีจะใช้วิธีการจำลองสถานการณ์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ไม่มีการทดลองสร้างอุปกรณ์จริง และจะใช้วิธี FDTD ในการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะสำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ และนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับวิธี MoM เพื่อพิสูจน์ว่าค่าที่วิเคราะห์ได้มีความถูกต้องสามารถเชื่อถือได้ ในการวิเคราะห์นั้นจะทำการวิเคราะห์วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ คือ S_{11} , พารามิเตอร์ (Return Loss) หรือเรียกว่าค่าการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับทางแรงดัน อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio) การแพร่กระจายคลื่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าของสายอากาศ และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far Field Radiation Pattern) จากนั้นจึงทำการหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ (Half-Power Beamwidth : HPBW) ของสายอากาศ เพื่อนำมาใช้ในการหาค่าของอัตราขยาย (Gain) ของสายอากาศ แล้วจึงทำการเปรียบเทียบค่า HPBW และอัตราขยายของสายอากาศแต่ละรูปแบบเพื่อวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้น

1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการแบ่งเนื้อหาออกเป็นส่วน ๆ โดยได้แบ่งออกเป็นทั้งหมด 5 บท ซึ่งประกอบด้วย

บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความเป็นมาและข้อดีของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด รวมทั้งวัตถุประสงค์และขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริบ ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ และโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

บทที่ 3 กล่าวถึงวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method) ซึ่งประกอบด้วยสมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข (Numerical Stability) การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) รวมทั้งค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ประกอบด้วย พารามิเตอร์การกระจาย (S parameter) อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

บทที่ 4 เป็นการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศ โดยจะเริ่มจากสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีรูปแบบพื้นฐาน จากนั้นจึงทำการออกแบบเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศเพื่อทำเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบและ 3 องค์ประกอบ ตามลำดับ

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปผลการวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะแนวทางในการศึกษาและการพัฒนางานวิจัยต่อไป



บทที่ 2

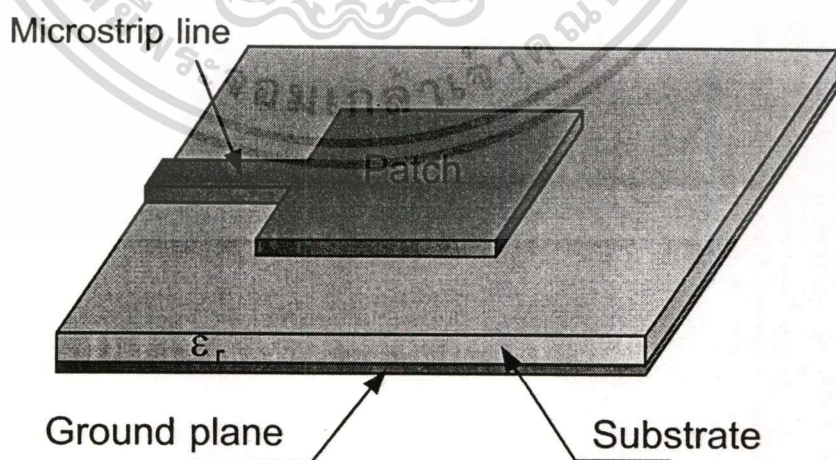
สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

2.1 บทนำ

สายอากาศไมโครสตริปเหมาะกับการใช้งานเฉพาะอย่างหลายประเภท เช่น ในระบบสื่อสารดาวเทียม เนื่องจากลักษณะโครงสร้างของสายอากาศมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และราคาถูก โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปพื้นฐาน ประกอบด้วย วัสดุฐานรอง (Substrate) สายส่งสัญญาณ (Transmission Line) ระนาบสร้างเงา (Ground Plane) และ ส่วนของแผ่นสายอากาศ (Patch) สายอากาศไมโครสตริปสามารถออกแบบได้หลายรูปแบบ โดยที่แต่ละรูปแบบก็มีข้อดีข้อเสียต่างกัน สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ซึ่งสายอากาศชนิดนี้จะมีข้อดีคือ มีค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth) และอัตราขยาย(gain) ของสายอากาศมากกว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบพื้นฐานทั่วไป

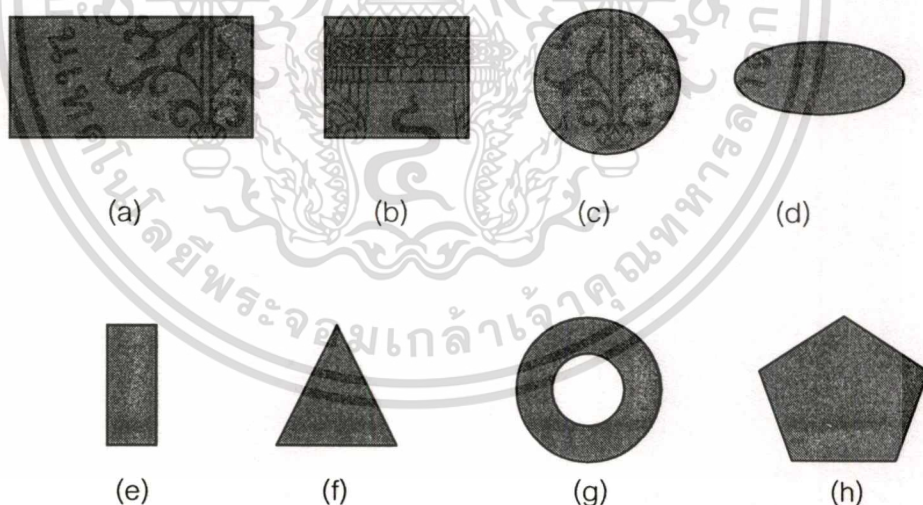
ในบทที่ 2 นี้จะกล่าวถึงโครงสร้างและคุณลักษณะทั่วไปของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป จากนั้นจึงกล่าวถึงรูปแบบและวิธีในการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) [15] และสุดท้ายจะกล่าวถึงโครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด (Aperture-Coupled microstrip antenna)

2.2 โครงสร้างและคุณลักษณะทั่วไปของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปประกอบด้วยแผ่นตัวนำสองแผ่นที่ขนานกัน ส่วนตรงกลางระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองเป็นวัสดุฐานรอง (Substrate) ส่วนของแผ่นตัวนำด้านหนึ่งจะเป็นระนาบสร้างเงา (Ground Plane) ส่วนอีกด้านหนึ่งจะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่น หรือเรียกว่าแผ่นสายอากาศ (Patch) ซึ่งจะมีความบางมาก ($t \ll \lambda_0$ เมื่อ λ_0 คือความยาวคลื่นในอากาศ) โดยที่ส่วนของแผ่นสายอากาศจะวางอยู่บนส่วนของวัสดุฐานรองที่มีความหนา $h \ll \lambda_0$ (โดยทั่วไปจะอยู่ในช่วง $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$) สำหรับวัสดุฐานรองที่นำมาใช้สร้างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปมีด้วยกันหลายชนิด แต่โดยทั่วไปแล้วค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant) ของวัสดุฐานรองจะอยู่ในช่วง $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ทั้งค่าคงตัวไดอิเล็กตริกและความหนาของวัสดุฐานรองจะมีผลต่อคุณสมบัติของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป โดยถ้าใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนามากและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำ ๆ จะทำให้ได้สายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้างมากขึ้น แต่ข้อเสียก็คือทำให้ได้สายอากาศที่มีขนาดใหญ่ขึ้น [16] ส่วนวัสดุฐานรองที่บางและค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงจะมีขอบเขตสนามที่แน่นอนและเป็นการช่วยลดการแผ่กระจายคลื่นหรือการเชื่อมต่อ (Coupling) ที่ไม่ต้องการให้น้อยลง แต่มีข้อเสียในแง่ของแบนด์วิดท์จะมีค่าลดลง ดังนั้นในการออกแบบจะต้องคำนึงถึงประเภทของการใช้งานเพื่อให้เกิดความเหมาะสมทั้งในด้านประสิทธิภาพและในการออกแบบ

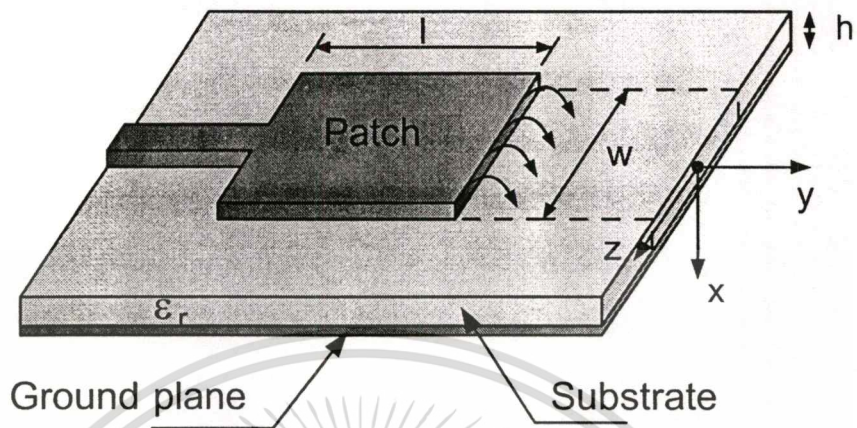


รูปที่ 2.2 แผ่นสายอากาศรูปแบบต่าง ๆ (a) สี่เหลี่ยมจัตุรัส (b) สี่เหลี่ยมผืนผ้า (c) วงกลม (d) วงรี (e) ใดโพล (f) สามเหลี่ยม (g) วงแหวน (h) ห้าเหลี่ยม

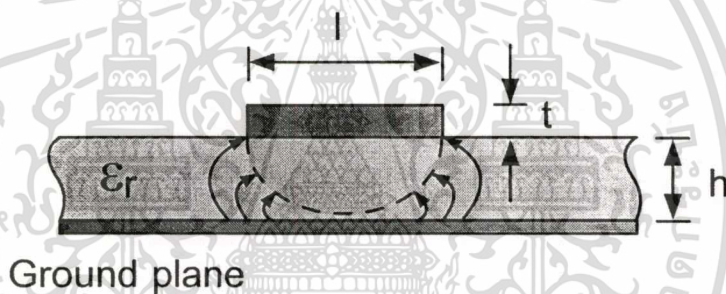
สำหรับส่วนที่แผ่กระจายคลื่นหรือแผ่นสายอากาศนั้นอาจจะมีรูปแบบเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า วงกลม วงรี หรือรูปร่างอื่น ๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยแบบที่นิยมใช้กันมากก็คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า วงกลม และไดโพล เนื่องจากง่ายต่อการวิเคราะห์และการสร้างอีกทั้งยังมีการกระจายคลื่นแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-polarization) ต่ำ



(a) การแพร่กระจายคลื่นเกิดจากสนามฟริงกิง



(b) การแผ่กระจายคลื่นในวัสดุฐานรอง

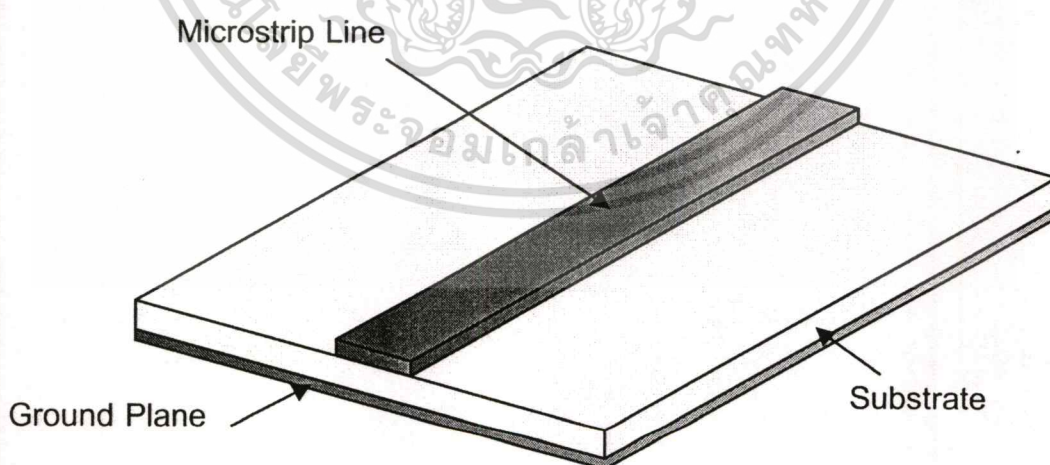
รูปที่ 2.3 การแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

การแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปถูกแสดงดังรูปที่ 2.3(a) โดยการแพร่กระจายคลื่นเกิดจากสนามฟริงกิง (Fringing fields) ที่อยู่ระหว่างขอบของตัวนำของส่วนที่ใช้แผ่กระจายคลื่น [17] และระนาบสร้างเงา โดยสมมติให้ไม่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าตลอดแนวโครงสร้างของสายอากาศ จะได้สนามไฟฟ้าของส่วนที่ใช้แผ่กระจายคลื่นดังแสดงในรูปที่ 2.3(b) สนามจะเปลี่ยนแปลงตามความยาวของแผ่นสายอากาศ (L) ซึ่งจะมีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($\lambda/2$) และเนื่องจากสนามที่จุดปลายเมื่อเทียบจากระนาบสร้างเงาสามารถแยกออกเป็น 2 ส่วนคือส่วนประกอบตั้งฉากและส่วนประกอบสัมผัส โดยในส่วนของระนาบตั้งฉากนั้นจะมีเฟสที่ต่างกันเพราะความยาวของแผ่นสายอากาศซึ่งจะมีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ทำให้สนามไกลในทิศด้านข้างจึงถูกหักล้างหมด ในขณะที่

ส่วนประกอบสัมผัสที่มีเฟสตรงกันจะทำให้มีการรวมกันของสนามขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ที่ผิวหน้าของสายอากาศมีการแผ่กระจายคลื่นสูงสุด

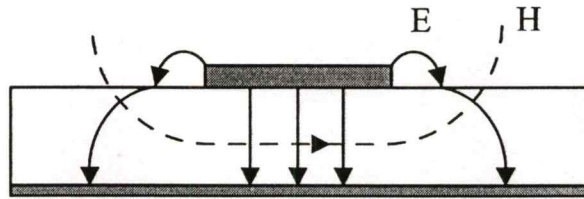
2.3 สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

สายส่งสัญญาณโดยทั่วไปจะมีอยู่ด้วยกัน 4 แบบหลัก ๆ คือ แบบสายคู่ขนาน (two wire line) แบบสายโคแอกเชียล (coaxial line) แบบท่อนำคลื่น (wave guide) และสุดท้ายแบบไมโครสตริป (microstrip line) แต่ละแบบก็จะมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันไปขึ้นอยู่กับลักษณะการนำไปใช้งาน ซึ่งสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นจะนิยมนำมาใช้งานกับความถี่ในย่านไมโครเวฟ เพราะมีข้อดีคือ ง่ายต่อการเชื่อมต่ออีกทั้งยังมีขนาดเล็ก รูปที่ 2.4 แสดงโครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยจะมีแถบโลหะแคบ ๆ ที่ทำหน้าที่เป็นสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปวางอยู่บนวัสดุฐานรอง (substrate) ที่เป็นฉนวน และด้านล่างเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) ซึ่งลักษณะแบบนี้จะเรียกว่าไมโครสตริปเปิด (open microstrip) [18] เมื่อด้านบนของแถบโลหะมีวัสดุอื่นปิดกัน โดยการส่งผ่านคลื่นในสายส่งสัญญาณลักษณะนี้จะเป็นแบบกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) กล่าวคือมันไม่เป็นแบบโหมด TEM (Transverse Electromagnetic Mode) แต่จะมีลักษณะใกล้เคียงกันจนสามารถที่จะทำการอนุมานให้วิเคราะห์การส่งผ่านคลื่นนั้นเป็นแบบ TEM ได้ รูปที่ 2.5 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

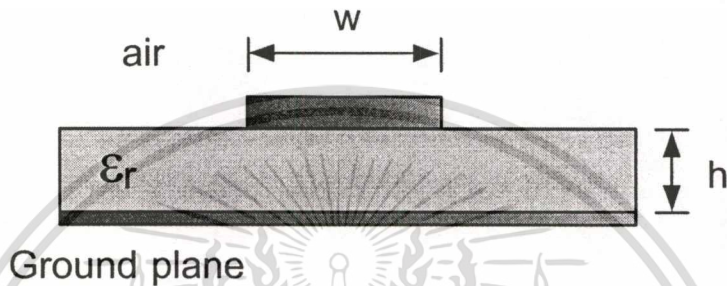


รูปที่ 2.4 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้าในระนาบตามขวางของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป



รูปที่ 2.6 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ในการวิเคราะห์หาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปนั้นทำได้โดยการหาค่าอินดักแตนซ์ (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ (C) ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป แต่อย่างไรก็ตามการที่จะหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปจะมีความยุ่งยากกว่าแบบสายคู่ขนาน หรือ สายโคแอกเซียล เพราะสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่มีผลกระทบจากการมีสารไดอิเล็กตริก ซึ่งวิธีหนึ่งที่จะสามารถหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปได้ง่ายคือ ใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (Effective Dielectric Constant : ϵ_{eff}) ของระบบ ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยระหว่างสารไดอิเล็กตริกและอากาศ โดยการหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้ แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ กล่าวคือ เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นโหมด TEM การส่งผ่านคลื่นของสายส่งสัญญาณนั้นจะทำการวิเคราะห์เป็น 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นสารไดอิเล็กตริก กับส่วนที่เป็นอากาศ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 โดยในส่วนที่เป็นสารไดอิเล็กตริกคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_c) ของสายส่งสัญญาณ จะเขียนให้อยู่ในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (L) และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว (C) ได้ดังต่อไปนี้

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ความเร็วเฟส (phase velocity : v_p) มีค่าดังต่อไปนี้

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ (2.1) และ (2.2) สามารถเขียนได้ใหม่นี้

$$Z_o = v_p L \quad (2.3)$$

ต่อมาจะทำการพิจารณาในส่วนของอากาศ ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านจะเท่ากับความเร็วแสง (c) และค่าคาบไซเคิลต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดักแตนซ์ไม่ถูกกระทบ ถ้าให้ค่าคาบไซเคิลที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_1 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_1 กับความเร็วเฟส (v_p) ในรูปต่อไปนี้

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \quad (2.4)$$

ในขณะเดียวกันค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Z_{o1}) ก็เขียนได้ดังนี้

$$Z_{o1} = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad (2.5)$$

เมื่อนำสมการ (2.4) ทหารด้วยสมการ (2.2) จะได้ดังนี้

$$\frac{c}{v_p} = \sqrt{\frac{C}{C_1}} \quad (2.6)$$

ตามนิยามทั่วไปค่าของ C/C_1 คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสารไดอิเล็กตริกที่ล้อมรอบระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิภาพของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ นั่นคือ

$$\frac{c}{v_p} = \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.3) ถึงสมการ (2.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_o , Z_{o1} และ ϵ_{eff} ได้ดังนี้

$$Z_{o1} = Z_o \sqrt{\frac{C}{C_1}} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{o1} = Z_o \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.9)$$

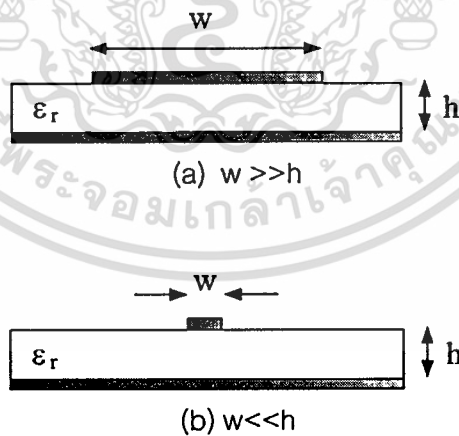
นอกจากนี้ค่า ϵ_{eff} ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปยังขึ้นอยู่กับขนาดความหนาของวัสดุฐานรอง (h) และความกว้างของแถบโลหะหรือไมโครสตริป (w) ซึ่งในที่นี้จะทำการพิจารณาผลกระทบอันเนื่องมาจากความกว้างและความแคบของไมโครสตริปดังแสดงในรูปที่ 2.7 สำหรับที่ความกว้างของไมโครสตริปมาก ๆ นั้นสนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ที่บริเวณระหว่างไมโครสตริปกับระนาบกราวด์จึงมีลักษณะเหมือนตัวเก็บประจุ (parallel-plate capacitor) และทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าใกล้เคียงค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) สำหรับที่ความกว้างของไมโครสตริปแคบ ๆ นั้นสนามไฟฟ้าจะกระจายอยู่ทั้งที่บริเวณวัสดุฐานรองและบริเวณอากาศเท่า ๆ กันดังนั้นจะได้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลดังนี้

$$\epsilon_{eff} \cong \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \quad (2.10)$$

เมื่อค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของอากาศมีค่าเท่ากับ 1

ดังนั้นช่วงของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลจะได้ดังนี้

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.7 ขนาดความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป

ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลยังสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของความยาวคลื่นได้ โดยนำสมการที่ (2.7) ซึ่งอยู่ในรูปของความเร็วเฟสกับความเร็วแสงมาเขียนใหม่ได้ดังนี้ [19]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{\lambda_o}{\lambda_g} \right)^2 \quad (2.12)$$

เมื่อ

$$c = f\lambda_o$$

$$v_p = f\lambda_g$$

f = ความถี่

λ_o = ความยาวคลื่นในอากาศ

λ_g = ความยาวคลื่นในวัสดุ

2.4 สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

2.4.1 ประวัติและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด (Aperture Coupled Microstrip Antenna) ได้ถูกแนะนำขึ้นในปี 1985 โดย David M. Pozar [20] โดยมีจุดประสงค์เพื่อเพิ่มแบนด์วิธ (Bandwidth) ให้กับสายอากาศแบบไมโครสตริป สายอากาศชนิดนี้ถูกใช้งานอย่างแพร่หลายจนทำให้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งจากการใช้ลักษณะการเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจึงทำให้สายอากาศชนิดนี้มีข้อดีเหนือสายอากาศธรรมดาทั่วไป ดังนี้

- มีความกว้างแบนด์วิธได้ถึง 50%
- สามารถใช้วัสดุฐานรอง (Substrate) ของส่วนสายอากาศและส่วนที่ป้อนสัญญาณได้อย่างอิสระ

อิสระ

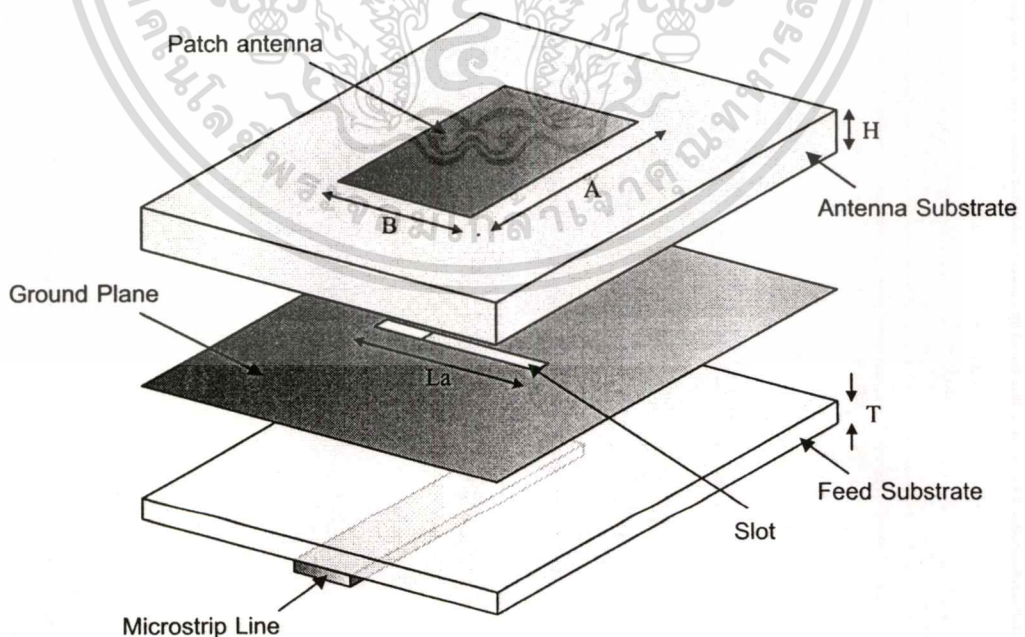
- มีโครงสร้าง 2 ชั้นจึงป้องกันการแผ่กระจายคลื่นจากส่วนป้อนสัญญาณ
- มีการแผ่กระจายคลื่นแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross Polarization) น้อย
- สามารถเปลี่ยนแปลงรูปร่างของแผ่นสายอากาศ และรูปร่างของช่องเปิดได้

สายอากาศแบบไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจะมีโครงสร้างพื้นฐาน ดังแสดงในรูปที่ 2.8 กล่าวคือ จะมีส่วนของแผ่นสายอากาศ (Patch Element) แบบไมโครสตริปอยู่ที่ด้านบนของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ (Antenna Substrate) และมีส่วนของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปอยู่ที่ด้านล่างของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Substrate) โดยที่ความหนาและค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric Constant) ของวัสดุฐานรองทั้งสองชั้นสามารถเลือกได้อย่างอิสระ แม้ว่าต้นแบบของสายอากาศชนิดนี้จะมีลักษณะของช่องเปิด (Aperture) เป็นรูปวงกลมแต่จากการทดลองพบว่า การใช้ช่องเปิดรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากจะให้การเชื่อมต่อ (Coupling) ที่ดีกว่า ในปัจจุบันสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดส่วนใหญ่จะใช้ช่องเปิดที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉาก หรือรูปทรงที่ดัดแปลงมาจากสี่เหลี่ยมมุมฉาก โดยคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจะมีความเกี่ยวข้องกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองและค่าพารามิเตอร์ (Parameter) ทางขนาดของสายอากาศ ซึ่งสามารถสรุปหลักการพื้นฐานคร่าว ๆ ได้ดังนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ จะมีผลต่อค่าแบนด์วิดท์และประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยวัสดุฐานรองที่มีค่าสภาพยอมทางไฟฟ้า (Permittivity) ที่ต่ำกว่า จะให้ค่าอิมพีแดนซ์แบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าและยังลดการเกิดคลื่นผิว (Surface Wave)
- ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ จะมีผลต่อค่าแบนด์วิดท์และระดับของการเชื่อมต่อ (Coupling Level) วัสดุฐานรองที่มีความหนามากกว่าจะให้ค่าแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าแต่ก็จะทำให้การเชื่อมต่อจากช่องเปิด (Aperture) น้อยลง
- ความยาวของแผ่นสายอากาศไมโครสตริป (Microstrip Patch) จะเป็นตัวกำหนดความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ
- ความกว้างของแผ่นสายอากาศไมโครสตริป ควรหลีกเลี่ยงแผ่นสายอากาศที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมจัตุรัสเพราะจะมีผลทำให้เกิดค่าของโพลาไรเซชันไขว้ (Cross Polarization) สูง ยกเว้นในกรณีที่ต้องการให้โพลาไรเซชันเป็นวงกลม



รูปที่ 2.8 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ค่าคงตัวไดโอิเล็กทริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ โดยปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 2 ถึง 10

- ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ วัสดุฐานรองที่บางกว่าจะทำให้เกิดคลื่นปลอมปนที่น้อยกว่า

- ความยาวของช่องเปิด จะมีผลต่อการเชื่อมต่อ (Coupling) รวมทั้งระดับของการแผ่กระจายคลื่นย้อนกลับ (back radiation)

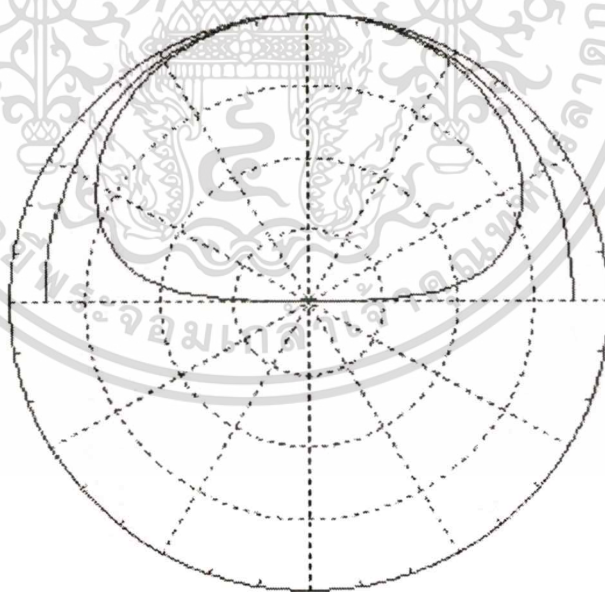
- ความกว้างของช่องเปิด จะมีผลต่อการเชื่อมต่อ (Coupling) เช่นเดียวกับความยาวของช่องเปิด แต่จะมีผลกระทบน้อยกว่า

