

การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปไดโพลด้วยวิธี FDTD

ANALYSIS OF MICROSTRIP DIPOLE ANTENNA BY USING FDTD



มาลียา ตั้งจิตเจษฎา
MALEEYA TANGJITJESADA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

จพ.

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

๒๕๑๔ก

บัณฑิตวิทยาลัย

๒๕๔๗

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....

พ.ศ. ๒๕๔๗

เลขทะเบียน 51843

ISBN 974-9709-30-6

วัน,เดือน,ปี 30 ก.ค. ๒๕๔๗

113๙๙๘๙๕
b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALYSIS OF MICROSTRIP DIPOLE ANTENNA BY USING FDTD

MALEEYA TANGJITJESADA



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2004

ISBN 974-9709-30-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปโคโพลด้วยวิธี FDTD
นักศึกษา นางสาว มาลีญา ตั้งจิตเจษฎา
รหัสนักศึกษา 43061111
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ. 2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปโคโพลที่ทำงานได้สองความถี่ที่มีการป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS ด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference – Time Domain : FDTD) โดยจะทำการวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบสายอากาศ วิธีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ และคุณลักษณะอื่น ๆ ของสายอากาศสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปโคโพลที่ทำงานสองความถี่ โดยวางตัวสายอากาศขนานกันบนผิววัสดุฐานรองด้านเดียวกัน และเชื่อมต่อตัวสายอากาศโคโพลด้วยแผ่นสตริปแคบ ๆ จากนั้นได้ทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ โดยอาศัยหลักการของอิมพีแดนซ์แบบไม่ต่อเนื่องเมื่อมีการเปลี่ยนขนาดของสายส่งสัญญาณร่วมกับการใช้องค์ประกอบพาราสิติก ซึ่งจากการวิเคราะห์คุณลักษณะพื้นฐานพบว่าสายอากาศที่ทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้วยวิธีดังกล่าวจะมีแมตซ์อิมพีแดนซ์ดีขึ้น และมีคุณลักษณะอื่น ๆ อยู่ในเกณฑ์ที่ดี

Thesis Title	ANALYSIS OF MICROSTRIP DIPOLE ANTENNA BY USING FDTD
Student	Miss Maleeya Tangjitjesada
Student ID.	43061111
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Asst. Prof. Noppin Anantrasirichai

ABSTRACT

This thesis presents the study of design and analyze characteristic of dual-frequency microstrip dipole antenna fed by coplanar strip line. And use FDTD (Finite Difference – Time Domain : FDTD) for the analytical technique to analyze the basic characteristic of this antenna such as resonant frequency, input impedance, S_{11} parameter and radiation pattern. In this research the antennas are aligned on the same surface of substrate (Glass-bond mica) and connected by narrow strip. Apply the discontinuities matching technique (step changes in microstrip width) and parasitic element to improve match impedance.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ นภพินท์ อนันตรศิริชัย ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ช่วยกรุณาให้ คำแนะนำ และชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหา ช่วยฝึกฝนให้ผู้เขียนมีความสามารถในการทำงาน วิจัยได้ ตลอดจนช่วยตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณในความ อนุเคราะห์ของท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ Prof. Dr.Toshio Wakabayashi ที่ช่วยแนะนำและให้แนวคิดในการทำวิจัย ขอขอบคุณน้อง ๆ ในห้อง FDTD LAB และเพื่อน ๆ ทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจให้เสมอมา ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทำวิจัยฉบับ นี้จนสำเร็จลุล่วง

ขอขอบพระคุณบิดา มารดาที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจแก่ผู้เขียนตลอดมา คุณค่าและคุณประโยชน์อันพึงเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