- ความกว้างของสายป้อนสัญญาณ (Feed Line) จะมีผลต่อการเชื่อมต่อไปยังช่องเปิด

- ความสัมพันธ์ของตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณ (Feed Line) กับช่องเปิด ตำแหน่งของสายป้อนสัญญาณที่ทำให้เกิดการเชื่อมต่อ (Coupling) มากที่สุดคือกึ่งกลางของช่องเปิด

- ความสัมพันธ์ของตำแหน่งของแผ่นสายอากาศกับช่องเปิด การเชื่อมต่อจะมากที่สุดเมื่อแผ่นสายอากาศอยู่ตรงกลางเหนือช่องเปิด

- ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub) จะมีผลต่อการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ



รูปที่ 2.9 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

ในรูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด การแผ่กระจายคลื่นไปข้างหน้า (Forward Radiation) ได้มาจากส่วนของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผ่นสายอากาศ ขณะที่การแผ่กระจายคลื่นย้อนกลับ (Back Radiation) เกิดขึ้นเนื่องจากการแผ่กระจายจากช่องเปิด (Slot) นับตั้งแต่ได้มีการติดตั้งสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดขึ้น ได้มีการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดเป็นรูปแบบต่าง ๆ มากมาย ซึ่งสามารถจำแนกเป็นลักษณะต่าง ๆ ได้ดังนี้

- การเปลี่ยนแปลงส่วนของการแผ่กระจายคลื่น

รูปแบบพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจะใช้แผ่นสายอากาศที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากเพียงแผ่นเดียว ต่อมาได้มีการเปลี่ยนรูปแบบของส่วนแผ่กระจายคลื่น เช่น มีการใช้แผ่นสายอากาศที่เป็นรูปวงกลม หรือใช้แผ่นสายอากาศซ้อนกันหลายชั้น (Stack Patch) เป็นต้น

- การเปลี่ยนแปลงรูปร่างของช่องเปิด

รูปร่างของช่องเปิดมีผลต่อเส้นแรงสนาม (Strength) ที่เชื่อมต่อ (Coupling) ระหว่างสายป้อนสัญญาณกับแผ่นสายอากาศ ช่องเปิดที่เป็นรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากแคบ ๆ จะให้การเชื่อมต่อที่ดีกว่าช่องเปิดที่มีลักษณะกลม นอกจากนี้ช่องเปิดที่มีปลายใหญ่ เช่น รูปตัว H ก็สามารถทำให้เกิดการเชื่อมต่อได้

- การเปลี่ยนแปลงชนิดของสายป้อนสัญญาณ (Feed Line)

สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบ (Microstrip Line) ที่ใช้ในการป้อนสัญญาณสามารถที่จะเปลี่ยนเป็นรูปแบบอื่นได้ เช่น โคแพลนาร์เวฟไกด์ (Coplanar Waveguide : CPW) เป็นต้น

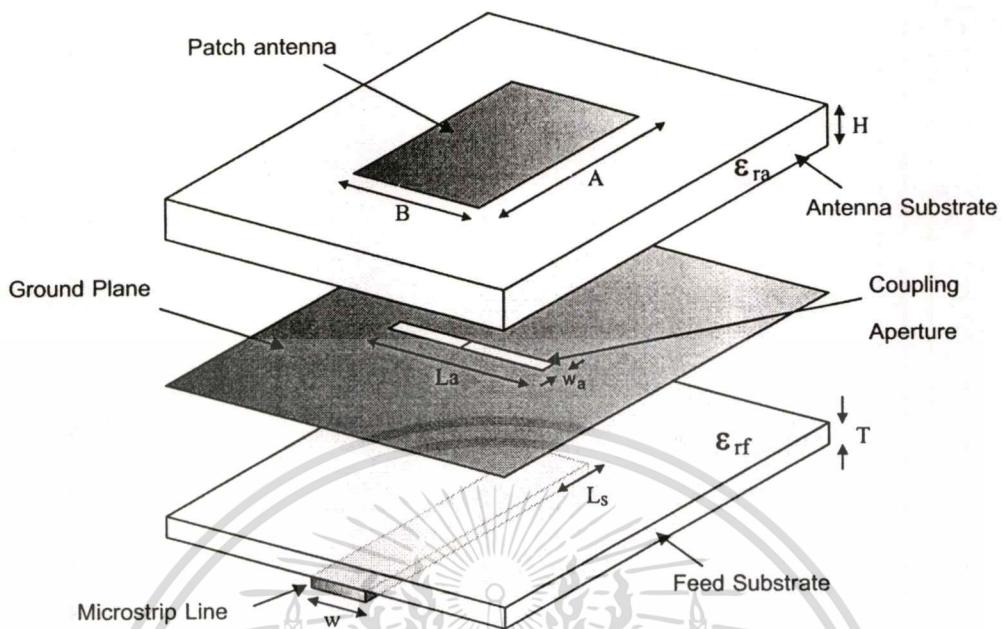
- การเปลี่ยนแปลงรูปแบบของการโพลาไรซ์

นอกจากจะมีการโพลาไรซ์เป็นแบบเชิงเส้น (Linear Polarization) แล้ว สายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดยังสามารถที่จะมีรูปแบบการโพลาไรซ์เป็นแบบวงกลม (Circular Polarization) ได้

- การเปลี่ยนแปลงชั้นไดอิเล็กตริก (Dielectric Layer)

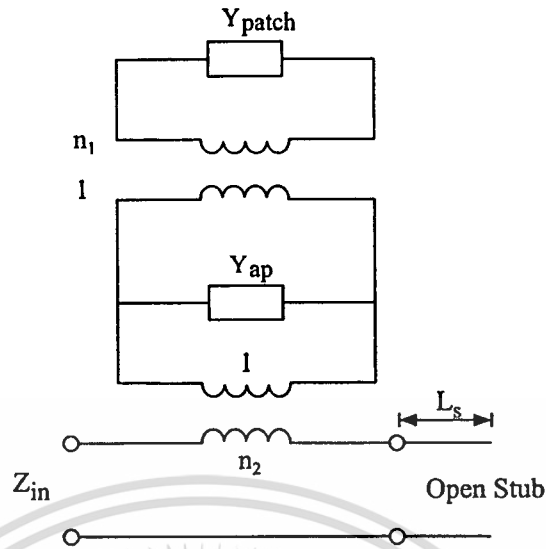
สายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดสามารถที่จะเพิ่มวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Substrate) ให้มีหลาย ๆ ชั้นได้

2.4.2 วงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด



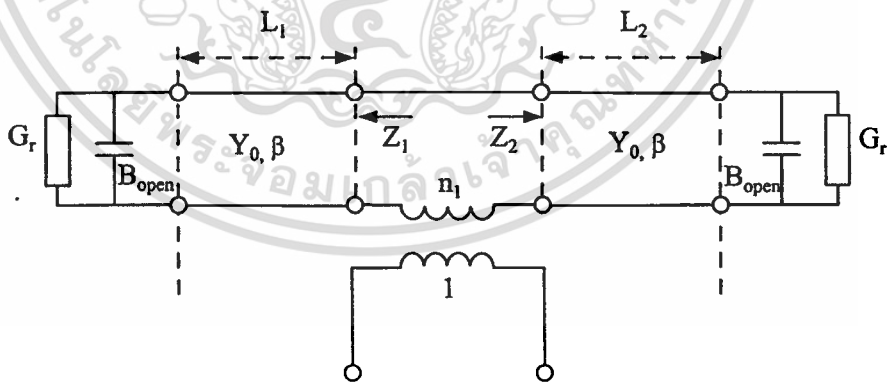
รูปที่ 2.10 โครงสร้างและพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดแสดงดังรูปที่ 2.10 ประกอบด้วยส่วนของแผ่นสายอากาศมีขนาด $A \times B$ และอยู่บนวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ (Antenna Substrate) ที่มีความหนา H โดยที่จะมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_{ra} ในส่วนของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่ป้อนสัญญาณให้แผ่นสายอากาศจะอยู่ที่ด้านล่างของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ (Feed Substrate) ซึ่งมีความหนา T และมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_{rf} และจะป้อนสัญญาณผ่านช่องเปิด (Aperture) บนระนาบสร้างเงา (Ground plane) โดยที่ช่องเปิดนั้นจะมีขนาด $L_a \times W_a$ โดยที่ L_s คือความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลางของช่องเปิดไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

รูปแสดงวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด [3] จากวงจรสมมูลของสายอากาศ ส่วนของแผ่นสายอากาศจะแทนด้วยค่าแอดมิตแตนซ์ (Admittance) Y_{patch} และส่วนของช่องเปิด (aperture) จะแทนด้วยค่าแอดมิตแตนซ์ Y_{ap} การเชื่อมต่อของแผ่นสายอากาศไปยังช่องเปิดจะแทนด้วยหม้อแปลงสมมูลที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ (turn ratio) n_1 โดยที่ $n_1 = L_a / B$



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของแผ่นสายอากาศที่ถูกเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

กำหนดให้ค่าแอดมิตแตนซ์ของแผ่นสายอากาศอยู่ที่จุดศูนย์กลางของช่องเปิด เมื่อ Z_1 และ Z_2 คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ไปยังด้านซ้ายและขวาของช่องเปิด จะทำให้ได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_{patch} = Z_1 + Z_2 = 1/Y_1 + 1/Y_2 \quad (2.13)$$

$$Y_1 = Y_0 \frac{(G_r + jB_{open}) + jY_0 \tan(\beta L_1)}{Y_0 + j(G_r + jB_{open}) \tan(\beta L_1)} \quad L_1 = x_0 \quad (2.14)$$

$$Y_2 = Y_0 \frac{(G_r + jB_{open}) + jY_0 \tan(\beta L_2)}{Y_0 + j(G_r + jB_{open}) \tan(\beta L_2)} \quad L_2 = a - L_1 \quad (2.15)$$

เมื่อ (Y_0, β) คือการที่ส่วนของแผ่นสายอากาศเป็นเหมือนกับสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปของความกว้าง B และ $(G_r + jB_{open})$ คือค่าแอดมิตแตนซ์ที่ขอบของแผ่นสายอากาศ โดยค่า Y_{ap} นั้นสามารถหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$Y_{ap} = -j2Y_{os} \cot(\beta_s L_a / 2) \quad (2.16)$$

เพื่ออธิบายการเชื่อมต่อของแผ่นสายอากาศไปยังสายป้อนสัญญาณแบบไมโครสตริปจึงมีการแทนด้วยหม้อแปลงสมมุติ ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ n_2 ของหม้อแปลงสมมุตินี้คำนวณมาจากค่าความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuity) ΔV ในแรงดันไฟฟ้าของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป ซึ่งค่า $n_2 = \Delta V / V_0$ เมื่อ V_0 เป็นแรงดันไฟฟ้าของช่องเปิด สำหรับกรณีที่เป็นช่องเปิดที่ไม่สิ้นสุด (infinite) จะสามารถหาค่า [19] n_2 ได้ดังนี้

$$n_2 = \frac{J_0(\beta_s W / 2) J_0(\beta_m W_a / 2)}{\beta_s^2 + \beta_m^2} \left[\frac{\beta_m^2 k_2 \epsilon_{rf}}{k_2 \epsilon_{rf} \cos k_1 h - k_1 \sin k_1 h} + \frac{\beta_s^2 k_1}{k_1 \cos k_1 h + k_2 \sin k_1 h} \right] \quad (2.17)$$

เมื่อ J_0 เป็นฟังก์ชันอันดับที่ 0 ของ Bessel

$$k_1 = k_0 \sqrt{|\epsilon_{rf} - \epsilon_{res} - \epsilon_{rem}|} \quad (2.18)$$

$$k_2 = k_0 \sqrt{|\epsilon_{res} + \epsilon_{rem} - 1|} \quad (2.19)$$

$$\beta_s = k_0 \sqrt{\epsilon_{res}} \quad \beta_m = k_0 \sqrt{\epsilon_{rem}} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ $(W, \varepsilon_{rem}, \beta_m, Z_{0m})$ เป็นพารามิเตอร์ของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และ $(W_a, \varepsilon_{res}, \beta_s, Y_{0s})$ เป็นพารามิเตอร์ของช่องเปิด เมื่อนำไปแทนใน L_s จะสามารถหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่กึ่งกลางของช่องเปิดได้จาก

$$Z_{in} = \frac{n_1^2}{n_1^2 Y_{patch} + Y_{ap}} - jZ_{0m} \cot(\beta_m L_s) \quad (2.21)$$

กำหนดให้ $n_1^2 \beta_{patch} + \beta_{ap} = 0$

$$B_{patch} = \frac{-B_{ap}}{n_1^2} \approx \frac{4b^2}{Z_{0s} \beta_s L_a^3} \quad (2.22)$$

นั่นคือ การเพิ่มขึ้นของ L_a จำเป็นที่จะต้องลดค่าของ B_{patch} ลง และความถี่เรโซแนนซ์จะลดลง

บทที่ 3

วิธีผลต่างสปีบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

การแก้ปัญหาในทางแม่เหล็กไฟฟ้าโดยทั่วไปจะสามารถทำได้ 2 รูปแบบคือ การใช้วิธีเชิงวิเคราะห์และโดยวิธีเชิงตัวเลข การใช้วิธีเชิงวิเคราะห์จะเริ่มจากสมการของแมกซ์เวลล์ แต่เนื่องจากสมการของแมกซ์เวลล์มีคุณลักษณะเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับที่หนึ่งที่มีการเชื่อมต่อ (Coupling) ระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ทำให้ไม่สามารถแก้สมการหาคำตอบได้โดยตรง จึงต้องทำเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยอันดับที่สอง เพื่อเป็นการกำจัดการเชื่อมต่อระหว่างสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า โดยสมการที่ได้ใหม่นี้รู้จักกันในชื่อของสมการคลื่น จากนั้นจึงนำไปแก้สมการโดยการแยกตัวแปร แต่เนื่องจากในบางกรณีการแก้สมการโดยใช้วิธีเชิงวิเคราะห์ไม่สามารถกระทำได้ เช่น รูปแบบสมการเชิงอนุพันธ์ย่อยไม่เป็นเชิงเส้น เงื่อนไขขอบเขตและรูปแบบปัญหาที่มีความซับซ้อน เป็นต้น ด้วยเหตุผลที่กล่าวมาทำให้วิธีเชิงตัวเลขได้ถูกนำมาใช้เพื่อแก้ปัญหา วิธีผลต่างสปีบเนื่องก็เป็นวิธีเชิงตัวเลขวิธีหนึ่ง โดยใช้หลักการแปลงอนุพันธ์เป็นผลต่างสปีบเนื่อง สำหรับการแก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจะต้องทำการแปลงสมการแมกซ์เวลล์ให้เป็นสมการคลื่นก่อน จากนั้นจึงนำวิธีการผลต่างสปีบเนื่องแทนลงไปในสมการอนุพันธ์อันดับที่สอง ซึ่งไม่สะดวกในการแก้ปัญหา ดังนั้น ในปี ค.ศ. 1966 Kane S. Yee [22] จึงได้เสนอวิธีการที่เรียกว่าผลต่างสปีบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite-Difference Time-Domain Method, FDTD) เพื่อใช้แทนสมการของแมกซ์เวลล์ ในตอนแรกเริ่มนี้วิธีการนี้ไม่ได้รับความสนใจเท่าที่ควร ต่อมา Allen Taflov [23] เป็นบุคคลที่ช่วยจุดประกายความสนใจในวิธีนี้ขึ้นจนทำให้เป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย เนื่องจากด้วยวิธีการผลต่างสปีบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลานี้จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซ กล่าวคือเมื่อพิจารณาสนามที่เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้ในทางกลับกันเมื่อพิจารณาที่ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ก็จะสามารถสังเกตค่าของสนาม ณ เวลาใดก็ได้

3.2 วิธีการผลต่างสปีบเนื่อง

วิธีการผลต่างสปีบเนื่องถูกคิดค้นโดย A. Thom [24] ในปี ค.ศ. 1920 โดยวิธีนี้จะเป็นลักษณะของการประมาณที่สามารถจะแทนสมการที่อยู่ในรูปเชิงอนุพันธ์ด้วยสมการผลต่างสปีบเนื่องได้ วิธีการประมาณผลต่างสปีบเนื่องจะขึ้นกับค่าในขอบเขตของผลเฉลยกับจุดข้างเคียง วิธีการแก้สมการผลต่างสปีบเนื่องจะประกอบด้วย 3 ขั้นตอนคือ เริ่มจาก แบ่งขอบเขตของผลเฉลยในรูปของ

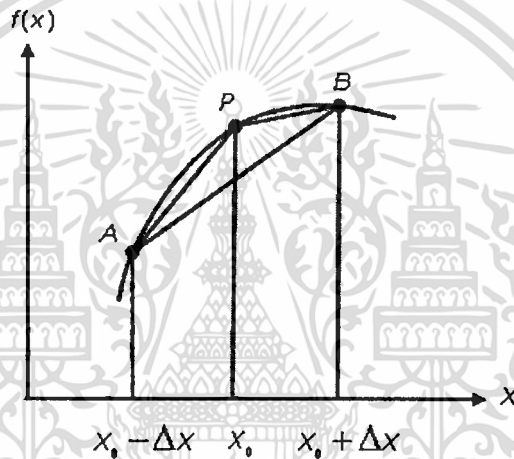
เอกสาร ตำรา และสื่ออื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการนำเอาเนื้อหาไปใช้
ต่อไปจึงทำการประมาณสมการที่ได้มา โดยใช้ผลต่างสปีบเนื่องซึ่งจะขึ้นกับตำแหน่งใน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบเขตของผลเฉลยและตำแหน่งของจุดข้างเคียง และสุดท้ายคือทำการแก้สมการอนุพันธ์โดยใช้เงื่อนไขขอบเขตหรือเงื่อนไขเริ่มต้น

3.2.1 รูปแบบของผลต่างสี่บเนื่อง

กำหนดให้ฟังก์ชัน $f(x)$ แสดงดังในรูปที่ 3.1 จะสามารถประมาณโดยใช้อนุพันธ์อันดับที่หนึ่ง โดยใช้ความชันของเส้นโค้ง PB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่บเนื่องไปข้างหน้า (Forward Difference Formula)

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



รูปที่ 3.1 แสดงการประมาณค่าของ $f(x)$ ที่จุด P โดยใช้ผลต่างสี่บเนื่องไปข้างหน้า ข้างหลัง และตรงกลาง ตามลำดับ

ในขณะที่ความชันของเส้นโค้ง AP ให้เป็นสูตรผลต่างสี่บเนื่องไปข้างหลัง (Backward Difference Formula)

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

ความชันของเส้นโค้ง AB ให้เป็นสูตรผลต่างสี่บเนื่องตรงกลาง (Central Difference Formula)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสามารถประมาณอนุพันธ์อันดับที่สองของ $f(x)$ ที่จุด P ได้เป็น

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

$$\approx \frac{1}{\Delta x} \left\{ \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)}{\Delta x} - \frac{f(x_0) - f(x_0 - \Delta x)}{\Delta x} \right\}$$

หรือ

$$f''(x_0) \approx \frac{f(x_0 + \Delta x) - 2f(x_0) + f(x_0 - \Delta x)}{(\Delta x)^2} \quad (3.4)$$

3.2.2 ความถูกต้องและเสถียรภาพของผลการแก้สมการแบบผลต่างสลับเนื่อง

การคำนึงถึงเสถียรภาพและความถูกต้องเป็นสิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลข หากต้องการให้ผลของการแก้สมการมีความน่าเชื่อถือและสามารถนำไปใช้ได้ โดยความถูกต้องก็คือการที่ค่าที่ได้จากการประมาณมีความใกล้เคียงกับคำตอบจริงมากที่สุด ในขณะที่ส่วนของเสถียรภาพก็คือการที่ผลของคำตอบที่ได้ไม่มีขนาดเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีที่สิ้นสุดเมื่อเวลาเพิ่มขึ้น

ในการคำนวณเชิงตัวเลขในทางปฏิบัติจะมีความผิดพลาดอยู่ 3 ประเภทคือ

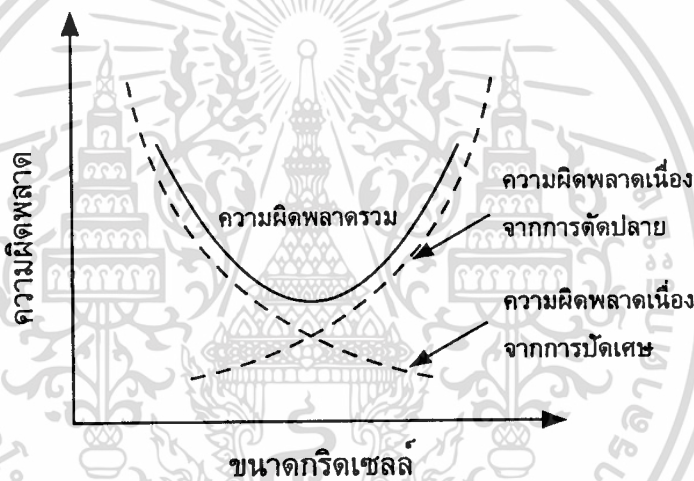
- (1) ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรง (Modeling Errors)
- (2) ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย (Truncation Errors)
- (3) ความผิดพลาดเนื่องจากการปัดเศษ (Round off Errors)

ความผิดพลาดเนื่องจากการจำลองรูปทรงจะขึ้นอยู่กับสมมติฐานที่นำมาจำลองรูปทรงทางคณิตศาสตร์ ตัวอย่างเช่น ระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้น ที่มักจะถูกนำเสนอในรูปของสมการอนุพันธ์ย่อย

ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายเกิดขึ้นจากข้อเท็จจริงที่ว่า การวิเคราะห์เชิงตัวเลขสามารถที่จะดำเนินการได้เพียงกับตัวเลขที่มีค่าแน่นอน จากกระบวนการที่ปกติจะมีลักษณะเป็นอนุกรมอนันต์ เช่น ในรูปแบบของการแก้สมการผลต่างสลับเนื่องบางเทอมที่มีอันดับสูงจะต้องถูกตัดทิ้งไป ด้วยเหตุนี้จึงทำให้เกิดความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลาย ความผิดพลาดนี้สามารถทำให้น้อยลงด้วยการแบ่งกริดให้มีขนาดเล็กลง หรือทำได้โดยใช้สมการหลาย ๆ เทอมในการคำนวณหรือเรียกว่าการประมาณอันดับสูง แต่ทำให้เกิดผลเสียที่ตามมาคือ มักจะไม่มีเสถียรภาพ ฉะนั้นสมการอันดับสูงมักจะถูกนำเสนอในรูปแบบของผลเฉลยเทียม

ความผิดพลาดเนื่องจากการปิดเศษ จะเป็นสิ่งที่สะท้อนให้เห็นถึงความจริงที่ว่า ค่าบนเครื่องคอมพิวเตอร์จะต้องแน่นอนอยู่กับค่าใดค่าหนึ่ง ถ้าต้องการลดความผิดพลาดเนื่องจากการปิดเศษนี้ได้อย่างสิ้นเชิง จะต้องทำให้จำนวนทุกจำนวนที่จะมาดำเนินการทางคณิตศาสตร์ทุกตัวเป็นเลขจำนวนเต็ม ซึ่งเป็นสิ่งที่เป็นไปได้ยากในทางปฏิบัติ

แม้ว่าการลดขนาดของกริดให้เล็กลงจะเป็นการเพิ่มความถูกต้อง แต่บางครั้งการลดขนาดของกริดมาก ๆ กลับทำให้ผลเฉลยผิดพลาดมากขึ้นได้ เช่น เมื่อขนาดของกริดลดลง ความผิดพลาดเนื่องจากการตัดปลายจะลดลง แต่ค่าของความผิดพลาดเนื่องจากการปิดเศษจะเพิ่มขึ้น เนื่องจากหากมีการแบ่งกริดมากย่อมต้องทำให้มีการดำเนินการทางคณิตศาสตร์เพิ่มมากขึ้นไปด้วย ดังนั้นเมื่อต้องการให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดจะต้องคำนึงถึงความผิดพลาดทั้งสองรวมกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงความผิดพลาดในฟังก์ชันเนื่องจากขนาดของกริดเซลล์

การคำนวณเชิงตัวเลขจะถือว่าเสถียรก็ต่อเมื่อความผิดพลาดเล็กน้อยที่เกิดขึ้นในแต่ละสถานะมีค่าน้อย หากความผิดพลาดมีมากขึ้นเรื่อย ๆ จนมหาศาล ก็จะต้องว่าไร้เสถียรภาพ ซึ่งจะก่อให้เกิดความเสียหายอย่างมาก ความมีเสถียรภาพของวิธีการผลต่างสืบเนื่องจะเริ่มจากการกำหนดให้ความผิดพลาดเป็น e^n ที่ช่วงเวลา n โดยสมมติว่ามีตัวแปรอิสระอยู่ค่าหนึ่ง ดังนั้นจึงกำหนดให้การขยายของความผิดพลาดที่ช่วงเวลา $n+1$ สามารถเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$e^{n+1} = ge^n \quad (3.5)$$

เมื่อ g คือปัจจัยของการขยาย และเมื่อมีความซับซ้อนเพิ่มมากขึ้น จะมีตัวแปรอิสระอีก 2

หรือมากกว่าจะถูกกำหนดขึ้น สมการที่ (3.5) จะเปลี่ยนเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[e]^{n+1} = [G][e]^n \quad (3.6)$$

เมื่อ $[G]$ คือเมตริกซ์การขยาย สำหรับเสถียรภาพรูปแบบความต่างของสมการ (3.5) จะต้องกำหนดให้ $|e^{n+1}| \leq |e^n|$ หรือ $|g| \leq 1$ ส่วนกรณีของสมการที่ (3.6) ค่าดีเทอร์มิแนนต์ของ $[G]$ จะต้องมามีค่าเป็นศูนย์

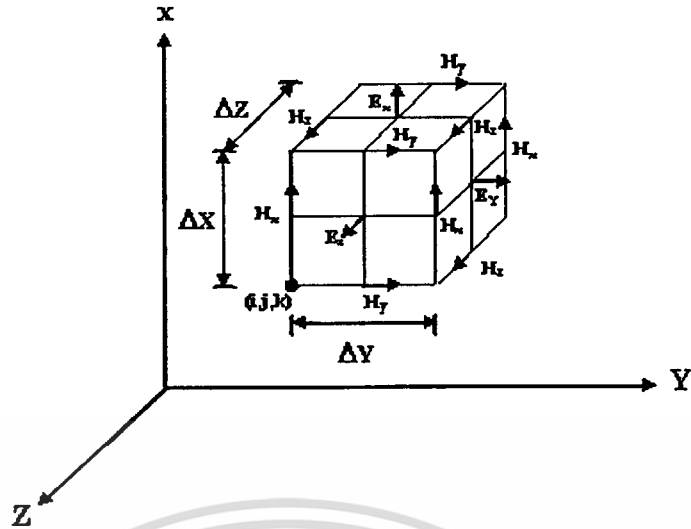
3.3 วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.3.1 โครงสร้างของยี่อัลกอริทึม

K. S. Yee เป็นผู้แรกที่ได้นำเสนอวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite-Difference Time-Domain Method, FDTD) ซึ่งเป็นสมการผลต่างสืบเนื่องในระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่แปรผันตามเวลา โดยที่อัลกอริทึมของ Yee มีข้อดีดังต่อไปนี้

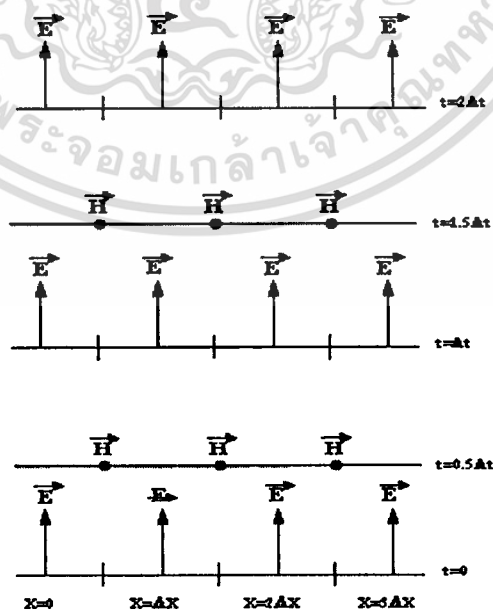
ใช้แก้ปัญหาสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าได้พร้อมกันทั้งในโดเมนเวลา (Time Domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) โดยการผนวกสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์เข้ากับสมการคลื่นแทนที่จะทำการแก้สมการเพื่อหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กอย่างใดอย่างหนึ่ง เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัล โดยกำหนดเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ จะถูกบังคับให้อยู่ในพื้นที่ผิวของโครงสร้างของตัวกลางนั้น ๆ จากการที่ใช้ข้อมูลของทั้ง $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในการคำนวณด้วยกัน จะทำให้ได้ผลเฉลยที่มีความถูกต้องแน่นอนมากกว่าการใช้สนามแม่เหล็กหรือสนามไฟฟ้าอย่างใดอย่างหนึ่งเพียงอย่างเดียว สำหรับในบริเวณที่มีสนามได้เพียงสนามเดียว เช่น สนามสัมผัส $\vec{H}$ ณ ตำแหน่งที่เป็นขอบหรือมุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวด ก็สามารถที่จะทำการจำลองสนาม $\vec{E}$ ที่อยู่ใกล้ ๆ หรือขอบของเส้นลวดได้ ถ้าในบริเวณนั้นมีทั้งสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าเกิดขึ้น

แบบจำลองที่สร้างขึ้นเพื่ออธิบายอัลกอริทึมของ Yee เรียกว่า ยี่เซลล์ โดยหนึ่งหน่วยของยี่เซลล์จะประกอบด้วย $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ซึ่งถูกจัดไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ $\vec{E}$ ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ สี่ค่า และส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ ใด ๆ ก็จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ สี่สนามด้วยเช่นกัน โดยแบบจำลองที่เป็นโครงสร้างสามมิติของยี่เซลล์นี้จะปฏิบัติตามกฎของฟาราเดย์และแอมแปร์ นั่นคือสามารถที่จะระบุส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ สำหรับกริดเซลล์ของ Yee ที่สัมผัสกับเส้นแรงกระแสกระจัดที่เป็นวงรอบ $\vec{H}$ ได้ และในทำนองเดียวกันก็สามารถระบุส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ ที่สัมพันธ์กับเส้นแรงของสนาม $\vec{E}$ ได้



รูปที่ 3.3 หนึ่งหน่วยของยีสเซลล์

ผลของสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดที่ได้มาโดยใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสืบเนื่องจำกัดแบบตรงกลางและเป็นผลต่างสืบเนื่องอันดับที่สอง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของสองตัวกลางที่ต่างกัน จะสามารถหาผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ ซึ่งจะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลยโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ เพียงแค่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพขบซึมได้ทางสนามแม่เหล็กไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติเป็นเนื้อของตัวกลาง



รูปที่ 3.4 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยีสอัลกอริทึม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังแสดงในรูปที่ 3.4 การคำนวณของอัลกอริทึมของ Yee จะทำการคำนวณสลับกันระหว่าง ส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ด้วยระยะห่างของเวลาของยัลกอริทึม เรียกการคำนวณแบบนี้ว่าการจัดวางแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) โดยที่จะต้องทำการคำนวณสนาม $\vec{E}$ ทุกตำแหน่งแบบสามมิติแล้วจึงทำการเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ เพื่อที่จะให้การคำนวณสนาม $\vec{H}$ นำไปใช้ในเวลถัดไป จากนั้นจึงทำการคำนวณส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ โดยใช้ค่าของสนาม $\vec{E}$ ที่เพิ่งได้จากการคำนวณก่อนหน้านี้ และในช่วงเวลาต่อมาค่าของ $\vec{E}$ ก็จะมาจากการคำนวณของ $\vec{H}$ ที่เพิ่งได้มาจากการคำนวณครั้งที่ผ่านมา ซึ่งขั้นตอนการคำนวณจะทำซ้ำเป็นวงรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้

3.3.2 สมการคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและผลต่างสี่เชิงเวลา

สมการคลื่นของแมกซ์เวลล์ในตัวกลางที่มีคุณสมบัติทางกายภาพเหมือนกันตลอดจะอยู่ในรูปของรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการคือ

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \rho^* \vec{H} \quad (3.7a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (3.7b)$$

โดยที่ $\vec{E}$ คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้าในหน่วยโวลต์ต่อเมตร (electric field vector: V/m) $\vec{H}$ คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็กในหน่วยแอมแปร์ต่อเมตร (magnetic field vector: A/m) โดย μ คือ ความซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็กในหน่วยเฮนรีต่อเมตร (magnetic permeability : H/m) ρ^* คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ในหน่วยโอห์มต่อเมตร (resistivity : Ω/m) ε คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้าในหน่วยฟารัดต่อเมตร (electric permittivity : F/m) σ คือ สภาพนำไฟฟ้าในหน่วยซีเมนส์ต่อเมตร (conductivity : S/m)

จากสมการที่ (3.7a) และ (3.7b) เมื่อเขียนองค์ประกอบเวกเตอร์ของตัวดำเนินการเคิร์ลจะได้สมการ สเกลาร์ 6 สมการ ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติดังนี้

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (3.8a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (3.8b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho^* H_z \right) \quad (3.8c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.8d)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.8e)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.8f)$$

ตามเงื่อนไขของ Yee แล้ว จะได้ตำแหน่งกริดในพื้นที่ของผลเฉลยเป็น

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (3.9)$$

และฟังก์ชันทางตำแหน่งและเวลาเป็น

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.10)$$

โดยที่ Δx , Δy , และ Δz คือ ขนาดความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทางของพิกัด x , y และ z ตามลำดับ และ Δt คือ ขนาดของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นในโดเมนเวลา โดยที่ค่า i, j และ k เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกตำแหน่งในพิกัดมุมฉากในโดเมนสเปซ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกช่วงเวลาในโดเมนเวลา และกำหนดให้ F เป็นฟังก์ชันใดๆ ของสเปซและเวลา

เพื่อให้มีความเที่ยงตรงอันดับที่สองในสเปซและเวลาที่เพิ่มขึ้น ยี่ได้ใช้การประมาณผลต่างสี่เหลี่ยมแบบตรงกลางในรูปทรงของปัญหาขึ้นอยู่กับระยะทางและเวลาอันดับที่สองสามารถหาได้จาก

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (3.11a)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (3.11b)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (3.11c)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.11d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำสมการที่ (3.11a)-(3.11d) มาประยุกต์ร่วมกับสมการ (3.8a)-(3.8f) จะได้สมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดบนพื้นฐานของยี่อิลกอริธึม ของส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า 6 สมการ และจะถูกคำนวณหาในทุกครั้งของช่วงเวลาดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i,j,k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i,j,k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_z^n(i,j,k) - E_z^n(i,j-1,k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i,j,k) - E_y^n(i,j,k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.12a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i,j,k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i,j,k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_x^n(i,j,k) - E_x^n(i,j,k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i,j,k) - E_z^n(i-1,j,k)}{\Delta x} \right] \quad (3.12b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i,j,k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i,j,k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_y^n(i,j,k) - E_y^n(i-1,j,k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i,j,k) - E_x^n(i,j-1,k)}{\Delta y} \right] \quad (3.12c)$$

$$E_x^{n+1}(i,j,k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i,j,k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i,j+1,k) - H_z^{n+1/2}(i,j,k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i,j,k+1) - H_y^{n+1/2}(i,j,k)}{\Delta z} \right] \quad (3.12d)$$

$$E_y^{n+1}(i,j,k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i,j,k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i,j,k+1) - H_x^{n+1/2}(i,j,k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1,j,k) - H_z^{n+1/2}(i,j,k)}{\Delta x} \right] \quad (3.12e)$$

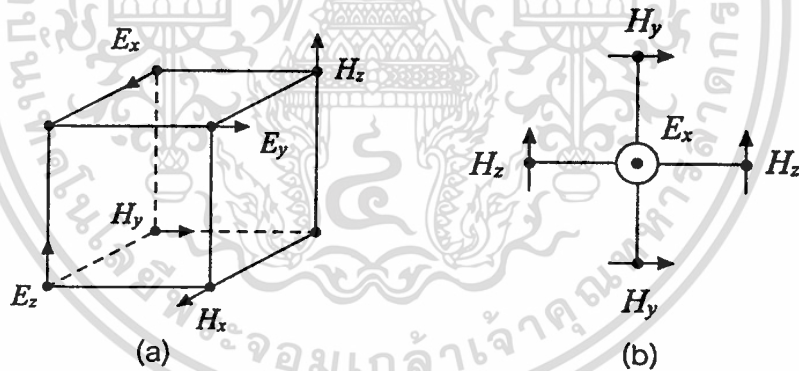
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \cdot \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.12f)$$

โดยจะมีค่าของ

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2}$$

จากสมการที่ (3.12) และรูปที่ 3.3 จะสังเกตได้ว่าส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะสลับหว่างกันอยู่ในหนึ่งหน่วยเซลล์และจะถูกคำนวณหาค่าในแต่ละครึ่งช่วงเวลา ซึ่งทุก ๆ ส่วนจะถูกนำเสนอนใน 1/8 ของหนึ่งหน่วยเซลล์ดังแสดงในรูปที่ 3.5(a) ส่วนรูปที่ 3.5(b) จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแต่ละส่วนประกอบของสนามในเชิงระนาบ ซึ่งจะมีประโยชน์มากเมื่อรวมพิจารณาเข้าไปกับเงื่อนไขขอบเขตด้วย



รูปที่ 3.5 (a) แสดง 1/8 ของหนึ่งหน่วยเซลล์ (b) แสดงสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในระนาบเดียวกัน

3.3.3 เสถียรภาพกับผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในสมการคลื่น

ในการคำนวณหาค่าสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงเวลาในโดเมนเวลานั้น จะต้องมีการกำหนดขอบเขตที่จะไม่ทำให้ค่าของสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีค่าเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีที่สิ้นสุด โดยขอบเขตที่สัมพันธ์กับ Δx , Δy , และ Δz ก็คือ Δt เมื่อพิจารณาสมการของแมกซ์เวลล์ เมื่อรวม 6 ส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเข้าไป โดยใช้เวกเตอร์เข้ามาช่วยในการวิเคราะห์ด้วย จากสมการของแมกซ์เวลล์จะเขียนโดยย่อได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

เมื่อ $\mu=1$, $\varepsilon=1$, $\sigma=0$, $\rho^*=0$ และ $c=1$ หลังจากทำการนอร์มัลไลซ์แล้ว และแทน $(\bar{H} + j\bar{E})$ ด้วย $\bar{V}$ จะได้

$$j\nabla \times \bar{V} = \frac{\partial}{\partial t} \bar{V} \quad (3.14)$$

เสถียรภาพของการคำนวณเชิงตัวเลขในสมการ (3.14) สามารถแก้สมการได้โดยการพิจารณาค่าเฉพาะเจาะจง (Eigenvalue) ดังนี้

$$\left. \frac{\partial}{\partial t} \right|_{\text{การคำนวณเชิงเลข}} \bar{V} = \Lambda \bar{V} \quad (3.15a)$$

$$j\nabla \left|_{\text{การคำนวณเชิงเลข}} \times \bar{V} = \Lambda \bar{V} \quad (3.15b)$$

ทำการหาค่าเฉพาะเชิงเวลา (Time Eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการที่ (3.15a) จะสามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสืบเนื่องที่มีตำแหน่งชั้นเวลาแบบลิฟฟรอก ซึ่งจะได้เป็น

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.16)$$

กำหนดให้มีปัจจัยเติบโต (Growth Factor) ผลเฉลยสำหรับทุกค่า n เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (3.17)$$

และสิ่งที่ต้องการคือ สำหรับทุกตำแหน่งในกริดเซลล์ของผลต่างสืบเนื่องเชิงเวลา และสำหรับทุกจุด (i,j,k) เพื่อหลีกเลี่ยงโหมดที่มีการเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีขีดจำกัดระหว่างช่วงของเวลา ซึ่งจำเป็นสำหรับความเสถียร ดังนั้นแทน $q_{i,j,k}$ ลงในสมการที่ (3.16) จะได้

$$\frac{q_{i,j,k} V_{i,j,k}^n - (V_{i,j,k}^n / q_{i,j,k})}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการแทนสมการที่ (3.15) ลงในสมการที่ (3.14) แล้วทำการจัดรูปใหม่จะได้

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (3.19)$$

แก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$ โดยใช้สูตรสมการกำลังสอง

$$q_{i,j,k} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\Lambda \Delta t}{2}\right)^2 + 1} \quad (3.20)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าของ $|q_{i,j,k}|$ จะมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ (อยู่ในเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข $|q_{i,j,k}| \leq 1$) เมื่อ $\frac{\Lambda \Delta t}{2}$ มีส่วนจำนวนจริงเป็น 0 และมีส่วนจำนวนจินตภาพอยู่ในช่วง $-1j$ ถึง $1j$ แทนค่าของ $\frac{\Lambda \Delta t}{2}$ ลงในช่วงนี้แล้วจัดรูปใหม่ จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาเป็น

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.21a)$$

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (3.21b)$$

และกำหนดให้

$$\bar{V}_{i,j,k} = \bar{V}_0 e^{j(\bar{k}_x \Delta x + \bar{k}_y \Delta y + \bar{k}_z \Delta z)} \quad (3.22)$$

เป็นโหมดระยะทางหนึ่งหน่วยใด ๆ โดยการใช้วิธีประมาณค่าแบบผลต่างสืบเนื่องตรงกลาง สมการที่ (3.15b) สามารถเขียนได้เป็น

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\bar{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\bar{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\bar{k}_z \Delta z / 2) \right] \times \bar{V}_{i,j,k} = \Lambda \bar{V}_{i,j,k} \quad (3.23)$$

เมื่อ $\hat{x}$, $\hat{y}$ และ $\hat{z}$ เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ หลังจากทำผลคูณเชิงเวกเตอร์ และเขียนสมการให้อยู่ในเทอมของส่วนประกอบ x , y และ z แล้วทำการแก้สมการหาค่าของ Λ^2 จะได้ผลลัพธ์เป็น

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x/2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y/2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z/2) \right] \quad (3.24)$$

สำหรับทุกความเป็นไปได้ของ $\tilde{k}_x$, $\tilde{k}_y$ และ $\tilde{k}_z$ จะได้

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.25a)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (3.25b)$$

เพื่อเสถียรภาพของการคำนวณเชิงตัวเลขสำหรับโหมดระยะทางใด ๆ ช่วงของค่าเฉพาะเจาะจงสำหรับระยะทางที่กำหนดโดยสมการ (3.25) จะต้องประกอบไว้อย่างสมบูรณ์ด้วยช่วงเสถียรของค่าเฉพาะเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการ (3.21) จะสังเกตได้ว่าทุกค่าของค่าเฉพาะเจาะจงเวลาและระยะทางจะอยู่บนแกนจินตภาพ จุดสมมาตรจะอยู่ประมาณที่ศูนย์ซึ่งเพียงพอที่จะกำหนดขอบเขตบนในสมการที่ (3.25b) ให้น้อยกว่าหรือเท่ากับที่มีอยู่ในสมการ (3.21) ซึ่งจะได้

$$2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (3.26)$$

และขอบเขตบนของ Δt จะได้เป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.27a)$$

ทำการดิฟเฟอเรนเชียลของความเร็วแสง c กลับคืนทำให้สมการ (3.27a) เปลี่ยนเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.27b)$$

โดยที่ c คือ ความเร็วในการแพร่กระจายคลื่นในอากาศ โดยสามารถใช้ค่าเหมือนกับความเร็ว

แสงได้คือ $c = 2.996925 \times 10^8 \text{ m/s}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.4 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันในกริดเซลล์ของ FDTD แบบสามมิติเป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

$$V(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (3.28)$$

โดยที่ t_0 คือ กึ่งกลางของพัลส์ ($t_0 = 3T$) และ T คือความกว้างของพัลส์

3.3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ข้อจำกัดข้อหนึ่งของวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลานั้นคือต้องทำการพิจารณาในขอบเขตที่แน่นอน ในการจำลองบริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ปัญหาที่เกิดขึ้นในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่ออกจากสายอากาศ ซึ่งมีลักษณะการแพร่กระจายจะเหมือนลู่อู่เข้าสู่ระยะอนันต์ แต่การกำหนดขนาดในโปรแกรมจะมีลักษณะที่เป็นอาร์เรย์ ซึ่งจะต้องเป็นขนาดที่แน่นอนเท่านั้น ดังนั้นการจะจำลองสภาพให้ครอบคลุมทั้งหมดคงเป็นไปได้ ดังนั้นจึงต้องมีการสร้างขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Condition : ABC) เพื่อดูดซับคลื่นไว้ คือหากว่าคลื่นได้เดินทางมาถึงบริเวณที่เป็นขอบเขตการดูดกลืนแล้ว แอมพลิจูดของคลื่นก็จะถูกทำให้มีขนาดเล็กลงจนมีค่าน้อยมาก ก่อนที่จะสะท้อนกลับเข้าไปมีผลต่อการคำนวณ ทำให้เสมือนว่ามีขอบเขตในการคำนวณเป็นระยะอนันต์

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน แต่สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ [25] (Mur's ABC) โดยในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order)

โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกของเมอร์จะได้สมการในขอบเขตต่าง ๆ ที่ $y = 0$, $y = \max_y$, $z = 0$ และ $z = \max_z$ จะมีสมการเป็น

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = E_i^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) - E_i^n(i, 0, k)] \quad (3.29a)$$

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_t^{n+1}(i, \max y, k) = E_t^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_t^n(i, \max y, k)] \quad (3.29b)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_t^n(i, j, 0)] \quad (3.29c)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_t^n(i, j, \max z)] \quad (3.29d)$$

เมื่อ t ก็คือการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเรลล์ของ y โดยที่ขอบเขตของ $y = 0$ และ $y = \max y$ จะมีค่า $t = x$, z ถ้า $z = 0$ และ $z = \max z$ จะได้ $t = x$, y

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับสองจะมีค่า

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned} E_t^{n+1}(0, j, k) = & -E_t^{n-1}(1, j, k) \\ & + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(1, j, k) + E_t^n(0, j, k)] \\ & + \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(0, j, k) + E_t^n(1, j, k)] \\ & + \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ & \quad \left[E_t^n(0, j+1, k) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j-1, k) + \right. \\ & \quad \left. E_t^n(1, j+1, k) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j-1, k) \right] \\ & + \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ & \quad \left[E_t^n(0, j, k+1) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j, k-1) + \right. \\ & \quad \left. E_t^n(1, j, k+1) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j, k-1) \right] \end{aligned} \quad (3.30a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$E_i^{n+1}(\max x, j, k) = -E_i^{n-1}(\max x - 1, j, k) \quad (3.30b)$$

$$\begin{aligned} & + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_i^{n-1}(\max x, j, k)] \\ & + \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_i^n(\max x, j, k) - E_i^n(\max x, j, k)] \\ & + \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ & \quad \left[E_i^n(\max x, j+1, k) + E_i^n(\max x, j-1, k) - \right. \\ & \quad \left. 2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x - 1, j+1, k) + \right. \\ & \quad \left. E_i^n(\max x - 1, j-1, k) - 2E_i^n(\max x - 1, j, k) \right] \\ & + \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\ & \quad \left[E_i^n(\max x, j, k+1) + E_i^n(\max x, j, k-1) - \right. \\ & \quad \left. 2E_i^n(\max x, j, k) + E_i^n(\max x - 1, j, k+1) + \right. \\ & \quad \left. E_i^n(\max x - 1, j, k-1) - 2E_i^n(\max x - 1, j, k) \right] \end{aligned}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = -E_i^{n-1}(i, 1, k) \quad (3.30c)$$

$$\begin{aligned} & + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^{n+1}(i, 1, k) + E_i^{n-1}(i, 0, k)] \\ & + \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 1, k)] \\ & + \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\ & \quad \left[E_i^n(i+1, 0, k) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i-1, 0, k) + \right. \\ & \quad \left. E_i^n(i+1, 1, k) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i-1, 1, k) \right] \\ & + \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\ & \quad \left[E_i^n(i, 0, k+1) - 2E_i^n(i, 0, k) + E_i^n(i, 0, k-1) + \right. \\ & \quad \left. E_i^n(i, 1, k+1) - 2E_i^n(i, 1, k) + E_i^n(i, 1, k-1) \right] \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ขอบเขตที่ $y = \text{max}y$

$$E_t^{n+1}(i, \text{max}y, k) = -E_t^{n-1}(i, \text{max}y - 1, k) \quad (3.30d)$$

$$\begin{aligned} & + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \text{max}y - 1, k) + E_t^{n-1}(i, \text{max}y, k)] \\ & + \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i, \text{max}y, k) + E_t^n(i, \text{max}y - 1, k)] \\ & + \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\ & \quad \left[E_t^n(i + 1, \text{max}y, k) + E_t^n(i - 1, \text{max}y, k) - \right. \\ & \quad \left. 2E_t^n(i, \text{max}y, k) + E_t^n(i + 1, \text{max}y - 1, k) + \right. \\ & \quad \left. E_t^n(i - 1, \text{max}y - 1, k) - 2E_t^n(i, \text{max}y - 1, k) \right] \\ & + \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\ & \quad \left[E_t^n(i, \text{max}y, k + 1) + E_t^n(i, \text{max}y, k - 1) - \right. \\ & \quad \left. 2E_t^n(i, \text{max}y, k) + E_t^n(i, \text{max}y - 1, k + 1) + \right. \\ & \quad \left. E_t^n(i, \text{max}y - 1, k - 1) - 2E_t^n(i, \text{max}y - 1, k) \right] \end{aligned}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = -E_t^{n-1}(i, j, 1) \quad (3.30e)$$

$$\begin{aligned} & + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) + E_t^{n-1}(i, j, 0)] \\ & + \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j, 1)] \\ & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\ & \quad \left[E_t^n(i + 1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i - 1, j, 0) + \right. \\ & \quad \left. E_t^n(i + 1, j, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i - 1, j, 1) \right] \\ & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\ & \quad \left[E_t^n(i, j + 1, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j - 1, 0) + \right. \\ & \quad \left. E_t^n(i, j + 1, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i, j - 1, 1) \right] \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
 E_i^{n+1}(i, j, \max z) = & -E_i^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
 & + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_i^{n-1}(i, j, \max z)] \\
 & + \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j, \max z - 1)] \\
 & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 & \left[E_i^n(i+1, j, \max z) + E_i^n(i-1, j, \max z) - \right. \\
 & \left. 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i+1, j, \max z - 1) + \right. \\
 & \left. E_i^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \right] \\
 & + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
 & \left[E_i^n(i, j+1, \max z) + E_i^n(i, j-1, \max z) - \right. \\
 & \left. 2E_i^n(i, j, \max z) + E_i^n(i, j+1, \max z - 1) + \right. \\
 & \left. E_i^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_i^n(i, j, \max z - 1) \right]
 \end{aligned} \tag{3.30f}$$

3.3.6 การใช้วิธี FDTD ในการวิเคราะห์สายอากาศ

3.3.6.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

สมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะสามารถหาได้จากสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \tag{3.31}$$

เมื่อ F คือ การกระทำผลการแปลงฟูริเยร์โดยที่ $m, n = 1, 2, \dots, N$ และ $V_m(t)$ กับ $V_n(t)$ เป็นแรงดันในโดเมนเวลาที่พอร์ต m และ n ค่าของ Z_{0m} และ Z_{0n} เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งซึ่งต่ออยู่ที่ พอร์ต m และ n ตามลำดับ

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายนั้น จะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกับเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \tag{3.32a}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.32b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.32c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.32d)$$

โดยที่ $V_{1inc}(t)$ และ $V_{1ref}(t)$ ($i = 1, 2$) คือแรงดันที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับมาของแต่ละพอร์ตตามลำดับ และ $V_{1trans}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต 1 ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น ส่วนของ L_1 และ L_2 เป็นระยะห่างระหว่างจุดสมมุติ (Observation Point) และระนาบเฟสอ้างอิง (Phase Reference Plane) โดยจะมีค่าของ γ_1 และ γ_2 ($\gamma = \alpha + j\beta$) เป็นค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่นของสายส่งสัญญาณที่พอร์ต 1 และ พอร์ต 2

S พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้คือการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับแรงดัน (Return Loss) หรือก็คือค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศ

3.3.6.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)

ในการหาค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สามารถคำนวณได้จาก

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.33)$$

เมื่อ Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณ และ S_{11} คือการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับแรงดัน (Return Loss) ของสายอากาศ

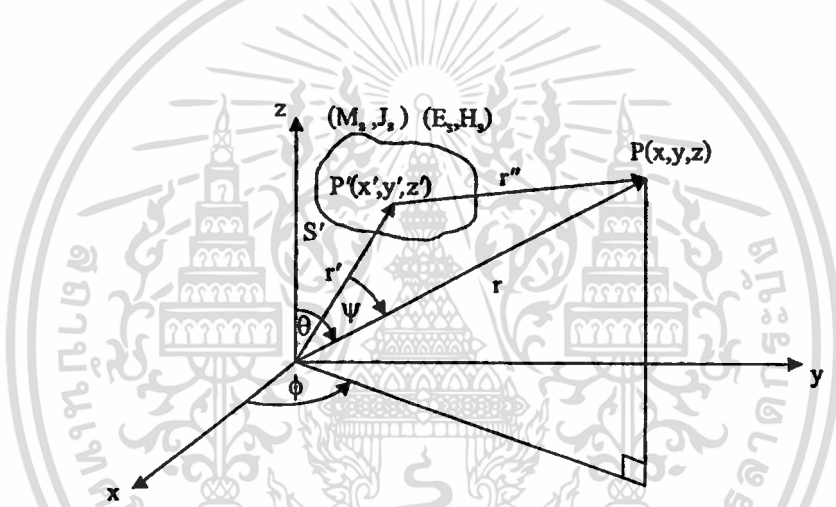
สำหรับสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถหาได้จากสมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.34)$$

3.3.6.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern)

ในการวิเคราะห์ในแบบวิธี FDTD นั้นไม่สามารถหาผลลัพธ์ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far-Field Radiation Pattern) ได้โดยตรง เนื่องจากกริดของ FDTD จะคำนวณเฉพาะพื้นที่ของสนามระยะใกล้ (Near-Field) เท่านั้น โดยจะไม่สามารถคำนวณในขอบเขตของสนามระยะไกลได้ (Far Field) ดังนั้นในวิธี FDTD จึงต้องทำการแปลงผลการคำนวณของสนามระยะใกล้ไปเป็นสนามระยะไกล (Near-Field to Far-Field)

เงื่อนไขการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิดแสดงดังรูปที่ 3.6 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสมมูลทางผิวเพื่อหาค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า $\vec{J}_s$ และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก $\vec{M}_s$ บนพื้นที่ S' เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล

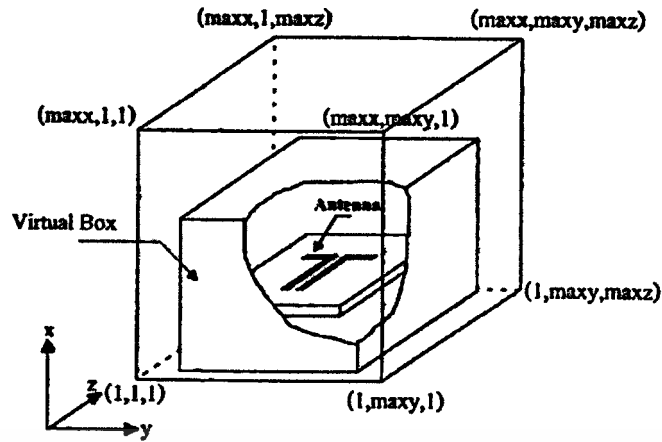


รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

พื้นที่ผิว S' ที่แสดงในรูปที่ 3.6 เป็นแหล่งกำเนิดสมมูลย์ที่แปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล โดยแหล่งกำเนิดสมมูลย์นี้ถ้าเป็นการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD จะให้นิยามเป็นกล่องเสมือน (Virtual Box) ในกริดของ FDTD ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.7 ตำแหน่งที่กำหนดให้เป็นกล่องเสมือนนั้นจะกำหนดให้เข้ามาในขอบเขตกริดของ FDTD ประมาณ 3-5 เซลล์จากขอบเขตนอกสุด ซึ่งจะทำได้สมการความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า ($\vec{J}_s$) และ กระแสแม่เหล็ก ($\vec{M}_s$) ดังนี้