มาลีษา ตั้งจิตเจษฎา

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 ขอบเขตของการศึกษา	2
1.4 ขั้นตอนในการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 กล่าวนำ.....	4
2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น	4
2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล.....	6
2.3.1 การพิจารณาตัวป้อนสัญญาณ.....	6
2.3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปไดโพล.....	7
2.4 สายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPS (Coplanar Strip Line).....	11
2.4.1 โหมดคู่และโหมดคี่ (Even and Odd Mode).....	12
2.4.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS (Coplanar Strip Line) ..	13
2.4.3 คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ในเทอมของ Coupling Factor (C').....	15
2.4.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์แบบ semi-empirical	16
2.4.5 การสังเคราะห์คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์.....	19
2.4.6 ความยาวบริเวณที่มีการเชื่อมต่อสัญญาณ.....	21
2.5 สรุป	21

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (FDTD Method).....	22
3.1 บทนำ	22
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และขี้อัลกอริทึม	22
3.2.1 โครงสร้างของขี้อัลกอริทึม	23
3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข	28
3.4 องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวดำนำชนิดต่าง ๆ.....	29
3.4.1 ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor).....	29
3.4.2 ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor).....	29
3.4.3 การต่อร่วมระหว่างตัวนำต่างชนิด.....	30
3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน	31
3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน	31
3.7 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD สำหรับสายอากาศ	38
3.7.1 พารามิเตอร์การกระจาย	38
3.7.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง	40
3.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ	41
3.8 สรุป	45
บทที่ 4 การออกแบบและวิเคราะห์	46
4.1 กล่าวนำ.....	46
4.2 การออกแบบขนาดของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล.....	47
4.2.1 ความยาวเรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล.....	47
4.2.2 สายส่งสัญญาณไมโครสตริปไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้น.....	48
4.2.3 การพิจารณาความยาวของสายส่งสัญญาณแบบเป็นขั้น.....	49
4.2.4 การวางองค์ประกอบพาราสิติก (Parasitic element).....	50
4.2.5 การปรับขนาดความกว้างของสายอากาศ (W_{d1} และ W_{d2}).....	51

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 ผลการจำลองและการวิเคราะห์.....	51
4.3.1 การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ	51
4.3.2 การวิเคราะห์ผลของการใส่องค์ประกอบพาราไดติก.....	61
4.3.3 การวิเคราะห์ผลของการปรับความกว้างของสายอากาศ (W_{d1} และ W_{d2})....	64
4.3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล	71
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	72
5.1 สรุปผลการออกแบบและการวิเคราะห์.....	72
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา	77
เอกสารอ้างอิง	78
ภาคผนวก	81
ภาคผนวก ก บททความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	82
ประวัติผู้เขียน	88

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 5 GHz	53
4.2 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 10 GHz.....	55
4.3 ผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียว.....	56
4.4 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่.....	58
4.5 ผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล 2 ความถี่.....	59
4.6 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ที่มีองค์ประกอบพาราสิติก.....	61
4.7 คุณลักษณะของสายอากาศที่มีองค์ประกอบพาราสิติกและไม่มี	63
4.8 ค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก.....	66
4.9 ค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกวางด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง.....	67
4.10 ค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกวางด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ.....	69
4.11 ค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกวางด้านล่างของสายอากาศทั้งสองความถี่.....	70
5.1 คุณลักษณะการจำลองแบบ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียว.....	73
5.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล ที่มีการวางองค์ประกอบพาราสิติกในลักษณะต่าง ๆ	73
5.3 ค่าอิมพีแดนซ์ในกรณีต่าง ๆ	74

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น..	5
2.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล.....	6
2.3 ความยาวจริงและความยาวประสิทธิภาพของสายอากาศไมโครสตริป.....	8
2.4 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPS (Coplanar Strip Line)	11
2.5 โหมคคู่ และ โหมคคี่.....	13
2.6 ภาคตัดขวางของสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS.....	14
2.7 กาปาซิแตนซ์ในโหมคคู่และ โหมคคี่.....	17
3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell).....	24
3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่น ในหนึ่งมิติของยี่อัลกอริทึม	25
3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)	26
3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง (1, j, k)	33
3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปโดยมีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต	39
3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล	41
3.7 กล้องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล	41
4.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล.....	46
4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล.....	47
4.3 แสดงสายส่งสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้น และวงจรสมมูลย์.....	48
4.4 แสดง n-section ของตัวแปลง.....	49
4.5 แสดงการวางองค์ประกอบพาราติติก.....	51
4.6 โครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียว.....	52
4.7 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียว.....	53
4.8 ค่า S11 พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz จากวิธี FDTD และ วิธี MoM	54
4.9 ค่า S11 พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่ความถี่ 10 GHz จากวิธี FDTD และ วิธี MoM.....	55
4.10 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่ความถี่ 5 GHz และ 10 GHz.....	56
4.11 สายอากาศไมโครสตริปไดโพลสองความถี่.....	57
4.12 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลสองความถี่.....	57
4.13 ค่า S11 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลสองความถี่.....	58