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.35a)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.35b)$$



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.35a) และ (3.35b) จะได้มาจากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมจากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.36a)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.36b)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.6 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jk r}}{4\pi r} dS' \quad (3.37a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jk r}}{4\pi r} dS' \quad (3.37b)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.38a)$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.38b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned}
 r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2} \\
 &\cong r \left(1 + \left(\frac{r'}{r} \right)^2 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\
 &\cong r \left(1 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\
 &\cong r - r' \cos \psi
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

และจากสมการที่ (3.37a) และ (3.37b) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.40a}$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.40b}$$

เมื่อ

$$r' \cos \psi = \vec{r}' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \tag{3.41}$$

จากสมการ (3.36a) และ (3.36b) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ $\vec{N}$ และ $\vec{L}$ ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.42a}$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.42b}$$

และจะได้ความสัมพันธ์ของศักดาเวกเตอร์ $\vec{A}$ และ $\vec{F}$

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \tag{3.43a}$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \tag{3.43b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (3.43) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.38) จะได้สมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกลดังนี้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.44a)$$

$$E_\phi = -\eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\phi + L_\theta) \quad (3.44b)$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_S (J_x \cos \theta \cos \phi + J_y \cos \theta \sin \phi - J_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.45a)$$

$$N_\phi = \iint_S (-J_x \sin \phi + J_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.45b)$$

$$L_\theta = \iint_S (M_x \cos \theta \cos \phi + M_y \cos \theta \sin \phi - M_z \sin \theta) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.45c)$$

$$L_\phi = \iint_S (-M_x \sin \phi + M_y \cos \phi) e^{jkr' \cos \phi} dS' \quad (3.45d)$$

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์อยู่ในโดเมนเวลา ดังนั้นจึงสามารถใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) ซึ่งมีสมการทั่วไปเป็น

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.46a)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.46b)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ และ f คือความถี่ที่จะใช้คำนวณหาการแผ่พลังงานระยะไกลโดยสมการหาการแผ่พลังงานระยะไกลในโดเมนความถี่ของ FDTD มีสมการดังนี้

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.47a)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \Delta t \quad (3.47b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบและวิเคราะห์

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจะมีลักษณะของโครงสร้างเป็นชั้น ๆ ส่วนของชั้นบนจะเป็นส่วนของแผ่นสายอากาศ ชั้นกลางจะเป็นส่วนของช่องเปิด (aperture) และส่วนล่างจะเป็นส่วนของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวป้อนสัญญาณ ในการวิเคราะห์สายอากาศจะนำทฤษฎีต่าง ๆ จากบทที่ผ่านมาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ การวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศจะใช้วิธี FDTD และนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกับคุณลักษณะของสายอากาศที่ได้จากการจำลองโครงสร้างด้วยวิธีโมเมนต์ (MoM) เพื่อแสดงว่าคุณสมบัติของสายอากาศที่ทำการวิเคราะห์ถูกต้อง

สำหรับโครงสร้างของสายอากาศที่นำมาทำแบบจำลองนั้น จะประกอบไปด้วย สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดแบบพื้นฐาน สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ และ 3 องค์ประกอบ โดยที่แต่ละองค์ประกอบวางห่างกันในระยะจำกัดในแนวเส้นตรงเดียวกัน และให้แต่ละองค์ประกอบมีขนาดเท่ากัน สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่กล่าวมาทั้งหมดนี้ จะทำการป้อนสัญญาณโดยใช้สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป โดยที่เนื้อหาในส่วนแรกจะกล่าวถึงวิธีการออกแบบสายอากาศ และในส่วนต่อ ๆ ไปจะเป็นส่วนของการวิเคราะห์ผล

4.2 หลักการออกแบบสายอากาศ

สำหรับการออกแบบสายอากาศนั้น วัตถุประสงค์หลักที่สำคัญก็คือ การออกแบบสายส่งสัญญาณให้มีอิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม (Z_0) [3] โดยคำนวณหาความกว้างของสายส่งสัญญาณ (W_m) จากสมการที่ (4.1) ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) และความหนาของวัสดุฐานรอง (h)

$$\frac{W_m}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} [\ln(B - 1)] + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \quad (4.1)$$

เมื่อ

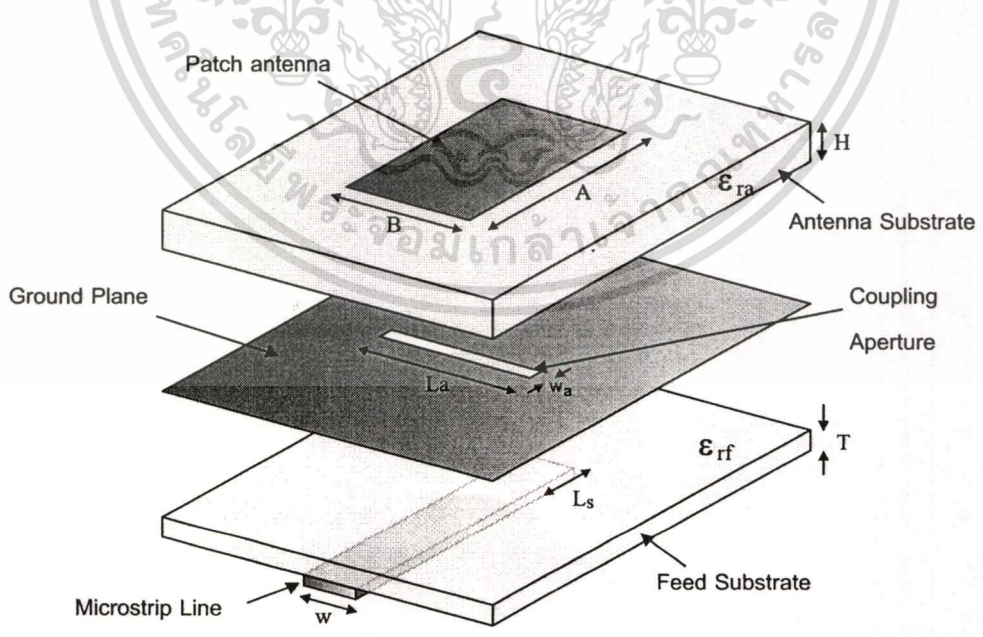
$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

สำหรับวัสดุฐานรองที่ใช้ในการทำแบบจำลองในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ PTFE – quartz ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเป็น (ϵ_r) เป็น 2.47 โดยมีค่า Loss tangent ($\tan\delta$) = 0.0006 ที่ความถี่ 10 GHz ทั้งในส่วนของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศและวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ

จากสมการที่ (4.1) และ (4.2) จะทำให้ได้โครงสร้างสายส่งสัญญาณที่มีความกว้างประมาณ 2 มิลลิเมตร และความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่าประมาณ 0.7 มิลลิเมตร โดยโครงสร้างของสายส่งสัญญาณที่ได้นั้น จะนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดรวมทั้งแบบที่มีแผ่นสายอากาศ 2 และ 3 องค์ประกอบ โดยจะทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด

4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดนั้นจะเริ่มจากการหาขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ 10 GHz หลังจากนั้นจึงนำสมการที่ได้มาช่วยในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ความถี่ 8 และ 12 GHz โดยกำหนดให้สายอากาศทั้งหมดมีความกว้างของช่องเปิด (aperture) เป็น 0.5 มิลลิเมตร เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ได้มานี้สามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ความถี่อื่นที่อยู่ในย่าน X band ได้ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจะแสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 จะพบว่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องนั้นประกอบไปด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

A คือ ความยาวของแผ่นสายอากาศ

B คือ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ

W_o คือ ความกว้างของช่องเปิด

L_o คือ ความยาวของช่องเปิด

L_s คือ ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length) จะมีค่าเท่ากับ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลางของช่องเปิด (aperture) ไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

ϵ_{ra} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ

ϵ_H คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ

H คือ ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ

T คือ ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ

เพื่อที่จะหาความยาวที่เหมาะสมในการออกแบบสายอากาศ จะต้องทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด โดยจะนำค่าของพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) โดยที่มีสมการพื้นฐานแสดงดังสมการที่ (4.3)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.3)$$

โดยมีค่า

$$\lambda_o = \frac{c}{f} \quad (4.4)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4.5)$$

c คือ ความเร็วของแสง

f คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพันธ์

ϵ_r คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองที่ใช้

λ_o คือ ความยาวคลื่นในอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ความถี่ 10 GHz

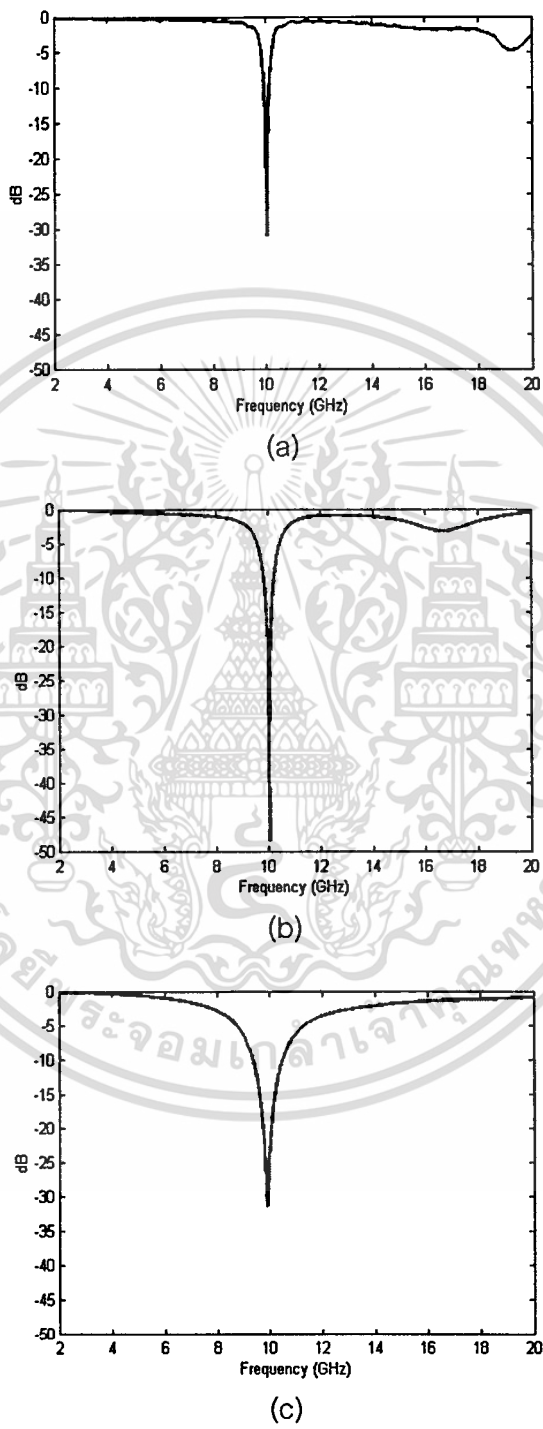
การหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจะเริ่มต้นจากการหาความสัมพันธ์ระหว่างความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศและวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณที่ทำให้สายอากาศมีค่าแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้น โดยทำการจำลองสายอากาศจากรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (Simulate) ซึ่งอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ในการทำแบบจำลองโครงสร้างจะกำหนดให้ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ (T) มีค่าคงที่ 0.7 มิลลิเมตร และให้ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ (H) มีค่าต่าง ๆ ที่แตกต่างกัน 3 ค่า

จากสมการที่ (4.4) – (4.6) จะสามารถหาค่าของความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ 10 GHz $\approx$ 22.75 มิลลิเมตร

ตารางที่ 4.1 ขนาดโครงสร้างและคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ความถี่ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่าคงที่ T = 0.7 มิลลิเมตร

H (mm)		0.3 (0.013 λ_g)	0.7 (0.031 λ_g)	1.5 (0.066 λ_g)
A (mm)		7.5(0.33 λ_g)	7.5 (0.33 λ_g)	7.5 (0.33 λ_g)
B (mm)		11.5 (0.505 λ_g)	7 (0.307 λ_g)	5.5 (0.25 λ_g)
L _a (mm)		5.5 (0.25 λ_g)	5.5 (0.25 λ_g)	5.5 (0.25 λ_g)
W _a (mm)		0.5 (0.022 λ_g)	0.5 (0.022 λ_g)	0.5 (0.022 λ_g)
L _s (mm)		7.75 (0.34 λ_g)	7 (0.307 λ_g)	3.75 (0.165 λ_g)
Bandwidth		2.4%	4.4%	11.02%
Return Loss (S11)	GHz	10.03	10.02	9.98
	dB	-30.87	-48.43	-30.14
Input Impedance	Real (Ω)	52.10	49.84	52.26
	Imag (Ω)	2.02	-0.34	-2.23

ผลจากตารางที่ 4.1 แสดงให้เห็นว่า ที่ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศมีค่าประมาณ 2 เท่าของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณจะทำให้สายอากาศมีค่าแบนด์วิดท์มากที่สุด

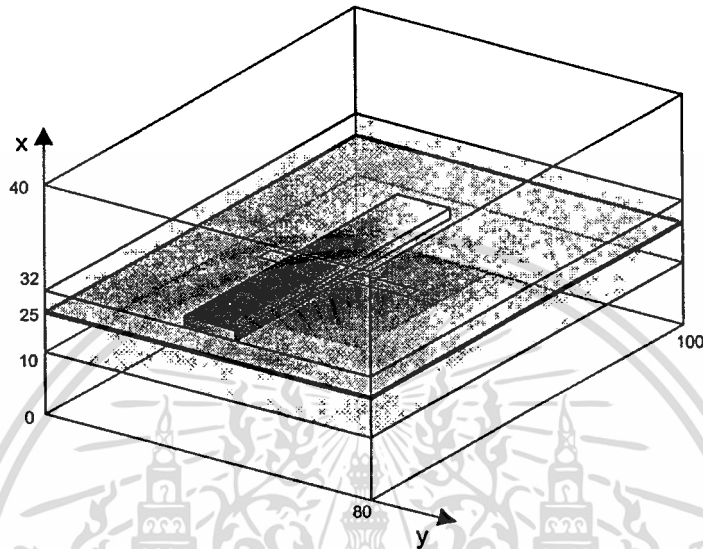


รูปที่ 4.2 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 10 GHz

โดยที่ (a) $T=0.7\text{ mm}$, $H=0.3\text{ mm}$ (b) $T=H=0.7\text{ mm}$ (c) $T=0.7\text{ mm}$, $H=1.5\text{ mm}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 จะแสดง S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศมีค่าต่างกัน ซึ่งจากรูปแสดงให้เห็นว่า ที่ $T=0.7$ mm, $H=1.5$ mm ค่าของ S_{11} พารามิเตอร์จะมีความกว้างของแบนด์วิดท์มากที่สุด



รูปที่ 4.3 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz

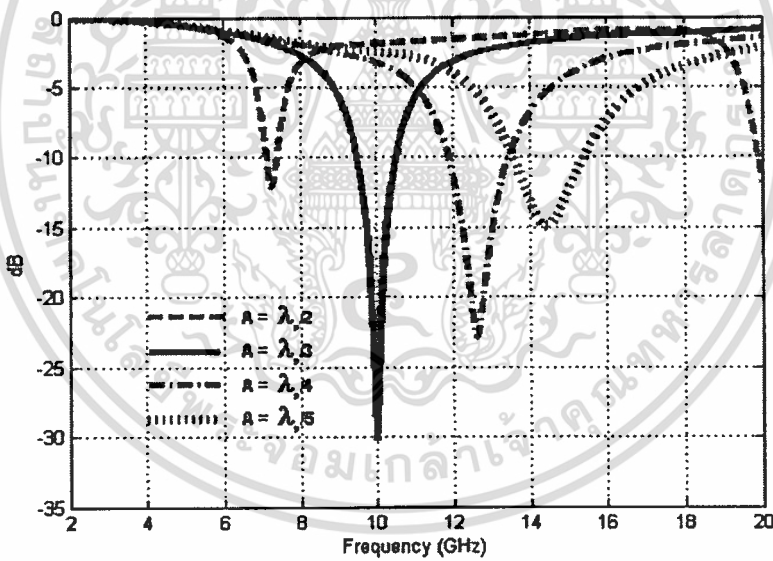
รูปที่ 4.3 แสดงรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD โดยกำหนดขอบเขตกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้สำหรับการคำนวณคือ $40 \times 80 \times 100$ เซลล์ โดยกำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta x = 0.1$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง y และ z คือ $\Delta y = \Delta z = 0.25$ มิลลิเมตร ที่แกน x จะกำหนดตำแหน่งของระนาบสร้างเงา (ground plane) และช่องเปิด (aperture) ในกริดเซลล์ที่ 25 ส่วนของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 11-25 วัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 26-32 สายส่งสัญญาณจะอยู่ในเซลล์ที่ 32 และส่วนของแผ่นสายอากาศ (patch) จะอยู่บนเซลล์ที่ 10 สำหรับขอบเขตในการคำนวณและตำแหน่งต่าง ๆ นี้จะมีขนาดเท่ากันหมดสำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 8 และ 12 GHz

ตารางที่ 4.2 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของแผ่นสายอากาศ(A) กับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อกันผ่านช่องเปิด

A (mm)		4.5 ($\approx \lambda_g/5$)	5.5 ($\approx \lambda_g/4$)	7.5 ($\approx \lambda_g/3$)	11 ($\approx \lambda_g/2$)
Return Loss (S11)	GHz	14.42	12.61	9.98	7.25
	dB	-14.92	-22.91	-30.14	-12.18

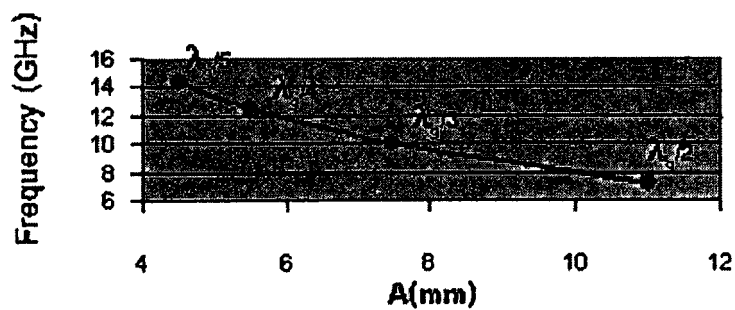
กำหนดให้ ค่าของพารามิเตอร์อื่นๆมีค่าคงที่ ดังนี้ $B=5.5\text{ mm}$, $W_g=0.5\text{ mm}$, $L_g=5.5\text{ mm}$ และ $L_s=3.75\text{ mm}$

จากตารางที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าความยาวของแผ่นสายอากาศ (A) จะมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ นั่นคือ เมื่อเพิ่มขนาดของ A จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศลดลง และเมื่อลดขนาดของ A ลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศเพิ่มขึ้น



รูปที่ 4.4 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความยาวของแผ่นสายอากาศ (A)

จากรูปที่ 4.4 จะพบว่าเมื่อความยาวของแผ่นสายอากาศเปลี่ยนจะมีผลกระทบต่อค่า S_{11} พารามิเตอร์ และความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยความยาวของแผ่นสายอากาศ (A) ที่ทำให้ได้ความถี่เรโซแนนซ์ที่ใกล้เคียง 10 GHz ที่สุดคือ $A \approx \lambda_g/3$



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวของแผ่นสายอากาศ (A) กับความถี่เรโซแนนซ์

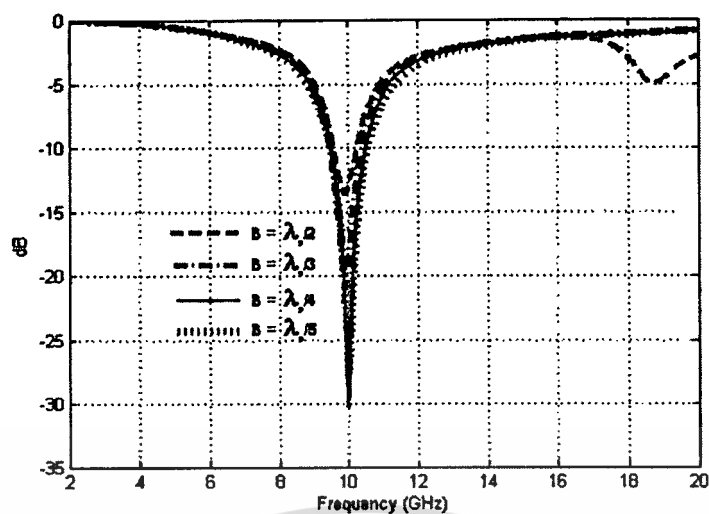
ผลจากตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.4 - 4.5 แสดงให้เห็นว่าความยาวของแผ่นสายอากาศ (A) จะมีผลต่อค่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยเมื่อทำการเพิ่มขนาดของ A จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศลดลง และเมื่อลดขนาดของ A ลงจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 4.3 ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) กับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

B (mm)		4.5 ($\approx \lambda_g/5$)	5.5 ($\approx \lambda_g/4$)	7.5 ($\approx \lambda_g/3$)	11 ($\approx \lambda_g/2$)
Return Loss (S11)	GHz	10.01	9.98	9.92	9.89
	dB	-27.45	-30.14	-20.87	-13.56

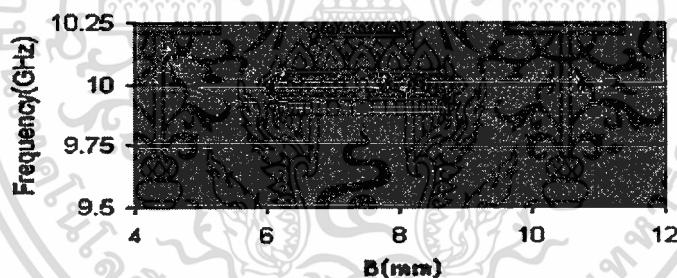
โดยกำหนดให้ ค่าของพารามิเตอร์อื่น ๆ มีค่าคงที่ ดังนี้ $A=7.5\text{ mm}$, $W_a=0.5\text{ mm}$, $L_a=5.5\text{ mm}$ และ $L_s=3.75\text{ mm}$

จากตารางที่ 4.3 จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) จะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดน้อยมาก แต่จะมีผลกระทบต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศมาก



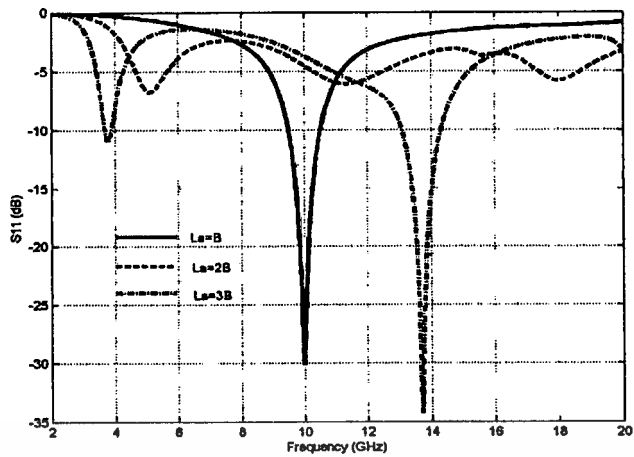
รูปที่ 4.6 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B)

จากรูปที่ 4.6 จะพบว่าเมื่อความกว้างของแผ่นสายอากาศเปลี่ยนจะมีผลกระทบต่อค่า S_{11} พารามิเตอร์ โดยความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) ที่ให้ค่า S_{11} พารามิเตอร์ที่ดีที่สุดคือ $B \approx \lambda_g/4$



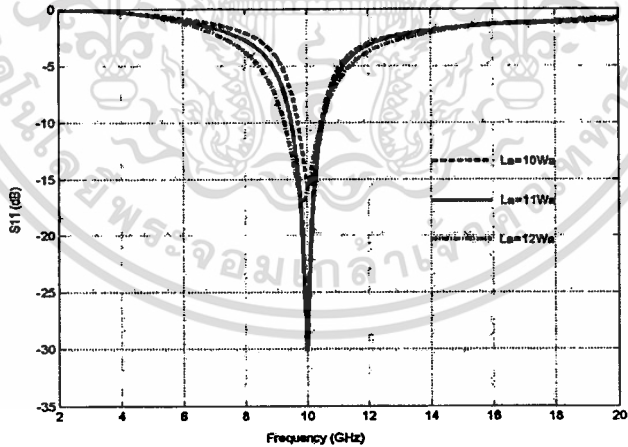
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างของแผ่นสายอากาศ(B) กับความถี่เรโซแนนซ์

ผลจากตารางที่ 4.3 และรูปที่ 4.6 - 4.7 แสดงให้เห็นว่าความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) จะมีผลกระทบต่อค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด แต่กับความถี่เรโซแนนซ์จะมีผลน้อยมาก



รูปที่ 4.8 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_g) ที่ขึ้นอยู่กับความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) ของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 1 องค์ประกอบ

จากรูปที่ 4.8 ความยาวของช่องเปิด (L_g) ที่ใช้จะถูกเปรียบเทียบกับความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B) ซึ่งพบว่า ความยาวของช่องเปิดจะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยความยาวของช่องเปิดต่อความกว้างของแผ่นสายอากาศที่ให้ค่าแมตซ์ซึ่งที่ดีคือ $L_g = B$



รูปที่ 4.9 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_g) ที่ขึ้นอยู่กับความกว้างของช่องเปิด (W_g) ของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 1 องค์ประกอบ

จากรูปที่ 4.9 ความยาวของช่องเปิด (L_g) ที่ใช้จะถูกเปรียบเทียบกับความความกว้างของช่องเปิด (W_g) โดยความยาวของช่องเปิดต่อความกว้างของช่องเปิดที่ให้ค่าแมตซ์ซึ่งที่ดีคือ $L_g = 11 W_g$

ผลจากตารางที่ 4.1 - 4.3 และรูปที่ 4.2 - 4.9 จะทำให้สามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด โดยค่าที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพัทธ์แสดงดังสมการที่ 4.6 – 4.11 สำหรับสายอากาศทั้งหมดที่ทำการออกแบบและวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะมีพารามิเตอร์บางตัวที่ใช้ค่าเดียวกันทั้งหมด พารามิเตอร์เหล่านี้ประกอบด้วย ส่วนของความกว้างของช่องเปิดที่มีค่า 0.5 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีค่า 2 มิลลิเมตร และความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่า 0.7 มิลลิเมตร

สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ประกอบด้วย

$$A \approx \frac{\lambda_g}{3} \quad (4.6)$$

$$B \approx \frac{\lambda_g}{4} \quad (4.7)$$

$$L_a \approx B \approx \frac{\lambda_g}{4} \quad (4.8)$$

$$W_a \approx \frac{L_a}{11} \approx \frac{\lambda_g}{44} \quad (4.9)$$

$$H \approx 2T \quad (4.10)$$

$$\frac{\lambda_g}{8} \leq L_s \leq \frac{\lambda_g}{4} \quad (4.11)$$

หลังจากคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากสมการที่ (4.6) – (4.11) จึงนำค่าต่าง ๆ เหล่านี้ไปใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศในเชิงทฤษฎีจากรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (Simulate) โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ โดยโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์ คือ โปรแกรม FDTD ANALYSIS AND DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS AND ANTENNAS [26] การคำนวณแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD จะมีการคำนวณ 2 ครั้ง ครั้งแรกจะเป็นการคำนวณรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปเพียงอย่างเดียว เพื่อที่จะสร้างแหล่งกำเนิดแรงดันพัลส์แบบเกาส์ หลังจากนั้นจึงนำแหล่งกำเนิดแรงดันที่ได้ไปใช้ในการคำนวณครั้งที่สอง เพื่อหาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ

ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ใช้ในการวิเคราะห์แสดงดังตารางที่ 4.4