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปโคโพล 2 ความถี่.....	59
4.15 สายอากาศไมโครสตริปโคโพลสองความถี่และม็องค์ประกอบพาราสิติก.....	60
4.16 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลสองความถี่และม็องค์ประกอบพาราสิติก....	60
4.17 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเมื่อมีและไม่มีม็องค์ประกอบพาราสิติก.....	62
4.18 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศโคโพลเมื่อมีและไม่มีม็องค์ประกอบพาราสิติก.....	62
4.19 แสดงวงจรมูลย์ของสายอากาศไมโครสตริปโคโพล 2 ความถี่.....	64
4.20 การเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อไม่มีม็องค์ประกอบพาราสิติก.....	65
4.21 การเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อไม่มีม็องค์ประกอบพาราสิติก.....	65
4.22 การเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อม็องค์ประกอบพาราสิติกวางค้ำด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง	66
4.23 การเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อม็องค์ประกอบพาราสิติกวางค้ำด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง.....	67
4.24 การเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อม็องค์ประกอบพาราสิติกวางค้ำด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ	68
4.25 การเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อม็องค์ประกอบพาราสิติกวางค้ำด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ	68
4.26 การเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อม็องค์ประกอบพาราสิติกวางค้ำด้านล่างของสายอากาศทั้งสองความถี่.....	69
4.27 การเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อม็องค์ประกอบพาราสิติกวางค้ำด้านล่างของสายอากาศทั้งสองความถี่	70
4.28 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศความถี่ต่ำ.....	71
4.29 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศความถี่สูง.....	71
5.1 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล.....	76

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันได้มีวิวัฒนาการทางเทคโนโลยีในด้านต่าง ๆ เป็นจำนวนมาก และเทคโนโลยีการสื่อสารก็เป็นอีกหนึ่งเทคโนโลยีที่ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและมีความเติบโตอย่างรวดเร็ว ตัวอย่างเช่น การสื่อสารไร้สาย การสื่อสารผ่านดาวเทียม และการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น ซึ่งระบบสื่อสารเหล่านี้จะใช้งานที่ย่านความถี่ไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟ เพื่อใช้ในการรับส่งข้อมูลข่าวสารต่าง ๆ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาในส่วนของการรับและแพร่กระจายคลื่นสัญญาณให้มีความเหมาะสมเช่นเดียวกัน โดยสายอากาศที่นิยมใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ และได้มีการศึกษาพัฒนาอย่างกว้างขวางชนิดหนึ่งก็คือ สายอากาศแบบไมโครสตริป [3,17] เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีหลายประการ ได้แก่ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีรูปร่างไม่ซับซ้อน ราคาไม่สูง ออกแบบและสร้างได้ง่าย ให้โพลาริเซชันแบบเส้นตรงและแบบวงกลมด้วยตัวป้อนสัญญาณที่ไม่ยุ่งยาก และสามารถออกแบบให้สายอากาศมีสัญญาณแบบคู่ความถี่และคู่โพลาริเซชันได้อย่างไม่ยากนัก ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้งานทั่วไปได้แก่ สายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น (Microstrip Patch Antenna) สายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด (Microstrip Slot Antenna) และสายอากาศไมโครสตริปไดโพล (Microstrip Dipole Antenna) โดยสายอากาศแต่ละชนิดต่างมีข้อได้เปรียบและเสียเปรียบแตกต่างกันไป ซึ่งการพิจารณาเลือกใช้สายอากาศชนิดใดขึ้นอยู่กับความเหมาะสมของลักษณะการใช้งานนั้น ๆ และเนื่องจากในปัจจุบันได้มีการใช้งานระบบสื่อสารต่าง ๆ เพิ่มมากขึ้น จึงทำให้มีการคิดค้นวิธีเพิ่มช่องทางการรับส่งข้อมูลข่าวสาร เช่น การเพิ่มย่านความถี่หรือเพิ่มจำนวนโพลาริเซชันในสายอากาศหนึ่งตัว ซึ่งจะเป็นการช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายอันเกิดจากการเพิ่มอุปกรณ์รับส่งสัญญาณ