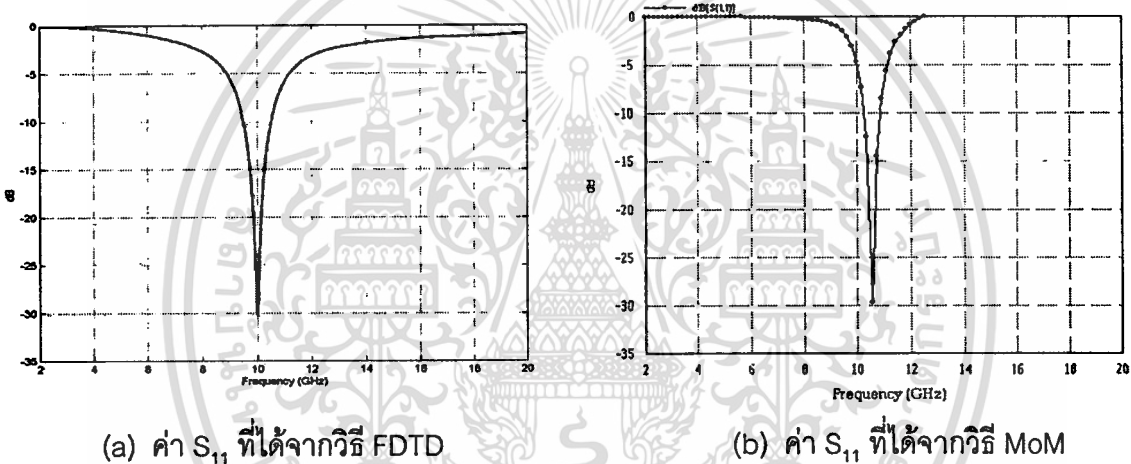
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz

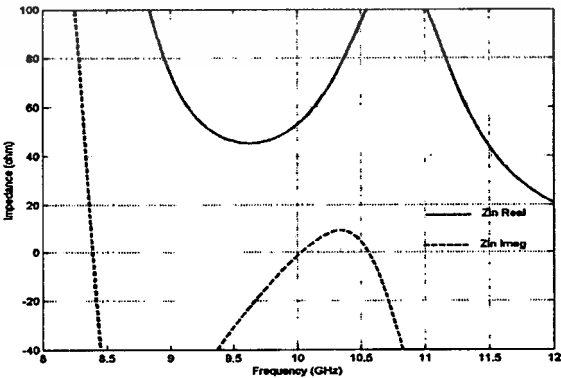
พารามิเตอร์	H	A	B	L_a	W_a	L_s
ขนาด(mm)	1.5	7.5	5.5	5.5	0.5	3.75
λ_g	$0.066\lambda_g$	$0.33\lambda_g$	$0.25\lambda_g$	$0.25\lambda_g$	$0.022\lambda_g$	$0.165\lambda_g$

เมื่อ $T = 0.7$ มิลลิเมตร ($\approx 0.031\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 10 GHz ≈ 22.75 มิลลิเมตร

ผลที่ได้จากการวิเคราะห์หาค่าลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S_{11} พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.10 – 4.12

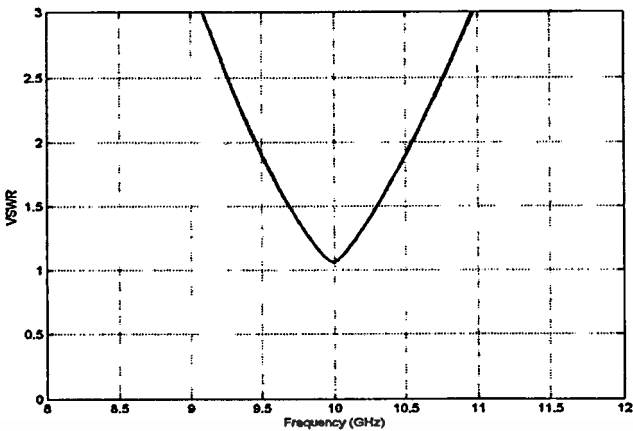


รูปที่ 4.10 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จากวิธีFDTD และ(b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MoM



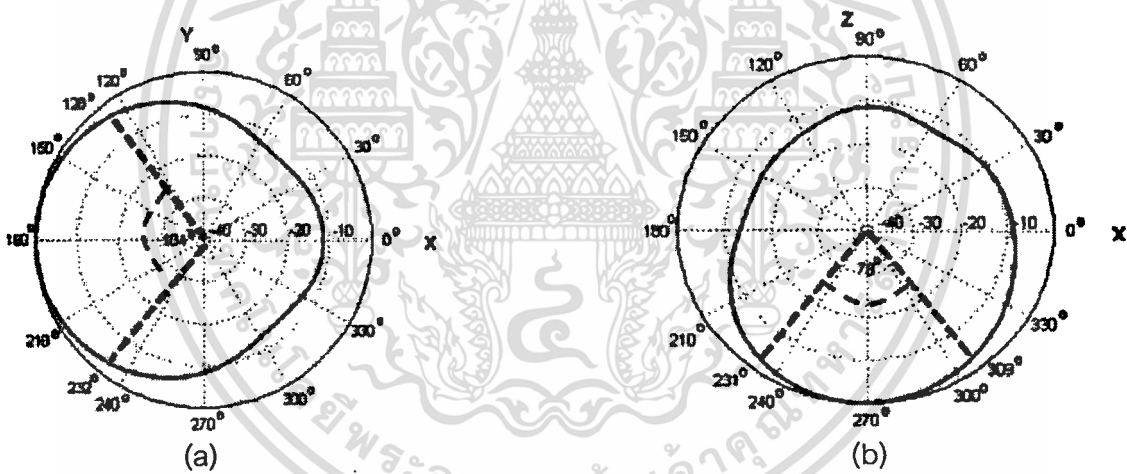
รูปที่ 4.11 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



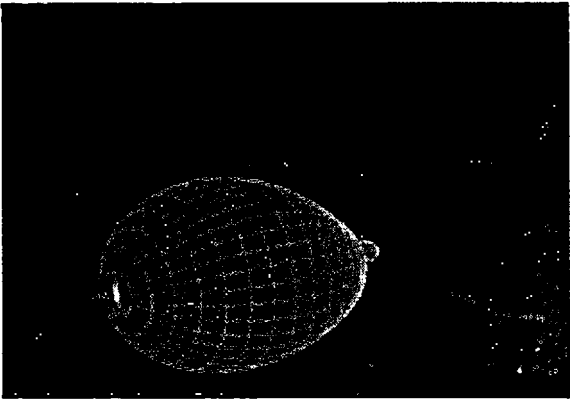
รูปที่ 4.12 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.13a และ 4.13b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.13 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 10 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณหาค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ (Half-Power Beamwidth : HPBW) จะทำการคำนวณหาที่ตำแหน่ง - 3 dB [17] จากรูปที่ 4.10a และ 4.10b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 104° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 78°



รูปที่ 4.14 ภาพ 3 มิติของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 10 GHz

ในการคำนวณหาค่าอัตราขยาย (G_o) ของสายอากาศนั้น สามารถหาได้จาก

$$G_o \text{ (dB)} = 10 \log G_o \tag{4.12}$$

เมื่อ

$$G_o \approx \frac{30,000}{\Theta_{1d} \Theta_{2d}} \tag{4.13}$$

โดยที่

Θ_{1d} = HPBW ในระนาบ XY

Θ_{2d} = HPBW ในระนาบ XZ

ตารางที่ 4.5 คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 10GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 9.98 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 30.14 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.06 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	52.26 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	-2.23 โอห์ม
แบนด์วิธ (Bandwidth)	11.02%
อัตราขยาย (Gain)	5.68 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 4.5 จะพบว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ออกแบบโดยกำหนดให้ขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังสมการที่ (4.6) – (4.11) จะมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีด้วย และเพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ช่วยในการกำหนดขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศสามารถนำมาใช้ได้กับความถี่อื่น จึงทำการออกแบบสายอากาศที่ 8 และ 12 GHz เพื่อเป็นการตรวจสอบความถูกต้อง

4.3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีความถี่ 8 GHz

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีความถี่ 8 GHz นั้นจะคล้ายกับการออกแบบสายอากาศที่ 10 GHz โดยทำการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจากสมการที่ (4.6) – (4.11) ขณะที่ความกว้างของช่องเปิด ความกว้างของสายส่ง และความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่าคงที่ ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จะถูกนำไปใช้สร้างแบบจำลองโครงสร้างสายอากาศ และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการคำนวณและวิเคราะห์

ในการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะกำหนดขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้และให้ตำแหน่งของระนาบต่าง ๆ มีขนาดเท่ากับรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีความถี่ 10 GHz

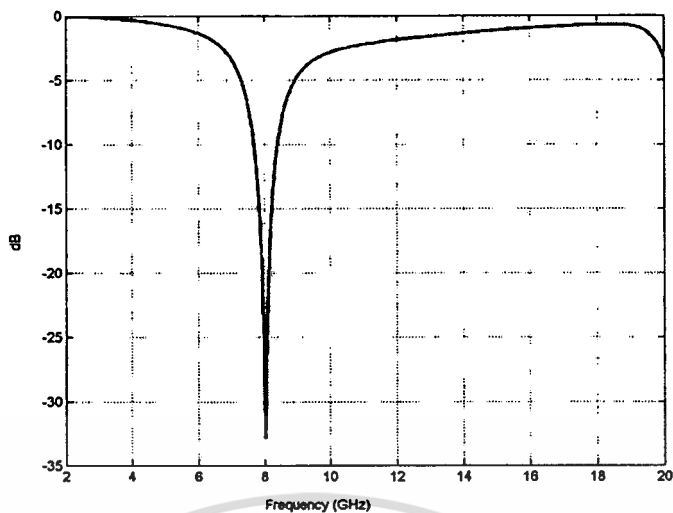
จากสมการที่ (4.3) – (4.5) จะสามารถหาค่าของความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ 8 GHz $\approx$ 28.5 มิลลิเมตร ซึ่งการวิเคราะห์นี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.6

ตารางที่ 4.6 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 8 GHz

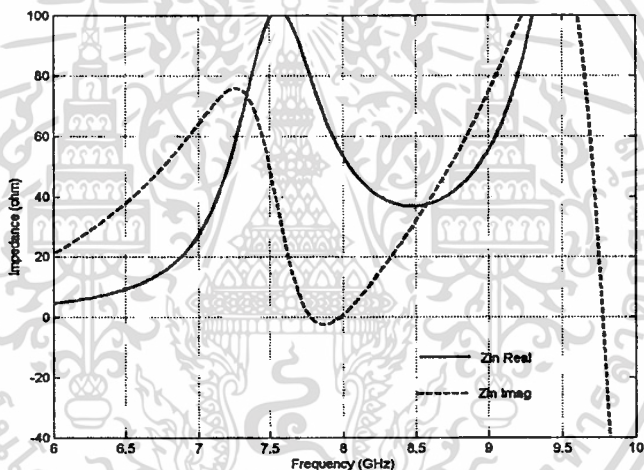
พารามิเตอร์	H	A	B	L_a	W_a	L_s
ขนาด(mm)	1.5	9.5	7	6	0.5	3.75
λ_g	$0.052\lambda_g$	$0.33\lambda_g$	$0.25\lambda_g$	$0.21\lambda_g$	$0.017\lambda_g$	$0.131\lambda_g$

เมื่อ $T = 0.7$ มิลลิเมตร ($\approx 0.025\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 8 GHz $\approx$ 28.5 มิลลิเมตร

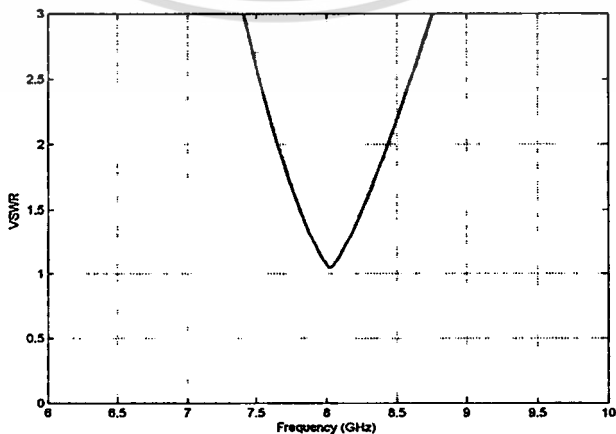
ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S_{11} พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.15 – 4.17



รูปที่ 4.15 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 8 GHz



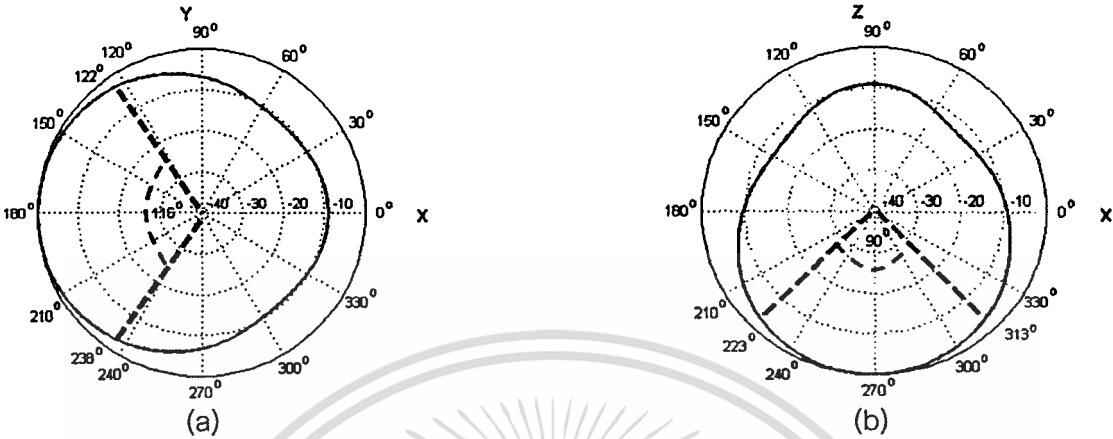
รูปที่ 4.16 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 8 GHz



รูปที่ 4.17 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่ 8 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.18a และ 4.18b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.18 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด ที่ 8 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณหาค่า HPBW จะคำนวณ HPBW ที่ตำแหน่ง - 3 dB จากรูปที่ 4.18 a และ 4.18 b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 116° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 90°

ตารางที่ 4.7 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 8 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 8.02 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 32.86 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.04 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	51.15 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	1.98 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	10%
อัตราขยาย (Gain)	4.58 dB

จากตารางที่ 4.7 จะพบว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี ดังนั้นสมการที่ (4.6) – (4.11) จึงสามารถที่จะใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 8 GHz ได้

4.3.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ความถี่ 12 GHz

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ความถี่ 12 GHz นั้น จะคล้ายกับการออกแบบสายอากาศที่ 8 และ 10 GHz โดยทำการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจากสมการที่ (4.6) – (4.11) ขณะที่ความกว้างของช่องเปิด ความกว้างของสายส่ง และความหนาของวัสดุฐานรองของสวป้อนสัญญาณมีค่าคงที่ ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ได้จะถูกนำไปใช้สร้างแบบจำลองโครงสร้างสายอากาศ และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการคำนวณและวิเคราะห์

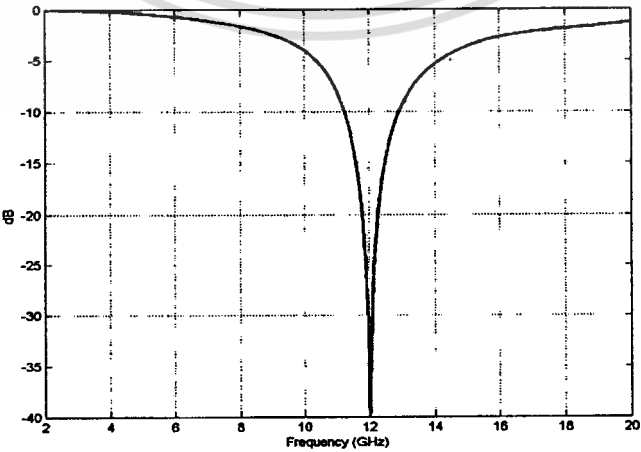
ในส่วนขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณและตำแหน่งของระนาบต่าง ๆ จะมีขนาดเท่ากับรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 8 และ 10 GHz

จากสมการที่ (4.3) – (4.5) จะสามารถหาค่าของความยาวคลื่นลัมพัทธ์ (λ_g) ที่ 12 GHz ได้ประมาณ 19 มิลลิเมตร ซึ่งการวิเคราะห์นี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.8

ตารางที่ 4.8 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz

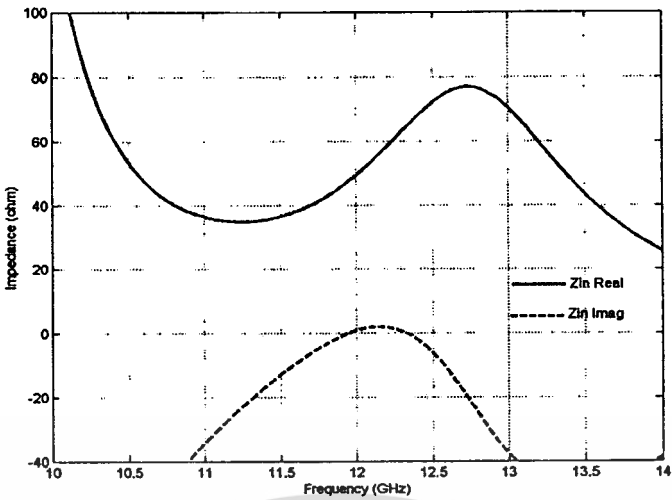
พารามิเตอร์	H	A	B	L_a	W_a	L_s
ขนาด(mm)	1.5	6	4	5	0.5	3
λ_g	$0.079\lambda_g$	$0.315\lambda_g$	$0.21\lambda_g$	$0.263\lambda_g$	$0.026\lambda_g$	$0.157\lambda_g$

เมื่อ $T' = 0.7$ มิลลิเมตร ($\approx 0.037\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 12 GHz ≈ 19 มิลลิเมตร

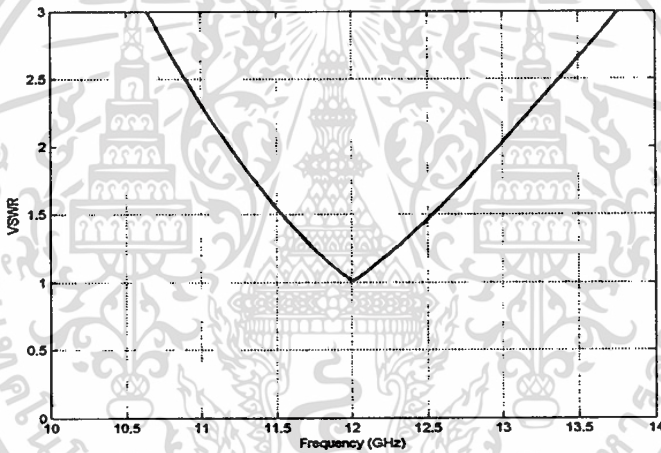


รูปที่ 4.19 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

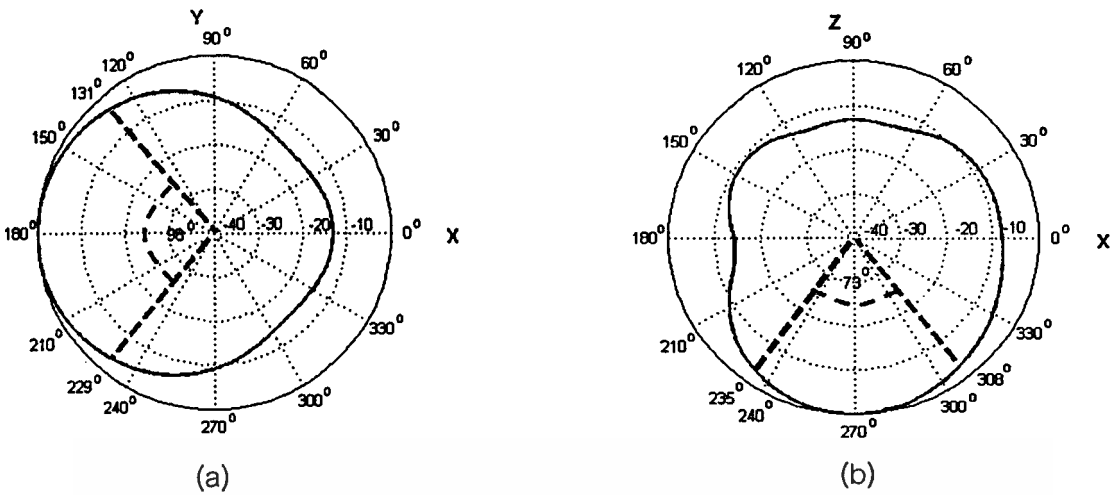


รูปที่ 4.20 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz



รูปที่ 4.21 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.22a และ 4.22b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.22 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณหาค่า HPBW จะคำนวณ HPBW ที่ตำแหน่ง - 3 dB จากรูปที่ 4.22 a และ 4.22 b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 98° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 73°

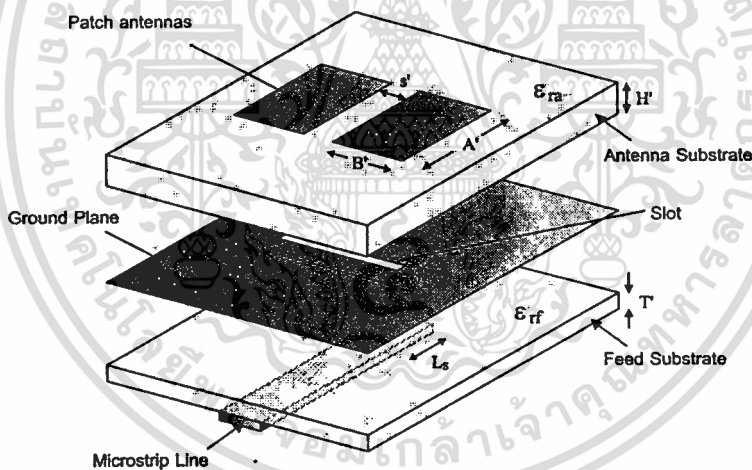
ตารางที่ 4.9 คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 12.00 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 39.76 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.02 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	49.64 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	0.96 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	15%
อัตราขยาย (Gain)	6.22 dB

จากตารางที่ 4.9 จะพบว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี ดังนั้นสมการที่ (4.6) – (4.11) จึงสามารถที่จะใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่ 12 GHz ได้

4.4 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบในวิทยานิพนธ์นี้ จะทำการเพิ่มแผ่นสายอากาศที่อยู่บนวัสดุฐานรอง เพื่อทำเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ โดยกำหนดให้แต่ละองค์ประกอบมีขนาดเท่ากัน และแต่ละองค์ประกอบวางห่างกันในระยะจำกัดในแนวเส้นตรงเดียวกัน หลังจากนั้นจึงออกแบบสมการเพื่อช่วยในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบโดย เริ่มต้นที่ 10 GHz แล้วจึงใช้หลักการเดียวกันในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ 8 และ 12 GHz เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ได้มานี้สามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่อื่นที่อยู่ในย่านเดียวกันได้ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบจะแสดงดังรูปที่ 4.23



รูปที่ 4.23 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ

จากรูปที่ 4.23 จะพบว่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องนั้นประกอบไปด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

- A' คือ ความยาวของแผ่นสายอากาศ
- B' คือ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ
- W_g คือ ความกว้างของช่องเปิด
- L_g คือ ความยาวของช่องเปิด

L_s' คือ ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length) จะมีค่าเท่ากับ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลางของช่องเปิด (aperture) ไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

S' คือ ระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ

ϵ_{ra} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ

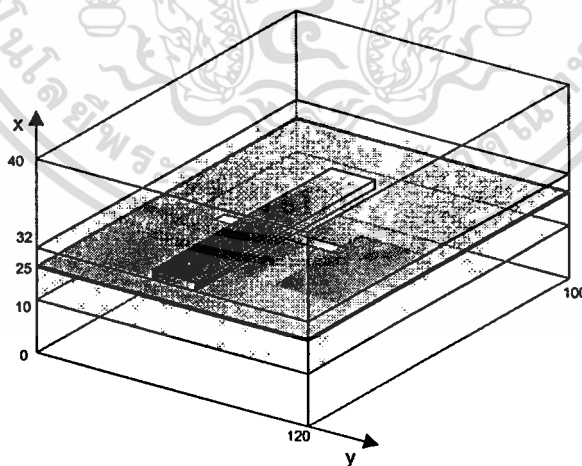
ϵ_{rf} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ

H' คือ ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ

T' คือ ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ

4.4.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ จะเริ่มต้นการหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศกับความถี่เรโซแนนซ์และค่า S11 พารามิเตอร์ การสร้างแบบจำลองสายอากาศจากรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ จะอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ในการทำแบบจำลองโครงสร้างจะกำหนดให้ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่าคงที่ 0.7 มิลลิเมตร



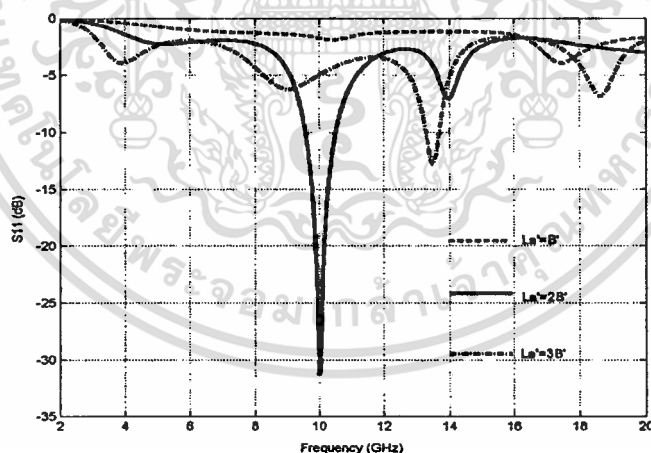
รูปที่ 4.24 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ 10 GHz

รูปที่ 4.24 แสดงรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD โดยกำหนดขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมดในแกน x y และ z ที่ใช้สำหรับการคำนวณคือ 40 x 120 x 100 เซลล์ โดยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่อผู้ใดได้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta x = 0.1$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง y และ z คือ $\Delta y = \Delta z = 0.25$ มิลลิเมตร ที่แกน x จะกำหนดตำแหน่งของระนาบสร้างเงาและช่องเปิดอยู่ในกริดเซลล์ที่ 25 ส่วนของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 11-25 วัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 26-32 สายส่งสัญญาณจะอยู่ในเซลล์ที่ 32 และส่วนของแผ่นสายอากาศจะอยู่บนเซลล์ที่ 10 สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ 8 และ 12 GHz จะมีขอบเขตในการคำนวณและขนาดของตำแหน่งต่าง ๆ นี้เท่ากันหมดเช่นกัน

ค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ จะนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ซึ่งจะใช้สมการเดียวกันกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด โดยจะใช้สมการที่ (4.4) – (4.6) ในการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์

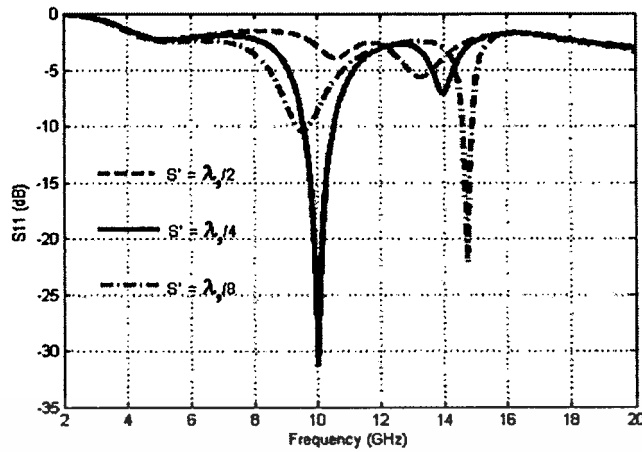
สำหรับการออกแบบสมการในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ จะเริ่มจากการออกแบบสมการในการหาความยาวของแผ่นสายอากาศ (A') และความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B') ซึ่งจะใช้สมการเดียวกับสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 1 องค์ประกอบ



รูปที่ 4.25 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์ เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_g') ที่ขึ้นอยู่กับความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B') ของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ

จากรูปที่ 4.25 จะเห็นว่าความยาวของช่องเปิดมีผลต่อการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยความยาวของช่องเปิด (L_g') ที่ให้ค่าแมตช์ซึ่งที่ดีคือ $L_g' = 2B'$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ (S') ของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อกันช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ

จากรูปที่ 4.26 แสดงให้เห็นว่าระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ(S') จะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และการแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศที่ให้ค่าแมตชิ่งที่ดีคือ $S' = \lambda_g/4$