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปแบบไดโพลที่ทำงานได้ในสองย่านความถี่ โดยทำการออกแบบสายอากาศให้มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS (Coplanar Strip Line) [15] ซึ่งสายส่งสัญญาณชนิดนี้จะต่อเชื่อมโดยตรงเข้ากับตัวสายอากาศไดโพล โดยจะป้อนสัญญาณเข้าที่ตำแหน่งจุดศูนย์กลางของสายอากาศไดโพล แล้วทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณและสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ที่สำคัญของสายอากาศโดยใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข (Numerical Method) [25] มาช่วยแทนการวิเคราะห์ด้วยสมการแมกซ์เวลล์โดยตรง ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีที่นิยมมาก เนื่องจากสามารถนำคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์สายอากาศได้รวดเร็วและง่าย

ต่อความเข้าใจยิ่งขึ้น สำหรับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขที่นำมาใช้ส่วนมาก ได้แก่ ระเบียบวิธีโมเมนต์ (Moment Method : MoM) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอินทิกรัล (Integral Equation) และวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยสมการเชิงอนุพันธ์ย่อย (Partial Differential Equation) เป็นต้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบโคโพลที่ทำงานได้ในสองย่านความถี่ และวิเคราะห์วิธีการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ Coplanar Strip Line (CPS) กับตัวสายอากาศ ซึ่งในการวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศนั้นจะทำการศึกษาระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference - Time Domain : FDTD) มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ซึ่งหลักการของวิธี FDTD นี้เป็นการแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยการเปลี่ยนสมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ให้อยู่ในรูปของสมการไฟไนต์ดิฟเฟอเรนซ์ (Finite Difference Equation) แล้วทำการคำนวณในโดเมนเวลาโดยจะคำนวณสลับระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กโดยใช้ขั้นเวลาแบบลิฟฟรอก (leap - frog) งานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบโคโพล และการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อสายอากาศที่ได้ออกแบบไว้ เพื่อนำไปเป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบโคโพลที่ป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS ที่ทำงานในย่านความถี่มากกว่าสองความถี่ และนำวิธีการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS ไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศชนิดอื่น ๆ ต่อไป

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปแบบโคโพลที่ออกแบบให้ใช้งานได้ที่สองย่านความถี่ และวิเคราะห์การปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPS ซึ่งจะทำการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยรูปแบบจำลองโครงสร้างทางระเบียบวิธีเชิงตัวเลขในเชิงทฤษฎี โดยไม่มีการทดลองสร้างอุปกรณ์จริง โดยเลือกระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ FDTD มาใช้ในการคำนวณและวิเคราะห์คุณลักษณะสำคัญต่าง ๆ ของสายอากาศ และทำการเปรียบเทียบคุณลักษณะเหล่านั้นกับระเบียบวิธีเชิงตัวเลขแบบ MoM เพื่อพิสูจน์ว่าค่าที่ได้จากทั้งสองวิธีมีความใกล้เคียงหรือแตกต่างกันเพียงใด ในการวิเคราะห์นั้นจะทำการวิเคราะห์ถึงหลักการออกแบบเพื่อให้ได้มาซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ วิเคราะห์วิธีการ

ทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และวิเคราะห์คุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่น (S_{11} พารามิเตอร์) อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล (Far Field Radiation Pattern)

1.4 ขั้นตอนในการศึกษา

จากจุดมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ สามารถสรุปขั้นตอนในการศึกษาเป็น 5 บท ดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตการศึกษาของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปที่ประกอบด้วย โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริป ทฤษฎีสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปแบบ CPS และสุดท้ายจะเป็นทฤษฎีของสายอากาศไมโครสตริปแบบไดโพล

บทที่ 3 กล่าวถึงการศึกษาและวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD และการนำ FDTD ไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศ ในทฤษฎีของ FDTD นั้นจะประกอบด้วยสมการแมกซ์เวลล์และอีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข (Numerical stability) การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน (Source Excitation) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorb Boundary Conditions) ส่วนทฤษฎีในการวิเคราะห์สายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้น ประกอบด้วยพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S parameter) อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

บทที่ 4 เป็นการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล โดยผลที่ได้นำมาวิเคราะห์นั้น จะได้มาจากการคำนวณโดยใช้การจำลองโครงสร้างจากวิธี FDTD ผลที่นำมาวิเคราะห์ประกอบไปด้วย คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศ คือ S_{11} พารามิเตอร์อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิเคราะห์ พร้อมทั้งข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนาต่อไปของงานวิจัยที่ได้จัดทำในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 2

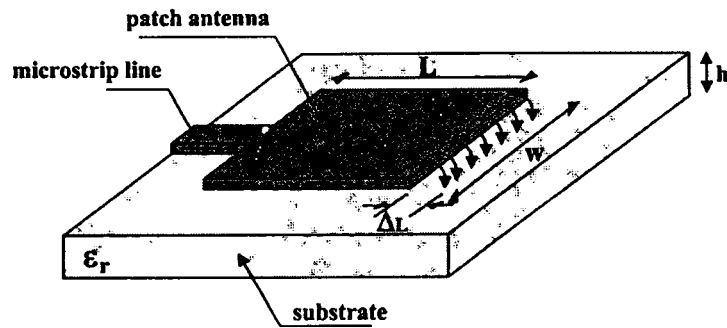
ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

สายอากาศไมโครสตริป [17] เป็นสายอากาศที่มีการศึกษาและพัฒนาอย่างมากตั้งแต่ปี 1970 เป็นต้นมา โครงสร้างทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปจะประกอบด้วยส่วนของวัสดุฐานรอง (substrate) ด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองจะประกอบด้วยแผ่นตัวนำเรียกว่าระนาบกราวด์ (ground plane) ส่วนอีกด้านจะเป็นตัวแผ่กระจายคลื่น (radiating element) ซึ่งสามารถสร้างขนาดและรูปร่างได้หลายรูปแบบเพื่อให้ได้คุณลักษณะของสายอากาศที่เหมาะสมกับลักษณะงานที่ต้องการใช้ เช่น การออกแบบเพื่อให้เกิดความถี่เรโซแนนซ์หลายความถี่ และการออกแบบเพื่อให้ได้ลักษณะแบบรูปการแผ่พลังงานที่ต้องการ โดยทั่วไปแล้วรูปร่างพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปที่นิยมใช้หลัก ๆ จะแบ่งเป็นสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น และสายอากาศไมโครสตริปแบบช่องเปิด นอกจากนี้ข้อได้เปรียบทางโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปที่มีขนาดเล็ก มีน้ำหนักเบา และความหลากหลายของรูปร่างของตัวแผ่กระจายคลื่นแล้ว ยังมีข้อดีอื่น ๆ อีกเช่น การผลิตด้วยเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวม ซึ่งทำให้สร้างได้ง่าย มีราคาถูกและตัวสายอากาศมีความแข็งแรง นอกจากนี้สายอากาศชนิดนี้ยังเหมาะกับการใช้งานใน โครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit : MMIC) ด้วยคุณสมบัติที่ดีเหล่านี้ของตัวสายอากาศทำให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารต่าง ๆ ได้อย่างหลากหลาย เช่น การสื่อสารในระบบมือถือ การสื่อสารไร้สาย และการสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น ในบทที่ 2 นี้ จะกล่าวถึงคุณลักษณะทั่วไปของโครงสร้างสายอากาศไมโครสตริปโคพลา และการป้อนสัญญาณของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPS (Coplanar Strip Line)