เมื่อนำผลจากรูปที่ 4.25 - 4.26 แล้วจะได้สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อกันช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ ดังนี้

$$A' \approx \frac{\lambda_g}{3} \quad (4.14)$$

$$B' \approx \frac{\lambda_g}{4} \quad (4.15)$$

$$L_e' \approx 2B' \quad (4.16)$$

$$S' \approx \frac{\lambda_g}{4} \quad (4.17)$$

$$H' \approx 2T' \quad (4.18)$$

หลังจากคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ จากสมการที่ (4.14) - (4.18) จึงนำค่าต่าง ๆ เหล่านี้ไปใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศในเชิงทฤษฎีจากรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ เพื่อหาคุณลักษณะต่าง ๆ ของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

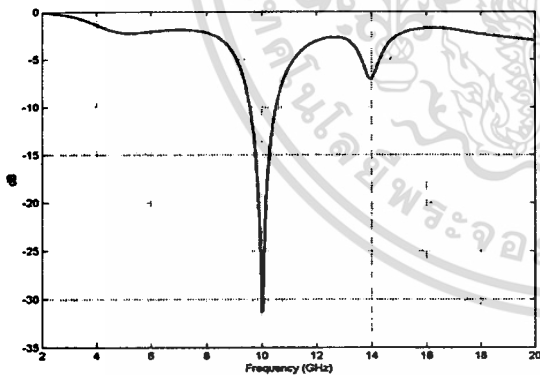
สายอากาศ กำหนดให้สายอากาศมีความกว้างของช่องเปิดมีค่า 0.5 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปมีค่า 2 มิลลิเมตร และความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่า 0.7 มิลลิเมตร ซึ่งค่าเหล่านี้จะใช้ค่าเดียวกันทั้งหมดสำหรับสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบทั้งหมดที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้

ตารางที่ 4.10 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

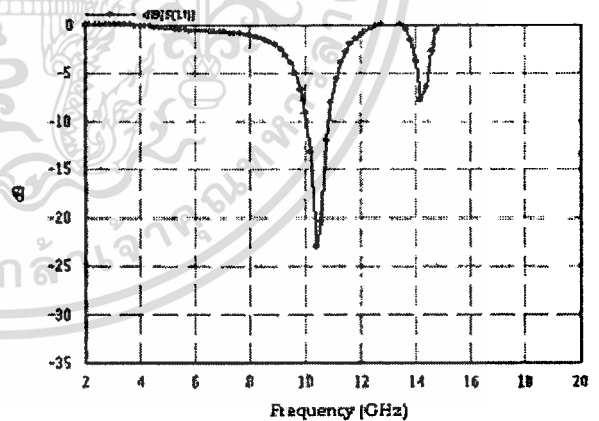
พารามิเตอร์	H'	A'	B'	L _a '	W _a '	L _s '	S'
ขนาด(mm)	1.5	7.5	5.5	11	0.5	5.75	6
λ_g	$0.066\lambda_g$	$0.33\lambda_g$	$0.25\lambda_g$	$0.5\lambda_g$	$0.022\lambda_g$	$0.252\lambda_g$	$0.263\lambda_g$

เมื่อ $T' = 0.7$ มิลลิเมตร ($\approx 0.031\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 10 GHz ≈ 22.75 มิลลิเมตร

ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S_{11} พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.27 – 4.29

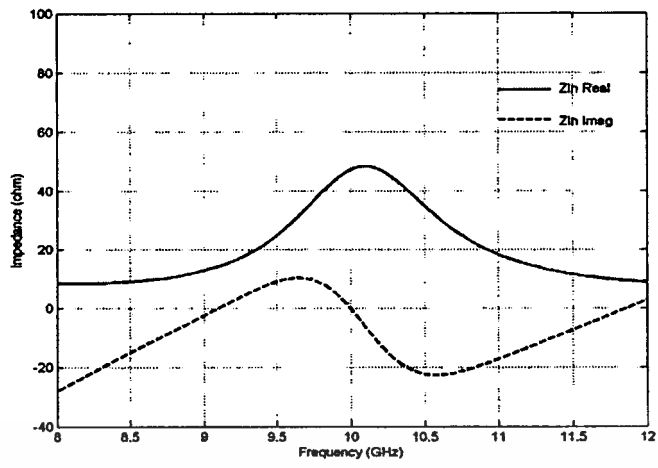


(a) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี FDTD

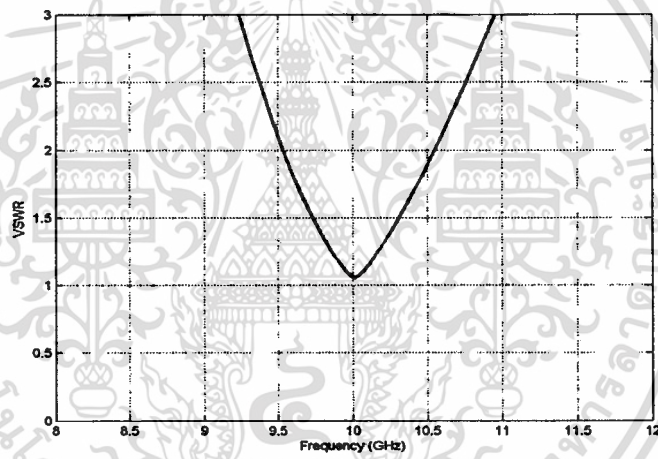


(b) ค่า S_{11} ที่ได้จากวิธี MoM

รูปที่ 4.27 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MoM

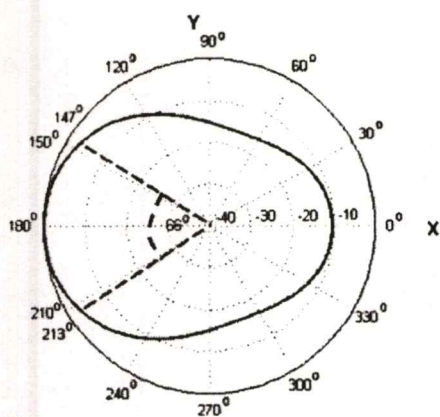


รูปที่ 4.28 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

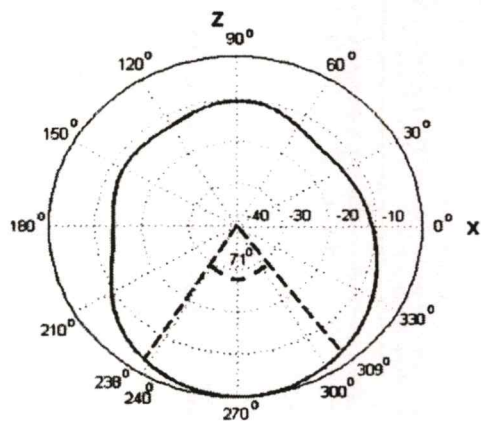


รูปที่ 4.29 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.30a และ 4.30b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



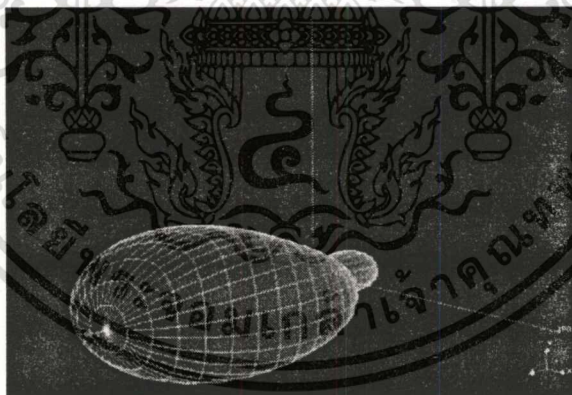
(a)



(b)

รูปที่ 4.30 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณหาค่า HPBW จะคำนวณหาที่ตำแหน่ง - 3 dB จากรูปที่ 4.30a และ 4.30b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 66° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 71°



รูปที่ 4.31 ภาพ 3 มิติของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

สำหรับการคำนวณหาอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบนั้น จะใช้สมการที่ (4.12) - (4.13) ในการคำนวณเช่นเดียวกับสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 1 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.11 คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

คุณสมบัติของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 10.01 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 31.34 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.05 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	47.51 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	- 0.89 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	10.2%
อัตราขยาย (Gain)	8.06 dB

จากตารางที่ 4.11 จะพบว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ ที่ออกแบบโดยกำหนดให้ขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังสมการที่ (4.14) – (4.18) จะมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีด้วย และเพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ช่วยในการกำหนดขนาดของพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ นำมาใช้ได้กับความถี่อื่น จึงทำการออกแบบสายอากาศที่ 8 และ 12 GHz เพื่อตรวจสอบความถูกต้อง

4.4.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz นั้นจะทำเช่นเดียวกับการออกแบบสายอากาศที่ 10 GHz โดยเริ่มจากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจากสมการที่ (4.14) – (4.18) แล้วจึงนำมาทำการสร้างแบบจำลองโครงสร้างสายอากาศ และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการคำนวณและวิเคราะห์

ขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณและตำแหน่งของระนาบต่าง ๆ จะมีขนาดเท่ากับรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

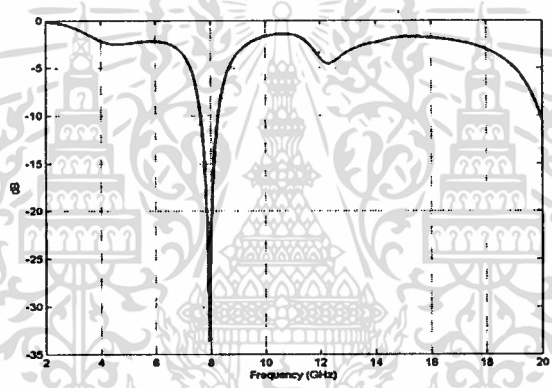
จากสมการที่ (4.3) – (4.5) จะสามารถหาค่าของความยาวคลื่นสั้นัมพัทธ์ (λ_g) ที่ 8 GHz $\approx$ 28.5 มิลลิเมตร ซึ่งการวิเคราะห์นี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.12

ตารางที่ 4.12 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อกันช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

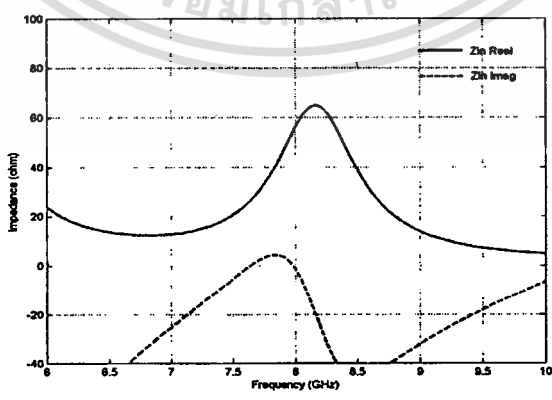
พารามิเตอร์	H'	A'	B'	L _a '	W _a '	L _s '	S'
ขนาด(mm)	1.5	10	7	13	0.5	6.25	7
λ_g	$0.052\lambda_g$	$0.35\lambda_g$	$0.25\lambda_g$	$0.456\lambda_g$	$0.017\lambda_g$	$0.219\lambda_g$	$0.25\lambda_g$

เมื่อ T' = 0.7 มิลลิเมตร ($\approx 0.025\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 8 GHz ≈ 28.5 มิลลิเมตร

ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S₁₁, พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.32 – 4.34

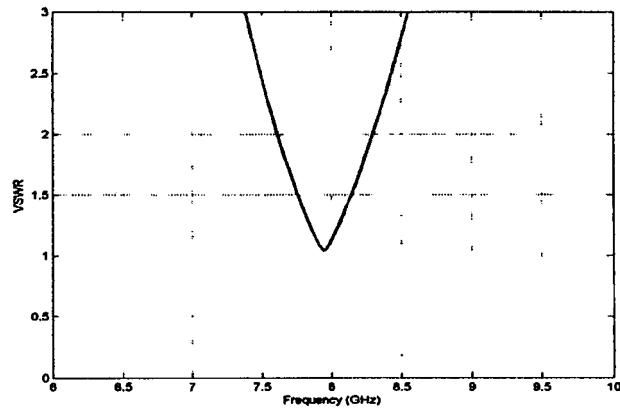


รูปที่ 4.32 ค่า S₁₁ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อกันช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz



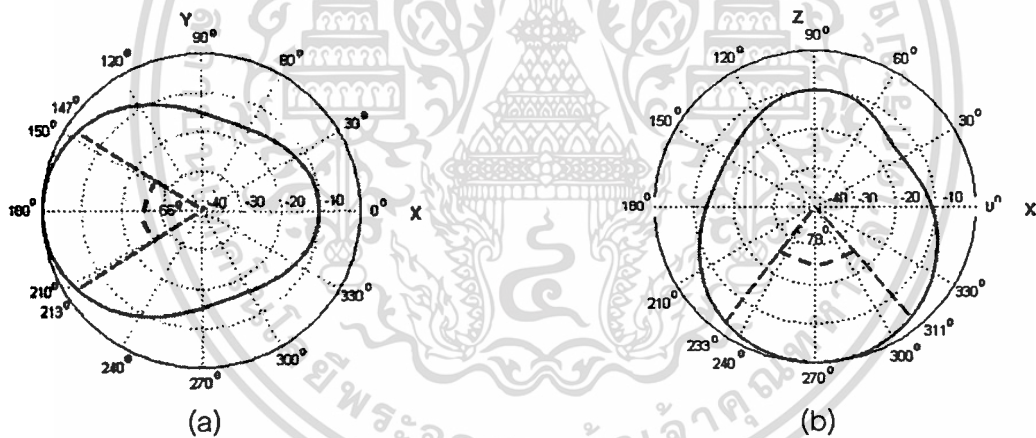
รูปที่ 4.33 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อกันช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.34 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.35a และ 4.35b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.35 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณหาค่า HPBW จะคำนวณ HPBW ที่ตำแหน่ง - 3 dB จากรูปที่ 4.35a และ 4.35b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 66° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 78°

ตารางที่ 4.13 คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

คุณสมบัติของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 7.94 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 33.53 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.04 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	51.11 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	1.81 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	8.81%
อัตราขยาย (Gain)	7.65 dB

จากตารางที่ 4.13 จะพบว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี ดังนั้นจึงสามารถใช้สมการที่ (4.14) – (4.18) ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz ได้

4.4.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz นั้นจะทำเช่นเดียวกับการออกแบบสายอากาศที่ 8 และ 10 GHz โดยเริ่มจากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจากสมการที่ (4.15) – (4.19) แล้วจึงนำมาทำการสร้างแบบจำลองโครงสร้างสายอากาศ และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการคำนวณและวิเคราะห์

ขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณและตำแหน่งของระนาบต่าง ๆ จะมีขนาดเท่ากับรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 และ 10 GHz

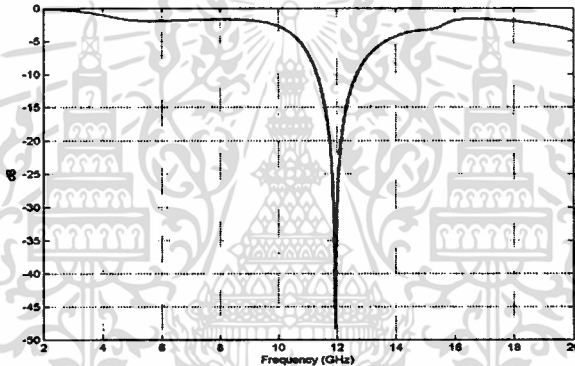
จากสมการที่ (4.3) – (4.5) จะสามารถหาค่าของความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_g) ที่ 12 GHz $\approx$ 19 มิลลิเมตร ซึ่งการวิเคราะห์นี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.14

ตารางที่ 4.14 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่น
สายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz

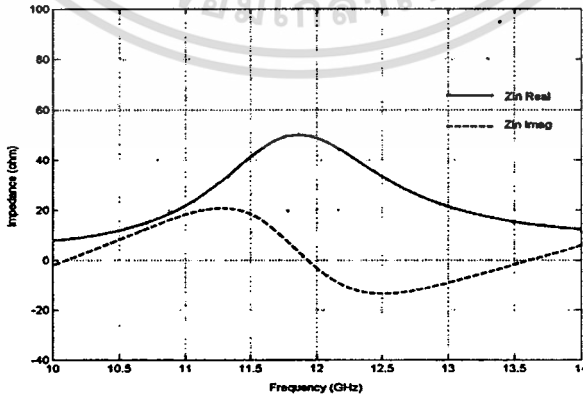
พารามิเตอร์	H'	A'	B'	L _a '	W _a '	L _s '	S'
ขนาด(mm)	1.5	5.5	5	10	0.5	5.75	4.75
λ_g	$0.079\lambda_g$	$0.289\lambda_g$	$0.263\lambda_g$	$0.526\lambda_g$	$0.026\lambda_g$	$0.3\lambda_g$	$0.25\lambda_g$

เมื่อ T' = 0.7 มิลลิเมตร ($\approx 0.037\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 12 GHz ≈ 19 มิลลิเมตร

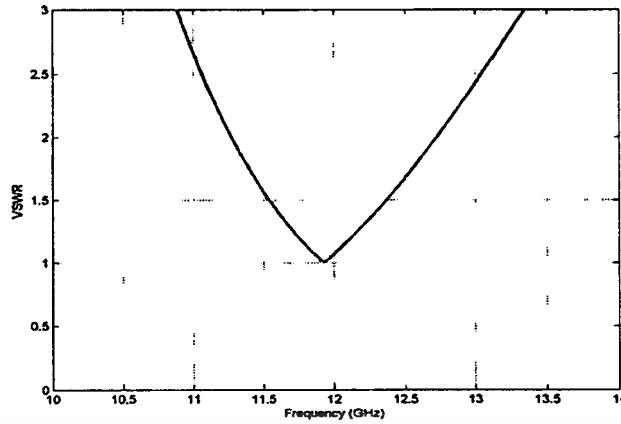
ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S₁₁, พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.36 – 4.38



รูปที่ 4.36 ค่า S₁₁ พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่น
สายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz

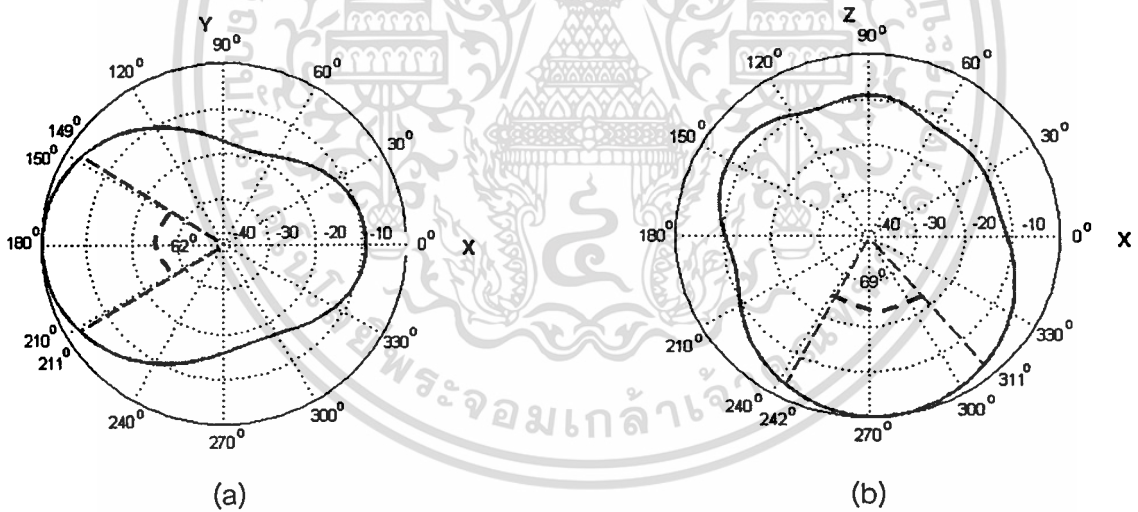


รูปที่ 4.37 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่น
สายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz



รูปที่ 4.38 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.39a และ 4.39b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.39 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณค่า HPBW จะทำการคำนวณหา HPBW ที่ -3 dB จากรูปที่ 4.39a และ 4.39b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 62° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 69°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.15 คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz

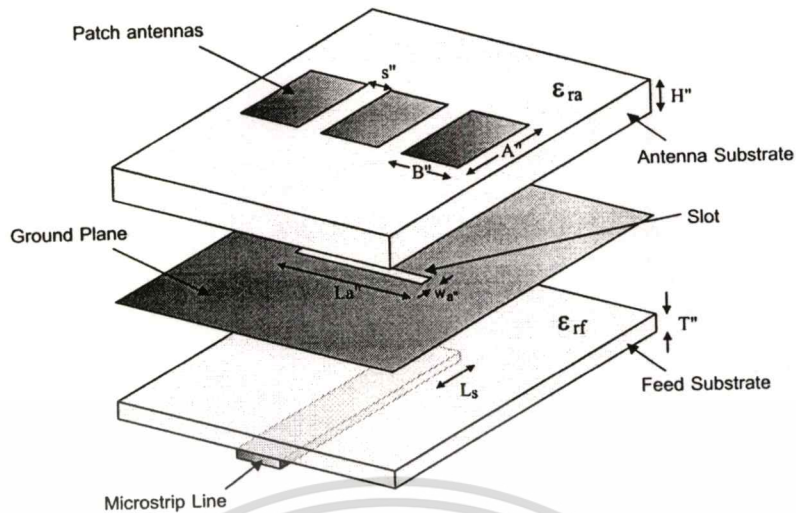
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 11.93 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 48.35 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.01 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	49.64 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	0.13 โอห์ม
แบนด์วิธ (Bandwidth)	12.23%
อัตราขยาย (Gain)	8.45 dB

จากตารางที่ 4.15 จะพบว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี ดังนั้นจึงสามารถใช้สมการที่ (4.14) – (4.18) ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz ได้

4.5 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบในวิทยานิพนธ์นี้ จะทำการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศที่อยู่บนวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ เพื่อทำเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ กำหนดให้แต่ละองค์ประกอบมีขนาดเท่ากัน และแต่ละองค์ประกอบวางห่างกันในระยะจำกัดในแนวเส้นตรงเดียวกัน โดยที่ขนาดของระยะห่างของแต่ละองค์ประกอบมีขนาดเท่ากัน หลังจากนั้นจึงออกแบบสมการเพื่อช่วยในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบเริ่มต้นที่ 10 GHz แล้วจึงใช้หลักการเดียวกันในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ 8 และ 12 GHz เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ได้มานี้ว่าสามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่อื่นที่อยู่ในย่านเดียวกันได้ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบจะแสดงดังรูปที่ 4.40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.40 โครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบบนแผ่นเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ

จากรูปที่ 4.40 จะพบว่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องนั้นประกอบไปด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

A'' คือ ความยาวของแผ่นสายอากาศ

B'' คือ ความกว้างของแผ่นสายอากาศ

W_a'' คือ ความกว้างของช่องเปิด

L_a'' คือ ความยาวของช่องเปิด

L_s คือ ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length) จะมีค่าเท่ากับ ความยาวของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วัดจากกึ่งกลางของช่องเปิด (aperture) ไปถึงขอบปลายของสายส่งสัญญาณไมโครสตริป

S'' คือ ระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ

ϵ_{ra} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ

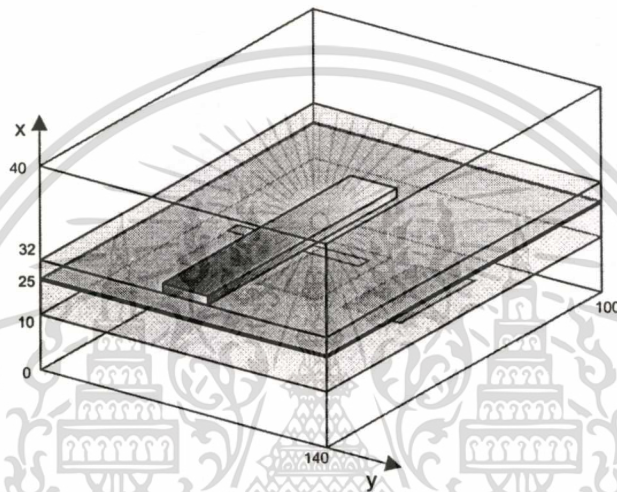
ϵ_{rf} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ

H'' คือ ความหนาของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศ

T'' คือ ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ

4.5.1 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ จะเริ่มต้นจากการหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศกับความถี่เรโซแนนซ์และค่า S_{11} พารามิเตอร์ สร้างแบบจำลองสายอากาศ โดยที่ในการทำแบบจำลองโครงสร้างจะกำหนดให้ความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่าคงที่ 0.7 มิลลิเมตร



รูปที่ 4.41 แบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ 10 GHz

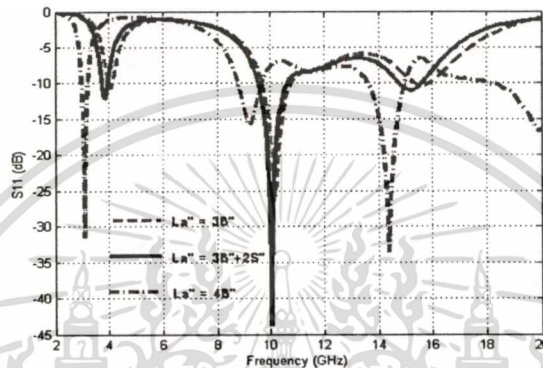
รูปที่ 4.41 แสดงรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยวิธี FDTD โดยกำหนดขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้สำหรับการคำนวณคือ $40 \times 140 \times 100$ เซลล์ โดยกำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta x = 0.1$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง y และ z คือ $\Delta y = \Delta z = 0.25$ มิลลิเมตร ที่แกน x จะกำหนดตำแหน่งของระนาบสร้างเงาและช่องเปิดในกริดเซลล์ที่ 25 ส่วนของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 11-25 วัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณจะอยู่ระหว่างเซลล์ที่ 26-32 สายส่งสัญญาณจะอยู่ในเซลล์ที่ 32 และส่วนของแผ่นสายอากาศจะอยู่บนเซลล์ที่ 10 ซึ่งขอบเขตในการคำนวณและตำแหน่งต่าง ๆ นี้จะมีขนาดเท่ากันหมดสำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ 8 และ 12 GHz

ค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ จะนำไปเปรียบเทียบกับความยาวคลื่นสัมพันธ์ (λ_0) ซึ่งจะใช้สมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

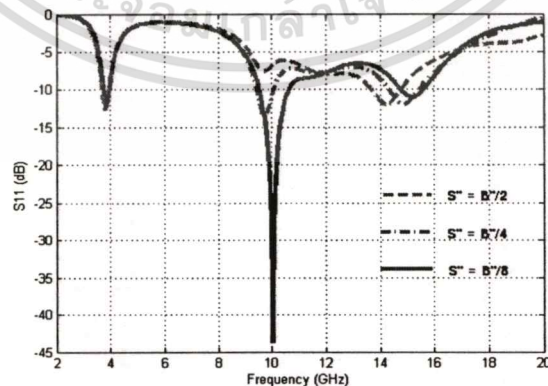
เดียวกันกับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดและสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ โดยจะใช้สมการที่ (4.3) – (4.5) ในการหาความยาวคลื่นสัมพันธ์

สำหรับการออกแบบสมการในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ จะมีขั้นตอนและสมการในการหาขนาดของแผ่นสายอากาศเหมือนกับของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 1 และ 2 องค์ประกอบ



รูปที่ 4.42 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงความยาวของช่องเปิด (L_a'') ที่ขึ้นอยู่กับความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B'') และระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ (S'') ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ

จากรูปที่ 4.42 แสดงให้เห็นว่าค่าของความยาวของช่องเปิด (L_a'') จะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยความยาวของช่องเปิด (L_a'') ที่ให้ค่าแมตช์ซึ่งที่ดีคือ $L_a'' = 3B'' + 2S''$



รูปที่ 4.43 กราฟ S_{11} พารามิเตอร์เมื่อเปลี่ยนแปลงระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ (S'') ที่ขึ้นอยู่กับความกว้างของแผ่นสายอากาศ (B'') ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.43 แสดงให้เห็นว่าระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศ (S'') จะมีผลกระทบต่อความถี่เรโซแนนซ์และการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยระยะห่างระหว่างแผ่นสายอากาศที่ให้ค่าแมตช์ซึ่งที่ดีคือ $S'' = B''/8$