2.2 โครงสร้างและคุณสมบัติทั่วไปของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ซึ่งประกอบด้วยแผ่นตัวนำบาง ๆ ซึ่งเป็นตัวแผ่กระจายคลื่นเรียกว่าแผ่นสายอากาศ (Patch Antenna) วางบนผิวของวัสดุฐานรอง อีกด้านของวัสดุเป็นระนาบกราวด์ (ground plane) โดยความหนาของแผ่นสายอากาศจะมีขนาดน้อยกว่าความยาวคลื่นของอากาศมาก ๆ ($t \ll \lambda_0$) เช่นเดียวกับกับความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่ง $h \ll \lambda_0$ และโดยทั่วไปจะอยู่ในช่วง $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$



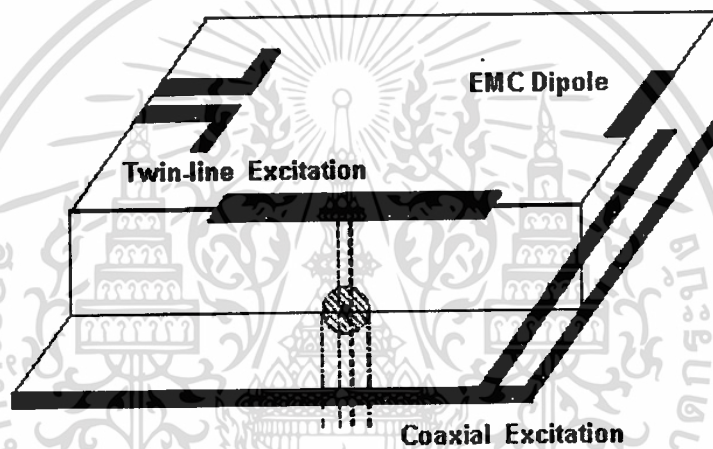
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น

การพิจารณาคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่น ส่วนประกอบหนึ่งที่มีความสำคัญคือ ความหนา (h) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric constant : ϵ_r) ของตัววัสดุฐานรอง โดยทั่วไปค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจะอยู่ในช่วง $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ซึ่งการใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนามากและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำจะได้สายอากาศที่มีประสิทธิภาพสูงและมีแบนด์วิดท์กว้าง แต่ข้อเสียคือ ตัวสายอากาศมีขนาดใหญ่ [17] ส่วนการใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงนั้นมักจะนิยมนำมาใช้ร่วมกับวงจรทางไมโครเวฟ เนื่องจากวงจรทางไมโครเวฟต้องการขอบเขตสนามที่แน่นอนเพื่อลดการแผ่กระจายคลื่นและการเชื่อมต่อ (Coupling) สัญญาณที่ไม่ต้องการให้น้อยที่สุด และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กอีกด้วย [17] แต่เนื่องจากการสูญเสียในวงจรมากทำให้ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ของสายอากาศลดลง ดังนั้นในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นจึงต้องคำนึงถึงความเหมาะสมทั้งในด้านประสิทธิภาพของสายอากาศและการออกแบบวงจร