เมื่อนำผลจากรูปที่ 4.42 - 4.43 จะได้สมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ ดังนี้

$$A'' \approx \frac{\lambda_g}{3} \quad (4.19)$$

$$B'' \approx \frac{\lambda_g}{4} \quad (4.20)$$

$$L_a'' \approx 3B'' + 2S'' \quad (4.21)$$

$$S'' \approx \frac{B''}{8} \quad (4.22)$$

$$H'' \approx 2T'' \quad (4.23)$$

หลังจากคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจากสมการที่ (4.19) - (4.23) จึงนำค่าต่าง ๆ เหล่านี้ไปใช้ในการวิเคราะห์เพื่อหาคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ โดยกำหนดให้สายอากาศมีความกว้างของช่องเปิดมีค่า 0.5 มิลลิเมตร ความกว้างของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริบมีค่า 2 มิลลิเมตร และความหนาของวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณมีค่าประมาณ 0.7 มิลลิเมตร สายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบทั้งหมดที่วิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ จะใช้ค่าเหล่านี้ค่าเดียวกันทั้งหมด

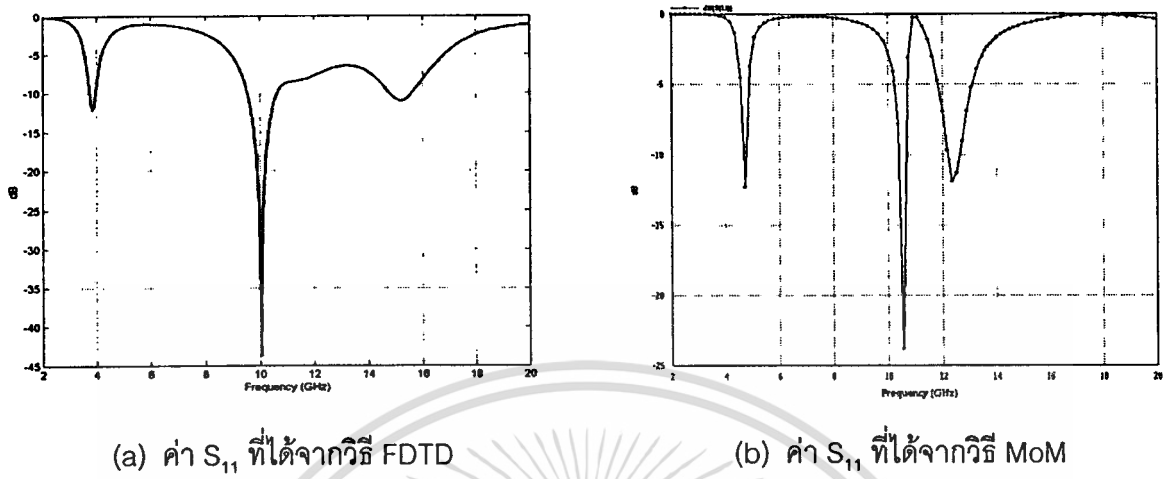
ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ใช้ในการวิเคราะห์แสดงดังตารางที่ 4.16

ตารางที่ 4.16 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

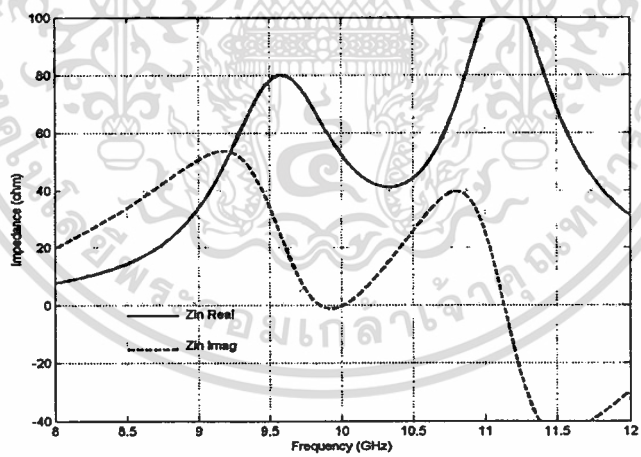
พารามิเตอร์	H''	A''	B''	L_a''	W_a''	L_s''	S''
ขนาด(mm)	1.5	8	5.5	17.5	0.5	3.25	0.75
λ_g	$0.066\lambda_g$	$0.351\lambda_g$	$0.241\lambda_g$	$0.77\lambda_g$	$0.022\lambda_g$	$0.142\lambda_g$	$0.033\lambda_g$

เมื่อ $T'' = 0.7$ มิลลิเมตร ($\approx 0.031\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 10 GHz ≈ 22.75 มิลลิเมตร

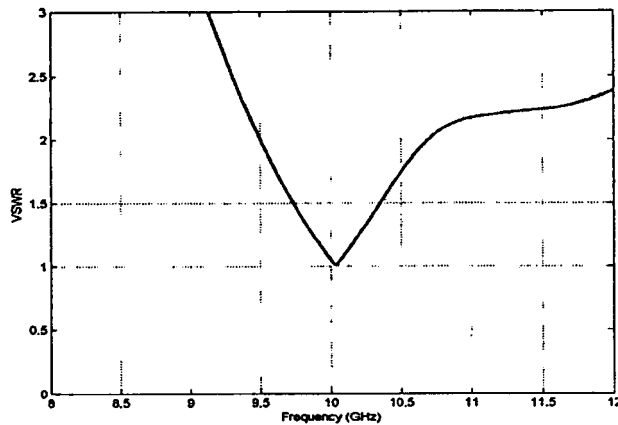
ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S_{11} พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.44 – 4.46



รูปที่ 4.44 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz โดยที่ (a) เป็นผลที่ได้จากวิธี FDTD และ (b) เป็นผลที่ได้จากวิธี MoM

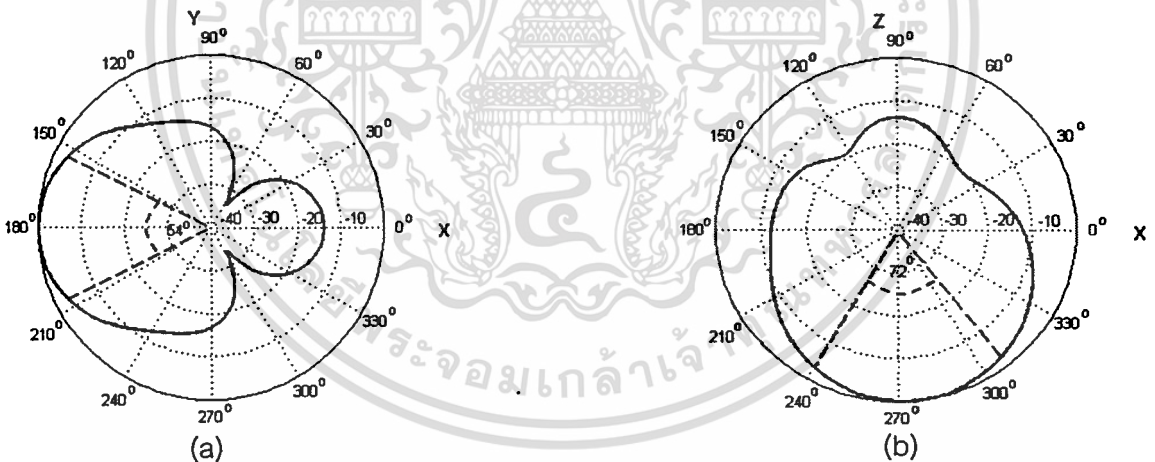


รูปที่ 4.45 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz



รูปที่ 4.46 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

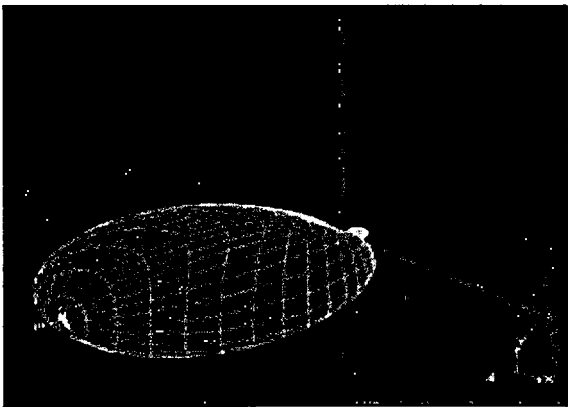
แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.47a และ 4.47b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.47 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณค่า HPBW จะทำการคำนวณค่า HPBW ที่ตำแหน่ง - 3 dB จากรูปที่ 4.47a และ 4.47b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 54° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 72°

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.48 ภาพ 3 มิติของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

สำหรับการคำนวณค่าอัตราขยายของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบนั้น จะใช้สมการที่ (4.12) - (4.13) ในการคำนวณเช่นเดียวกับสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด และสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ

ตารางที่ 4.17 คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 10.03 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 43.71 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.01 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	49.99 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	0.6 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	12.06%
อัตราขยาย (Gain)	8.87 dB

จากตารางที่ 4.17 จะพบว่าสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ ที่ออกแบบโดยกำหนดให้ขนาดของพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังสมการที่ (4.19) – (4.23) จะมีค่าความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีด้วย และเพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ช่วยในการกำหนดขนาดของพารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบสามารถนำมาใช้ได้กับความถี่อื่น จึงทำการออกแบบสายอากาศที่ 8 และ 12 GHz เพื่อตรวจสอบความถูกต้อง

4.5.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz นั้นจะทำเช่นเดียวกับการออกแบบสายอากาศที่ 10 GHz โดยเริ่มจากการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศจากสมการที่ (4.19) – (4.23) แล้วจึงนำมาทำการสร้างแบบจำลองโครงสร้างสายอากาศ และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ในการคำนวณและวิเคราะห์

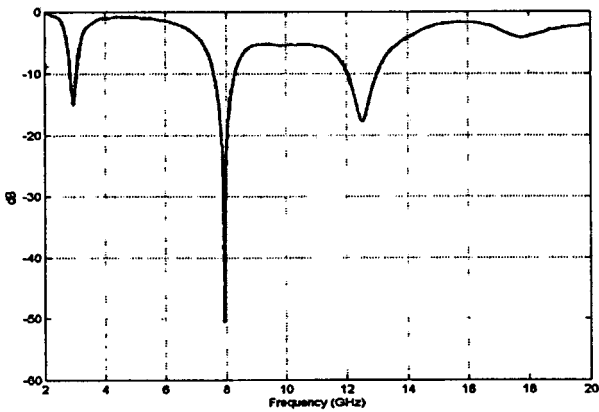
ในส่วนขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณและตำแหน่งของระนาบต่าง ๆ จะมีขนาดเท่ากับรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 10 GHz โดยจะใช้ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.18

ตารางที่ 4.18 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

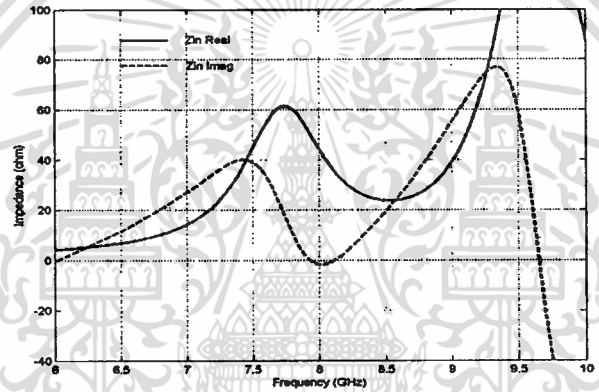
พารามิเตอร์	H"	A"	B"	L_a''	W_a''	L_s''	S"
ขนาด(mm)	1.5	9.5	7	23	0.5	4	1
λ_g	$0.052\lambda_g$	$0.333\lambda_g$	$0.25\lambda_g$	$0.80\lambda_g$	$0.017\lambda_g$	$0.14\lambda_g$	$0.035\lambda_g$

เมื่อ $T'' = 0.7$ มิลลิเมตร ($\approx 0.025\lambda_g$) โดย λ_g ที่ 8 GHz ≈ 28.5 มิลลิเมตร

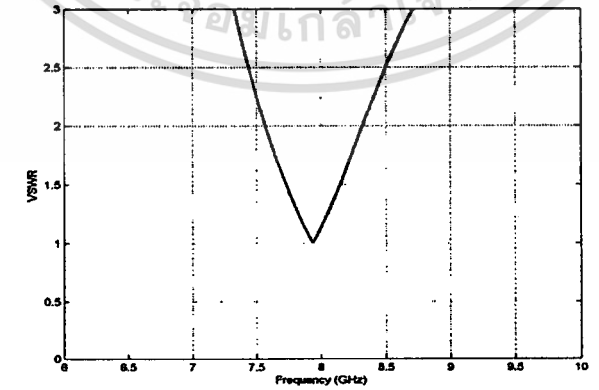
ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S_{11} พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.49 – 4.51



รูปที่ 4.49 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz



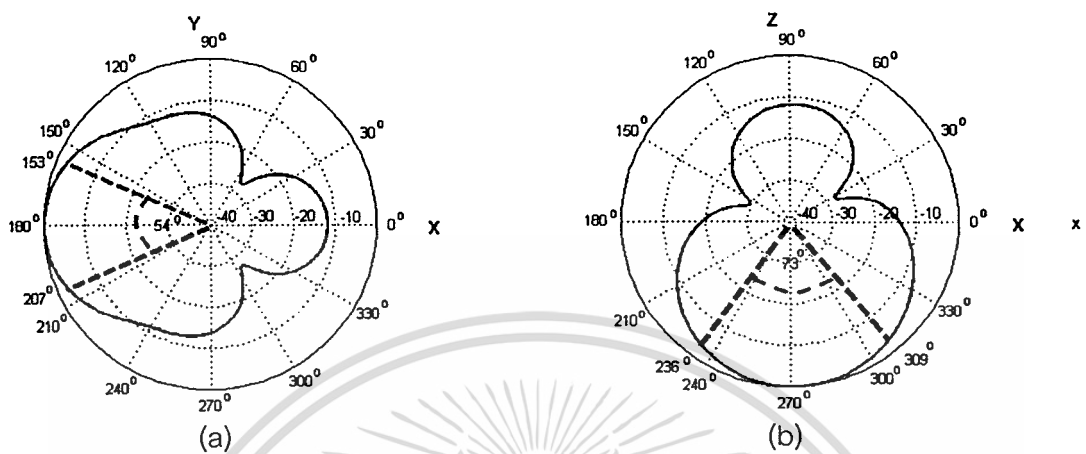
รูปที่ 4.50 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz



รูปที่ 4.51 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.52a และ 4.52b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.52 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณหาค่า HPBW จะทำการคำนวณที่ตำแหน่ง - 3 dB จากรูปที่ 4.52a และ 4.52b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 54° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 73°

ตารางที่ 4.19 คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริบแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 8 GHz

คุณสมบัติของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 7.93 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 50.58 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.01 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	50.23 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	- 0.17 โอห์ม
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	9.58%
อัตราขยาย (Gain)	8.81 dB

จากตารางที่ 4.19 จะพบว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี ดังนั้นจึงสามารถใช้สมการที่ (4.19) – (4.23) ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 8 GHz ได้

4.5.3 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz

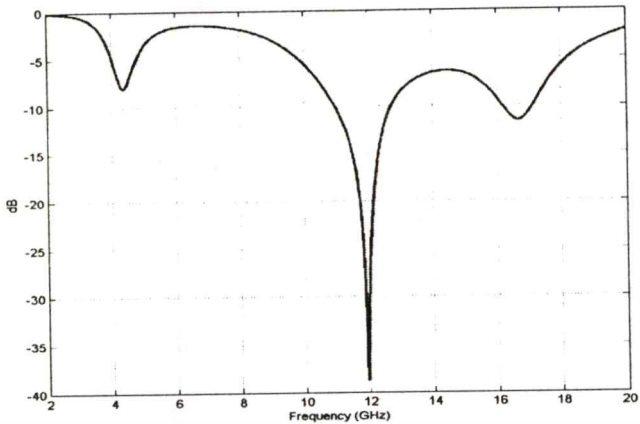
สำหรับการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz จะมีขอบเขตของกริดเซลล์ทั้งหมด และตำแหน่งของระนาบต่าง ๆ เท่ากับรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 8 และ 10 GHz

ตารางที่ 4.20 แสดงพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz

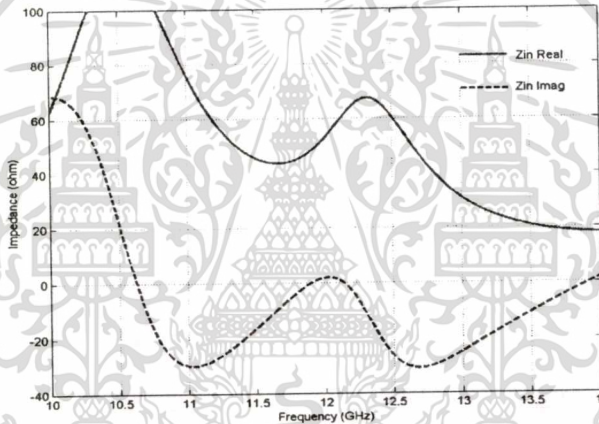
พารามิเตอร์	H"	A"	B"	L _a "	W _a "	L _s "	S"
ขนาด(mm)	1.5	7	4.5	15	0.5	3.25	0.75
λ _g	0.079λ _g	0.368λ _g	0.237λ _g	0.789λ _g	0.026λ _g	0.171λ _g	0.039λ _g

เมื่อ T" = 0.7 มิลลิเมตร (≈ 0.037λ_g) โดย λ_g ที่ 12 GHz ≈ 19 มิลลิเมตร

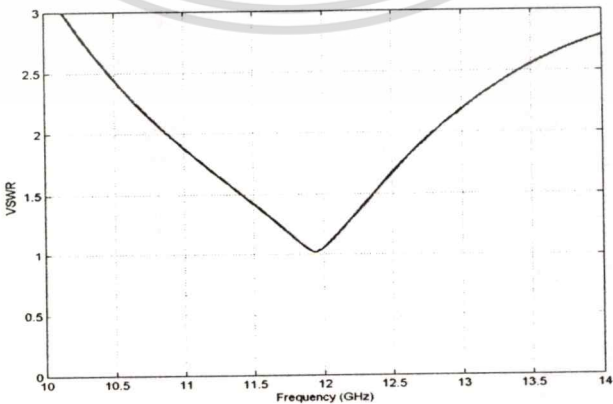
ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ คือ ค่า S₁₁ พารามิเตอร์ อินพุตอิมพีแดนซ์ และ VSWR แสดงดังรูปที่ 4.53 – 4.55



รูปที่ 4.53 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz



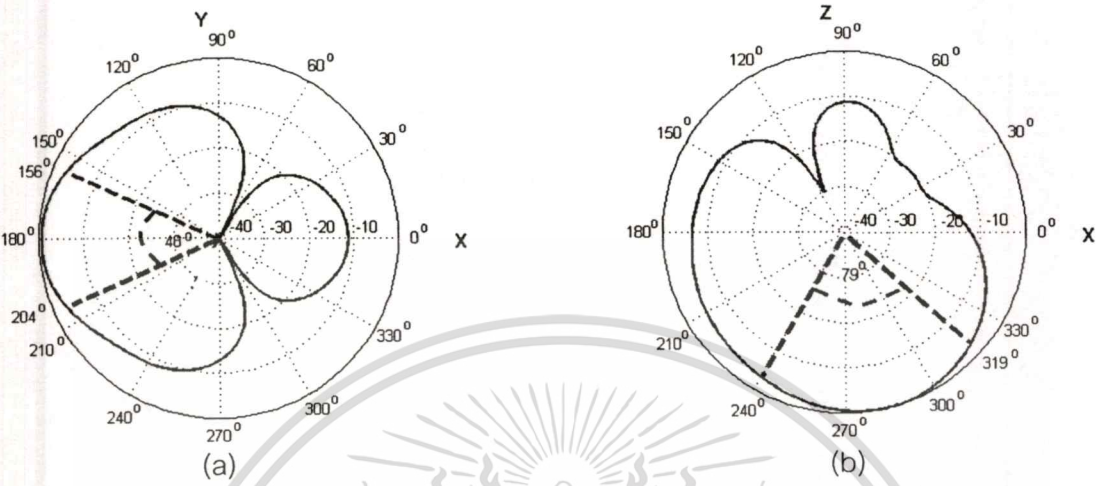
รูปที่ 4.54 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz



รูปที่ 4.55 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ของระนาบ XY และ ระนาบ XZ จะแสดงดังรูปที่ 4.56a และ 4.56b ตามลำดับ โดยระนาบ XY จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็ก ส่วนระนาบ XZ จะแสดงถึงแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามไฟฟ้า



รูปที่ 4.56 แบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อกันช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz โดยที่ (a) บนระนาบ XY (b) บนระนาบ XZ

ในการคำนวณหาค่า HPBW จะทำการคำนวณที่ตำแหน่ง - 3 dB จากรูปที่ 4.56a และ 4.56b จะได้ค่าของ HPBW ในแกน XY เป็น 48° และ HPBW ในแกน XZ เป็น 79°

ตารางที่ 4.21 คุณสมบัติต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อกันช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่ความถี่ 12 GHz

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่เรโซแนนซ์ที่ 11.94 GHz
S_{11} พารามิเตอร์	- 38.79 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.02 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	49.75 โอห์ม
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	1.11 โอห์ม
แบนด์วิธ (Bandwidth)	16.24%

จากตารางที่ 4.21 จะพบว่าสายอากาศมีความถี่เรโซแนนซ์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ต้องการ อีกทั้งยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี ดังนั้นจึงสามารถใช้สมการที่ (4.19) – (4.23) ในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อด้านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบที่มีความถี่ 12 GHz ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด เริ่มต้นจากการวิเคราะห์และทำการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศองค์ประกอบเดียว จากนั้นจะทำการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศเพื่อทำเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ และสุดท้ายจะทำการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศอีกหนึ่งองค์ประกอบ เพื่อทำเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ สายอากาศทั้ง 3 รูปแบบนั้นจะเริ่มต้นทำการออกแบบที่ความถี่ 10 GHz โดยจะวิเคราะห์และหารูปแบบสมการเพื่อนำไปใช้กับการออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 8 และ 12 GHz ตามลำดับ เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ออกแบบมาสามารถที่จะช่วยในการออกแบบสายอากาศรูปแบบเดียวกันที่อยู่ในย่านความถี่เดียวกันได้ โดยในการวิเคราะห์สายอากาศทั้งหมดที่ออกแบบจะใช้วิธีเชิงตัวเลข FDTD มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์

5.1 สรุปผลการออกแบบและวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้ออกแบบด้วยวิธี FDTD โดยทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศและวิเคราะห์ด้วยคอมพิวเตอร์ และในการออกแบบสายอากาศนั้น วัสดุฐานรองที่ใช้ในการทำแบบจำลองในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ PTFE – quartz ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเป็น 2.47 และมีค่า Loss tangent = 0.0006 ($\tan\delta$) ที่ความถี่ 10 GHz โดยนำไปใช้ทั้งในส่วนของวัสดุฐานรองของแผ่นสายอากาศและวัสดุฐานรองของส่วนป้อนสัญญาณ และกำหนดให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณเท่ากับ 50 โอห์ม

สำหรับขนาดของเซลล์ ได้มีการกำหนดให้ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta x = 0.1$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง y และ z คือ $\Delta y = \Delta z = 0.25$ มิลลิเมตร

การหาสมการที่ช่วยในการออกแบบจะเริ่มจากการหาความสัมพันธ์และผลกระทบของค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ จากนั้นนำผลที่ได้มาวิเคราะห์และออกแบบเป็นสมการเพื่อใช้งานต่อไป โดยนำสมการที่ได้มาออกแบบสายอากาศที่ความถี่อื่นที่อยู่ใกล้เคียงกัน เพื่อเป็นการพิสูจน์ว่าสมการที่ออกแบบมาสามารถที่จะช่วยในการออกแบบสายอากาศรูปแบบเดียวกันที่อยู่ในย่านความถี่เดียวกันได้

สำหรับพารามิเตอร์ของสายอากาศที่มีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์มากที่สุดคือ ความยาวของแผ่นสายอากาศ (A, A', A'') สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$f \approx \frac{c}{3A\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

- เมื่อ c คือ ความเร็วของแสงในอากาศ
- f คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ
- ϵ_{eff} คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์

ส่วนการแมตช์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์หลายตัว แต่ค่าที่มีผลมากคือ ความยาวของสายท่อนสั้น (Stub length)

ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด

คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ที่ออกแบบ		
	8 GHz	10 GHz	12 GHz
ความถี่เรโซแนนซ์	8.02	9.98	12.00
S ₁₁ พารามิเตอร์	- 32.86 dB	- 30.14 dB	- 39.76 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.04 : 1	1.06 : 1	1.02 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	51.15	52.26	49.64
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	1.98	-2.23	0.96
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	10%	11.02%	15%
อัตราขยาย (Gain)	4.58 dB	5.68 dB	6.22 dB

ตารางที่ 5.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ

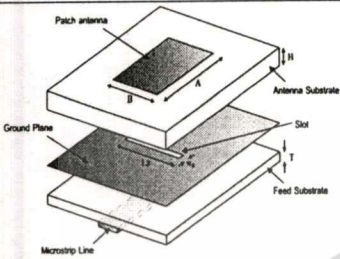
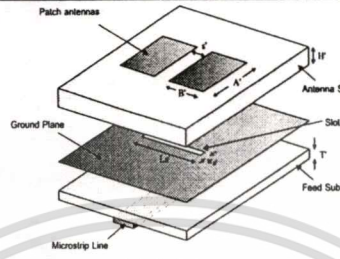
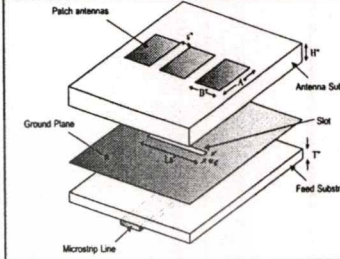
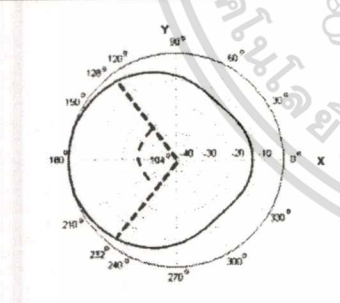
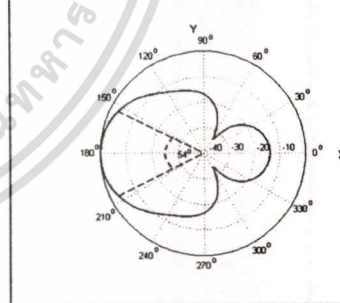
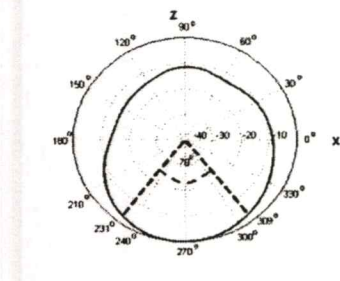
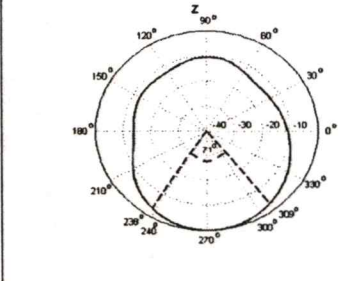
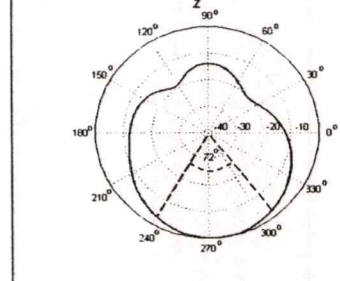
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ที่ออกแบบ		
	8 GHz	10 GHz	12 GHz
ความถี่เรโซแนนซ์	7.94	10.01	11.93
S ₁₁ พารามิเตอร์	- 33.53 dB	- 31.34 dB	- 48.35 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.04 : 1	1.05 : 1	1.01 : 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	51.11	47.51	49.64
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	1.81	- 0.89	0.13
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	8.81%	10.2%	12.23%
อัตราขยาย (Gain)	7.65 dB	8.06 dB	8.45 dB

ตารางที่ 5.3 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ

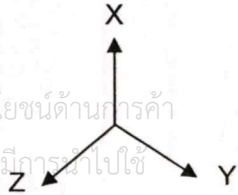
คุณลักษณะของสายอากาศ	ความถี่ที่ออกแบบ		
	8 GHz	10 GHz	12 GHz
ความถี่เรโซแนนซ์	7.93	10.03	11.94
S ₁₁ พารามิเตอร์	- 50.58 dB	- 43.71 dB	- 38.79 dB
อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (VSWR)	1.01 : 1	1.01 : 1	1.02: 1
จำนวนจริงของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	50.23	49.99	49.75
จำนวนจินตภาพของอินพุตอิมพีแดนซ์ (Ω)	-0.17	0.6	1.11
แบนด์วิดท์ (Bandwidth)	9.58%	12.06%	16.24%
อัตราขยาย (Gain)	8.81 dB	8.87 dB	8.98 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.4 แสดงสมการที่ช่วยในการออกแบบและแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกลของสายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบ ที่ความถี่ 10 GHz

สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด	สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 2 องค์ประกอบ	สายอากาศไมโครสตริปแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีแผ่นสายอากาศ 3 องค์ประกอบ
		
$A \approx \frac{\lambda_g}{3}$ $B \approx \frac{\lambda_g}{4}$ $L_s \approx B \approx \frac{\lambda_g}{4}$ $W_s \approx \frac{L_s}{11} \approx \frac{\lambda_g}{44}$ $H \approx 2T$ $\frac{\lambda_g}{8} \leq L_s \leq \frac{\lambda_g}{4}$	$A' \approx \frac{\lambda_g}{3}$ $B' \approx \frac{\lambda_g}{4}$ $L_s' \approx 2B'$ $S' \approx \frac{\lambda_g}{4}$ $H' \approx 2T'$	$A'' \approx \frac{\lambda_g}{3}$ $B'' \approx \frac{\lambda_g}{4}$ $L_s'' \approx 3B'' + 2S''$ $S'' \approx \frac{B''}{8}$ $H'' \approx 2T''$
		
		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ตารางที่ 5.1 – 5.4 แสดงคุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดทั้งหมดที่ทำการวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งสามารถสรุปผลการวิจัยได้ดังนี้

1. เมื่อเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศให้แก่สายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด จะทำให้อัตราขยายของสายอากาศเพิ่มมากขึ้น

2. สมการที่ช่วยในการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดทั้ง 3 รูปแบบที่ได้ สามารถนำมาใช้ในการออกแบบสายอากาศทั้ง 3 รูปแบบในย่าน X-band โดยที่ยังคงมีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดี

3. การเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศให้แก่สายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด จะทำให้ค่าฮาร์ฟเพาเวอร์บีมวิดท์ (Half-Power Beamwidth : HPBW) ของแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลแคบลง นั่นคือ จะทำให้การชี้ทิศทางของสายอากาศดีขึ้น

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากบทสรุปที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่าการเพิ่มส่วนของแผ่นสายอากาศในลักษณะเป็นแถวลำดับแบบเชิงเส้นให้แก่สายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดจะทำให้อัตราขยายเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นจึงมีความเป็นไปได้ว่า หากนำมาพัฒนาใช้กับสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีลักษณะเป็นแผ่นสายอากาศวางซ้อนกันหลาย ๆ ชั้น (Stacked Patch) อาจจะทำให้ได้สายอากาศที่มีอัตราขยายสูง และมีความกว้างของแบนด์วิดท์มากด้วย ซึ่งจะต้องเป็นงานวิจัยต่อไปในอนาคต โดยต้องหาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่าง ๆ เพื่อแก้ปัญหาเกี่ยวกับการทำแมตช์อิมพีแดนซ์

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังว่าข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐานที่จะนำไปช่วยในการศึกษาวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปลแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดที่มีรูปร่างต่าง ๆ เพื่อที่จะเป็นแนวทางในการนำสายอากาศแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Stephen C. Harsany. 1997. **Principles of Microwave Technology**. New Jersey : Prentice Hall, Inc.
- [2] Robert E. Collin. 1992. **Foundations for Microwave Engineering**. 2nd ed. New York : McGraw – Hill, Inc.
- [3] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl and Apisak Ittipiboon. 2000. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Boston : Artech House.
- [4] Kai Fong Lee and Wei Chen. 1997. **Advances in Microstrip and Printed Antennas**. New York : John Wiley & Sons, Inc.
- [5] Deschamps, G. A. 1953. "Microstrip Microwave Antennas." Presented at the Third USAF Symposium on Antennas.
- [6] Howell, J. Q., 1972. "Microstrip Antennas." **IEEE AP-S Int. Symp. Digest**. : pp. 177-180.
- [7] Munson, R. E. 1974. "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays." **IEEE Trans. On Antennas and Propagation**. Vol. AP-22 : pp. 74-78.
- [8] S. Targonski and D. M. Pozar. February 1993. "Design of wideband circularly polarized aperture coupled microstrip antennas." **IEEE Trans. Antennas and Propagation**. vol. 41 : pp. 214-220.
- [9] F. Croq and A. Papiernik. August 1990. "Large bandwidth aperture coupled microstrip antenna." **Ronics Electronics Letters**. vol. 26 : pp. 1293-1294.
- [10] F. Croq and A. Papiernik. October 1991. "Stacked slot-coupled printed antenna." **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**. vol. 1 : pp. 288-290.
- [11] M. Edimo, P. Rigoland and C. Terret. July 1994. "Wideband dual polarized aperture coupled stacked patch antenna array operating in C-band." **Electronics Letters**. vol. 30 : pp. 1196-1197.
- [12] S. D. Targonski and R. B. Waterhouse. 1996. "An aperture coupled stacked patch antenna with 50% bandwidth." **IEEE International Symposium on Antennas and Propagation**. Baltimore, MD.

- [13] ณัฐพล สุทธินนท์. 2544. "การวิเคราะห์เชิงตัวเลขของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบ - ไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [14] Bahl, I. J. and Bharita, P. 1980. *Microstrip Antenna*. Dedham : Artech House.
- [15] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์. 2539. *วิศวกรรมไมโครเวฟ*. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [16] Pozar, D. M. January, 1992. "Microstrip Antennas." *Proc. IEEE*. vol. 80, no.1 : pp. 79-81.
- [17] Constantine A. Balanis. 1997. *Antenna Theory Analysis and Design*. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc.
- [18] K. C. Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl and Prakash Bhartia. 1996. *Microstrip Lines and Slotlines*. Second Edition. Boston : Artech House.
- [19] Terry Edwards. 1992. *Foundations for Microstrip Circuit Design*. Second Edition. John Wiley & Sons, Inc.
- [20] D. M. Pozar. January 17, 1985. "A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line." *Electronics Letters*. Vol. 21 : pp. 49-50.
- [21] Gupta, K. C., R. Garg and R. Chadha. 1981. *Computer-Aided Design of Microwave Circuits*. Dedham, MA : Artech House.
- [22] K.S.Yee. May 1966. "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media." *IEEE Trans. Antennas Propagat*. Vol. AP-14 : pp. 302 -307.
- [23] A. Taflove. 1995. *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*. Norwood, MA : Artech House.
- [24] A. Thom and C. J. Apelt. 1961. *Field Computation in Engineering and Physics*. London : D. Van Nostrand.
- [25] Mur, G. 1981. "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetics field equations." *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*. vol. 23 : pp. 377-382.
- [26] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh. 1999. *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications*. Tokyo : Realize Inc.

- [27] ไพฑูรย์ รักเหลือ. 2546. "การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบช่อง - เปิดโดยวิธี FDTD." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [28] พิชัย ภัคดิพานิชเจริญ. 2536. **ทฤษฎีและการทำงานของงานความถี่ย่านไมโครเวฟ.** กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์ฟิลิกส์เซ็นเตอร์.
- [29] กฤตพล นาคเจริญ. 2547. "การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิดสองความถี่." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.
บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] T. Somsongkul, A. Lorphichian, K. Janchitrapongvej, N. Anantrasirichai and T. Wakabayashi "Effect of Adjustable Antenna Substrate Thickness on Aperture-Coupled Microstrip Antenna" ICCAS2003, October 22-25, Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea pp. 1664-1667



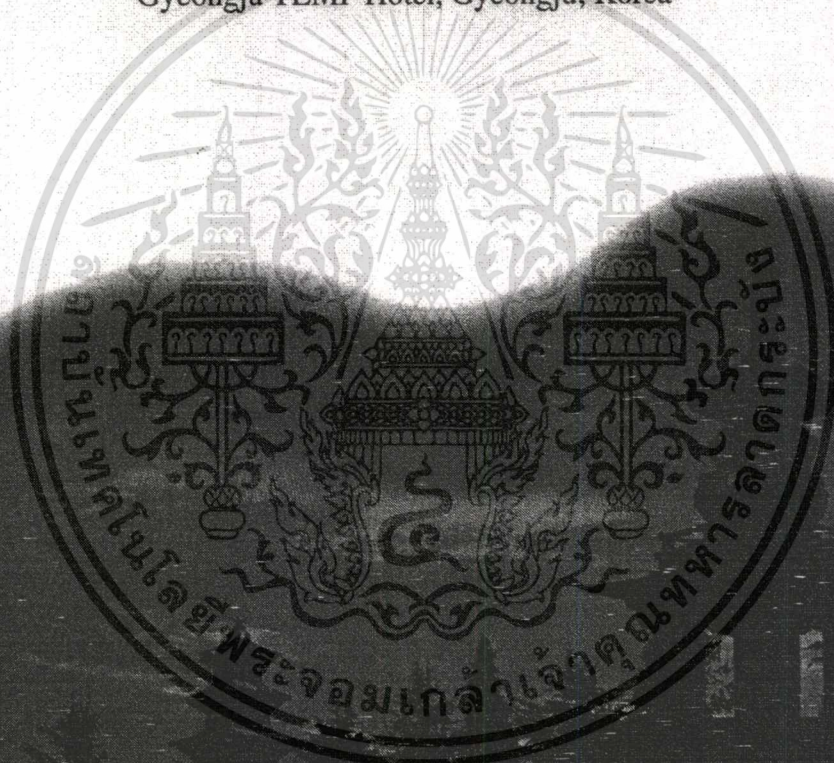
Final Program & Digest Book



ICCAS 2003

International Conference on
Control, Automation and Systems

October, 22 ~ 25, 2003
Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea



The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Effect of Adjustable Antenna Substrate Thickness on Aperture-Coupled Microstrip Antenna

T. Somsongkul*, A. Lorpichian*, K. Janchitrapongvej*, N. Anantrasirichai*, and T. Wakabayashi**

* ReCCIT, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL)
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand
E-mail : kanoppin@kmitl.ac.th/,
Tel. +66-2737-3000 Ext.5050, Fax. +66-2326-4176

**School of Information Technology and Electronics, Tokai University
Hiratsuka, Kanagawa, 259-1292, Japan
E-mail : wakaba@et.u.tokai.ac.jp

Abstract: Aperture-coupled microstrip antenna is one type of microstrip antennas. This type of antenna has bandwidth wider than simple microstrip antenna. Herein, we use two substrates, that have the same dielectric constant 2.47 (PTFE-quartz) in which upper substrate is a rectangular patch. The microstrip patch is fed by a microstrip line which is printed on lower substrate, through an aperture or slot in the common ground plane of patch and microstrip feed. This antenna is analyzed by using Finite Difference Time Domain (FDTD) method the specific design frequency 10 GHz and match impedance is 50 ohms. The simulation results of its characteristics are input impedance, return loss, VSWR and radiation patterns respectively.

Keywords: FDTD, VSWR, return loss, resonance frequency

1. INTRODUCTION

It is known that there are many type of antennas can be used for both transmit and receive signals. Microstrip or printed antenna is one type of antennas which is a miniature size, light weight and widely used in wireless and mobile communications.

However, microstrip antenna have a number of useful properties. But one of the serious limitations of microstrip antenna is that it has narrow bandwidth characteristic. Researchers has been engaged in removing this limitation and successful to increase impedance bandwidth. Aperture-coupled microstrip antenna is one of these successful. It was proposed by Pozar in 1985. It is one type of microstrip antenna. It has many advantages over other types. These include shielding of antenna from spurious feed radiation, use of suitable substrates for feed structure and antenna, and use of thick substrate for increasing the antenna bandwidth. Since the features of this antenna is used in a wide variety of applications, and the versatility and flexibility of the basic design have led to an extensive amount of development and design variations by workers throughout the world.

To describe the performance of an antenna, some parameters are necessary. Some of the parameters are interrelated and not all of them must be specified for complete description of the antenna performance. The parameters in characteristics of this antenna are radiation pattern, input impedance, S parameter and VSWR. To achieve these parameters, Finite Difference Time Domain (FDTD) method is used. FDTD method is introduced to solve the complicated problems in electromagnetic field theory. The FDTD method is capable of computing electromagnetic interactions for geometric problems that it is extremely difficult to analyze by other methods.

In this research, we will consider aperture-coupled

microstrip antenna with difference substrate thickness H. Analysis an input impedance, return loss, VSWR, and radiation patterns of antennas for observe effect. To have better impedance matching at designed resonant frequency, the real part of input impedance is approached to characteristic impedance of the microstrip line and the imaginary part of the impedance is nearly zero ohm.

2. FDTD METHOD

This antenna was simulated by FDTD analysis. This software is a full wave electromagnetic simulation code for conventional three dimensional (3D) passive structures, particularly planar-oriented microwave circuits and antennas which are based on the FDTD algorithm. FDTD analysis was introduced by Kane Yee. This technique can be treats in transients conditions such as pulse in the time domain, and computational electromagnetic modeling which can predict and analysis of the electromagnetic responses of complex problems.

The analytical space consists of 40x80x100 cells with the cell dimension $\Delta x = 0.1$ mm, $\Delta y = \Delta z = 0.25$ mm. The time step satisfies the following courant condition.

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

For FDTD simulation of general three-dimensional microwave structures, it is more effective to use pulsed signal sources for excitation in the circuit. Gaussian pulse has been preferred source signal. The Gaussian pulse is excited at a source plane along the +z direction. The equations of electromagnetic field in FDTD method is analyzed in the boundary condition that calculate by central difference

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

expressions base on Maxwell's equations and can easily derive Yee's famous "leap-frog" algorithm for updating the six electromagnetic field components with respect to a certain type of source excitation [2]. For source excitation of the antenna is input voltage $V(t)$ base on Gaussian pulse and express as

$$V(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} \tag{2}$$

Where t_0 is the center of the pulse, T is the pulses width at its 1/e characteristic decay point.

3. ANTENNA STRUCTURE

An exploded view of aperture-coupled microstrip antenna is shown in Fig. 1 Which consists of two substrates. On upper substrate is a rectangular patch of dimensions $A \times B$ printed on a substrate of thickness H and dielectric constant ϵ_{ra} . The microstrip patch is fed by a microstrip line through an aperture or slot in the common ground plane of patch and microstrip feed. The dimensions of aperture is $L_a \times W_a$ and width of microstrip line is match with characteristic impedance of transmission line.

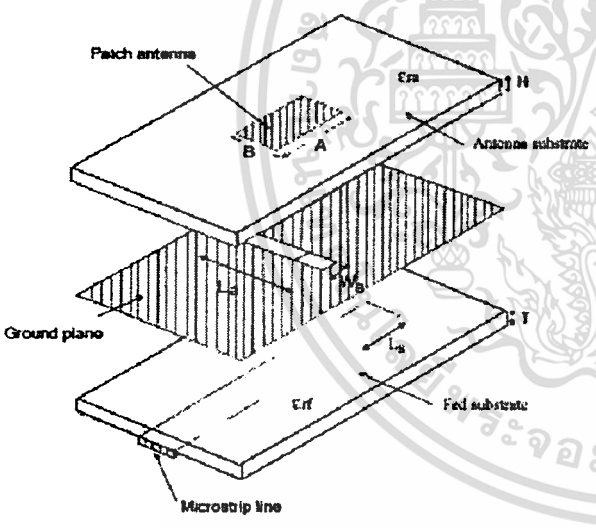


Fig. 1 Aperture-coupled microstrip antenna structure

The first step in designing an antenna is chose with an appropriate substrate. The dielectric material substrate has dielectric constant which may affect the electrical performance of an antenna, circuits and transmission line. In this paper, we use two substrates that have the same dielectric constant 2.47 (PTFE-quartz). After that, we define thickness H and T . Later, we adjust A , B , L_a , W_a that effect to resonance frequency. Adjusting stub length (L_s) will effect to matching impedance. Moreover, we also study the behavior of the designed microstrip antenna by changing thickness H of substrate ϵ_{ra} and fixed T at 0.7 mm.

4. SIMULATION RESULTS

4.1 Return loss and characteristic of input impedance

The return loss or reflected loss set as S_{11} parameter is given as follows.

$$S_{11} = \frac{\Im[V_{ref}(t)]}{\Im[V_{inc}(t)]} e^{2\gamma L} \tag{3}$$

Where $\Im$ shows a Fourier Transform and L is the length between observing point and a reference point. The propagation constant γ can be defined by

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{4}$$

Where γ and β are attenuation and phase constants, respectively.

The input impedance is the complex number. To find out the input impedance can be done by using an parameter S_{11} and characteristic impedance Z_0 of a microstrip line :

$$Z_{in} = \left[\frac{(1 + S_{11})}{(1 - S_{11})} \right] Z_0 \tag{5}$$

The observation point will be nearly the reference point when analysis by FDTD method. By adjusting technique, real part and imaginary part of Z_{in} are nearly 50 ohms and 0 ohm, respectively.

Table 1. Simulation Result of aperture-coupled antennas with difference substrate thickness H by fixed $T = 0.7$ mm.

H (mm)		0.3	0.7	1.5
A (mm)		7.5	7.5	7.5
B (mm)		11.5	7	5.5
La (mm)		5.5	5.5	5.5
Wa (mm)		0.5	0.5	0.5
Ls (mm)		7.75	7	3.5
Bandwidth		2.4%	4.4%	12.1%
Return Loss	GHz	10.03	10.02	9.91
	dB	-30.87	-48.43	-31.40
Input Impedance	Real (Ω)	52.10	49.84	47.54
	Imag (Ω)	2.02	-0.34	0.92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

On table 1, by using three different thickness H and fix the thickness T , the adjusting technique in this simulation will be done for get the good matching impedance at resonant frequency 10 GHz. The characteristics of return loss, input impedance as shown in Fig. 2 and 3.

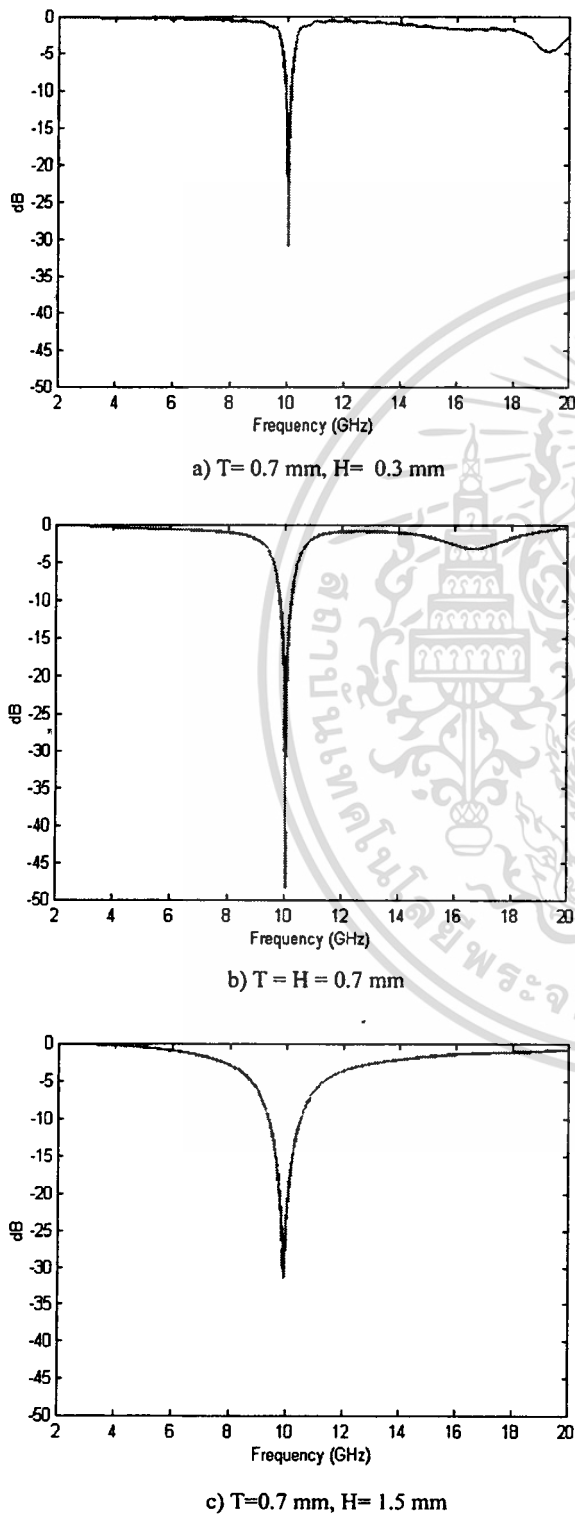


Fig. 2 Shown return loss of antennas at difference thickness H

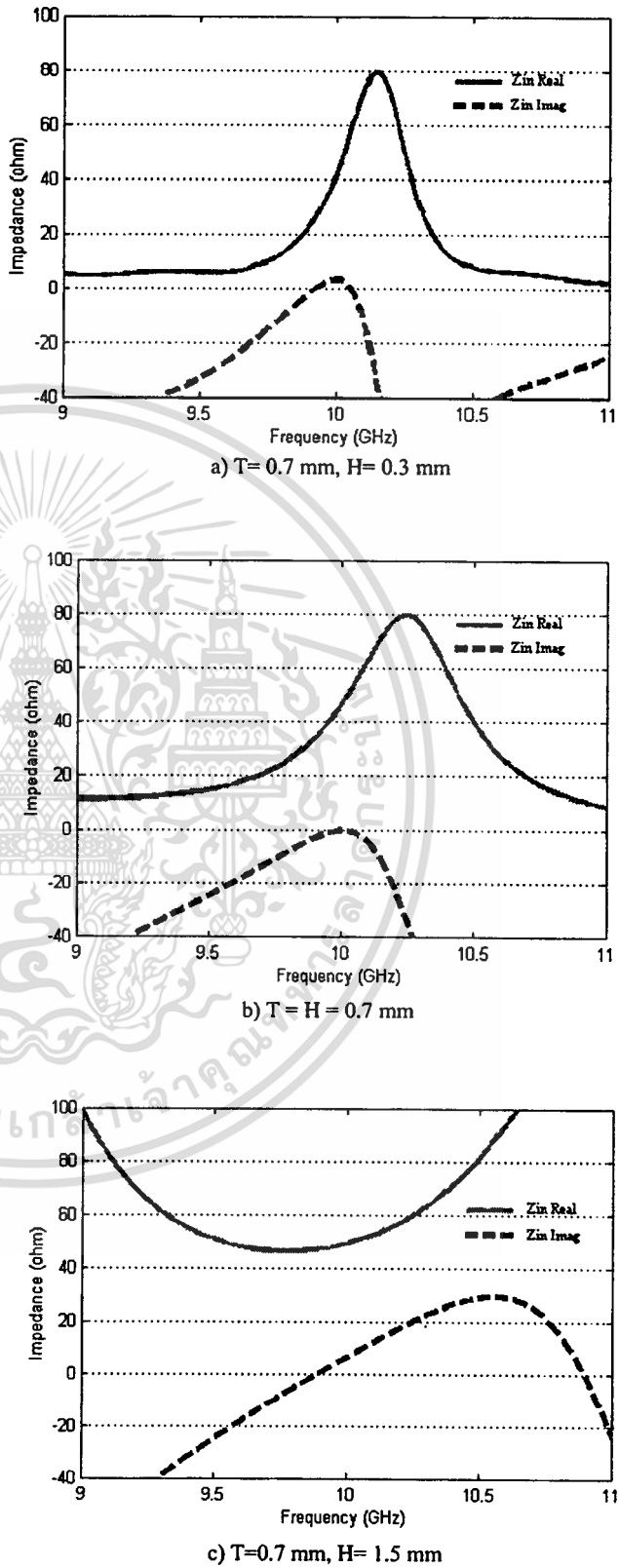


Fig. 3 Shown input impedance of antennas at difference thickness H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 VSWR

VSWR is a characteristic to show the performance of antenna which relate to reflected wave. The VSWR can be calculated from any of several bits of knowledge. Therefore, it is possible to determine value of VSWR by the ratio of the reflected voltage to incident voltage along the microstrip line. In a properly designed system for impedance matching the value of VSWR will nearly 1.

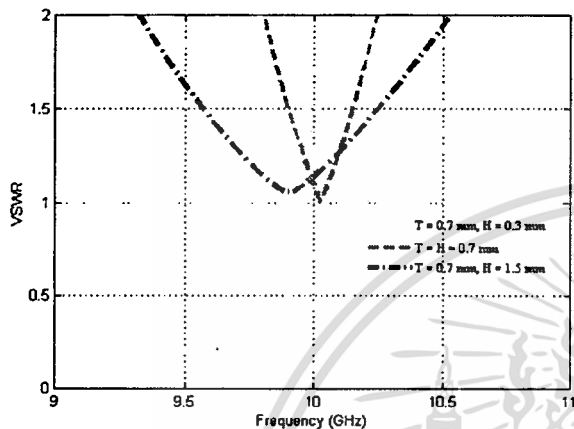


Fig. 4 VSWR of aperture-coupled microstrip antennas in three difference thickness H

4.3 Far Field Patterns

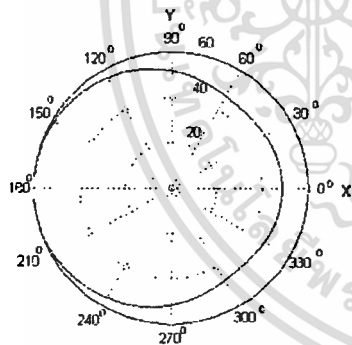


Fig. 5 Far field pattern on the xy-plane

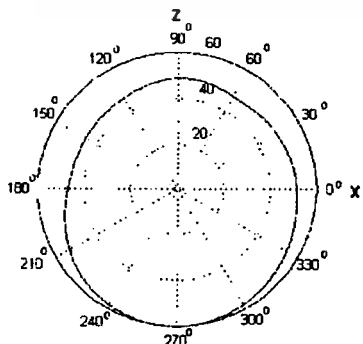


Fig. 6 Far field pattern on the xz-plane

To achieve far field patterns, FDTD method can transform near field to far field by discrete Fourier Transform to carry out for the equivalent electric and magnetic current densities during the FDTD iteration. From simulated by FDTD, we found that total far field patterns of this antenna in three different thickness H will be similar.

5. CONCLUSION

Microstrip antennas have various useful properties. But one of the serious limitations is that it has narrow bandwidth characteristic. To overcome this limitation, aperture-coupled microstrip antenna used the thickness of substrate to increase the antenna bandwidth.

From simulated results by FDTD method, it is shown that changing thickness H will effect the bandwidth of antenna. Furthermore, when thickness H is adjusted. The size of patch, L_a , W_a and stub length (L_s) have to be adjusted for good matching impedance at specific resonance frequency 10 GHz.

REFERENCES

- [1] David M. Pozar, "A review of Aperture Coupled Microstrip Antenna: History Operation, Development and Applications".
- [2] Yongxi Qian and Tatsuo Itoh, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and Antennas Software and Applications*, Realize Inc., 1999.
- [3] Ramesh Grag, Prakash Bhartia, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House 2001.
- [4] Kai Fong Lee and Wei Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [5] Pamela R. Haddad and David M. Pozar, "Analysis of Aperture Coupled Microstrip Patch antenna with a thick ground plane," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Volume: 2, Page(s): 932-935, 20-24 June 1994.
- [6] K. Williams, D.B. Davidson and H.C. Reader, "FDTD MODELLING OF AN APERTURE COUPLED PATCH ANTENNA FOR USE IN AN ACTIVE ARRAY," *10th International Conference on Antennas and Propagation*, 14-17 April 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นาย ถาวร สมสงกุล เกิดเมื่อวันที่ 13 ตุลาคม 2522 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2544

ในระหว่างการศึกษาปริญญาโท ได้เข้าเป็นเจ้าหน้าที่ของสถาบันในตำแหน่งนักวิชาการคอมพิวเตอร์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังตั้งแต่เดือนมีนาคม พ. ศ. 2547 จนถึงปัจจุบัน

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. A. Lorphichian, T. Somsongkul, K. Janchitrapongvej, N. Anantrasirichai and T. Wakabashi. 2003 "Effective Analysis of U-Shaped Slot Antenna on Dielectric Substrate." V1- 382 in WPMC'03. Japan : Yokosuka, Kanagawa.