โดยทั่วไปสายอากาศไมโครสตริปแบบแผ่นมักจะออกแบบให้แผ่นสายอากาศ และสายส่งสัญญาณอยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกัน ซึ่งตัวแผ่นสายอากาศนั้นสามารถมีรูปร่างที่หลากหลายตามวัตถุประสงค์ของการใช้งานได้แก่ รูปแบบสี่เหลี่ยมจัตุรัส (Square) สี่เหลี่ยมผืนผ้า (Rectangular) ไดโพล (Dipole) แถบแคบบาง ๆ (Thin strip) วงกลม (Circular) วงรี (Ellipse) สามเหลี่ยม (Triangular) ห้าเหลี่ยม (Pentagon) หรือรูปร่างอื่นๆ โดยรูปร่างสี่เหลี่ยมจัตุรัส สี่เหลี่ยมผืนผ้า และไดโพล จัดว่าเป็นรูปร่างที่ได้รับความนิยมมาก เนื่องจากสามารถสร้างและวิเคราะห์คุณลักษณะได้ง่าย และมีคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นดี (มีค่า cross polarization ต่ำ) ซึ่งสายอากาศไดโพลจะมีคุณสมบัตินี้มากที่สุด นอกจากนี้ยังเป็นสายอากาศที่มีแบนด์วิดท์กว้าง และใช้พื้นที่ในการสร้างน้อยอีกด้วย

2.3 โครงสร้างและคุณสมบัติของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล

สายอากาศไมโครสตริปไดโพล เป็นสายอากาศชนิดหนึ่งที่มีความเหมาะสมในการใช้งานที่ ย่านความถี่สูงและได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลาย ประการ ได้แก่ สร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติได้ง่าย มีคุณสมบัติการแผ่กระจายคลื่นที่ดีคือ มีค่าการ แผ่กระจายคลื่นแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross Polarization) ต่ำ มีโพลาไรซ์แบบเส้นตรงและมี แบบควิครัทกว้างในขณะที่ใช้พื้นที่ของตัวสายอากาศน้อย โดยรูปร่างของสายอากาศไมโครสตริป ไดโพลจะมีลักษณะคล้ายกับสายอากาศไมโครสตริปแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า แตกต่างกันที่อัตราส่วน ระหว่างความกว้างกับความยาว โดยสายอากาศไดโพลจะมีขนาดความกว้างแคบมาก ๆ (โดยทั่วไป จะแคบกว่า $0.05\lambda_0$)



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล

2.3.1 การพิจารณาตัวป้อนสัญญาณ

รูปที่ 2.2 แสดงโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่มีการป้อนสัญญาณ ณ ตำแหน่งศูนย์กลางของตัวสายอากาศ (Center-fed dipole) ด้วยสายส่งสัญญาณชนิดต่าง ๆ ซึ่งการ คำนึงถึงความเหมาะสมของตัวป้อนสัญญาณเป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างหนึ่ง ในการออกแบบ สายอากาศไมโครสตริปไดโพล โดยการเลือกจะพิจารณาความเหมาะสมทั้งในทางทฤษฎีและการ สร้างจริง ตัวป้อนสัญญาณที่นิยมใช้โดยทั่วไป ได้แก่ สายโคแอกเชียล (Coaxial line) สายคู่ขนาน (Twin - line) และการป้อนโดยใช้การเชื่อมต่อสัญญาณ (Coupling feed) ซึ่งสายส่งสัญญาณไมโคร สตริป CPS จัดเป็นตัวป้อนสัญญาณที่มีโครงสร้างเหมาะสมในการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ ไมโครสตริปที่มีการป้อนสัญญาณ ณ ตำแหน่งศูนย์กลางของตัวสายอากาศ เนื่องจากสามารถป้อน สัญญาณเข้าสู่ตัวไดโพลได้โดยตรง ซึ่งในกรณีนี้จะถือเป็นการป้อนสัญญาณแบบเชื่อมต่อ และ

โหมคในการเชื่อมต่อที่ใช้กันมากในการป้อนสัญญาณคือโหมคที่ รายละเอียดของสายส่งไมโครสตริป CPS จะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

2.3.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริปไดโพล

สิ่งแรกที่จะพิจารณาในการออกแบบสายอากาศไดโพลคือ ความยาวของส่วนแผ่กระจายคลื่น ซึ่งจะต้องออกแบบให้ยาวพอดีกับการแผ่กระจายคลื่น ณ ความถี่ที่ต้องการ ซึ่งส่วนใหญ่ในการคำนวณสามารถใช้การคำนวณแบบเดียวกับสายอากาศแบบสี่เหลี่ยมผืนผ้า [3]

ผลของฟริงกิง (Fringing effect)

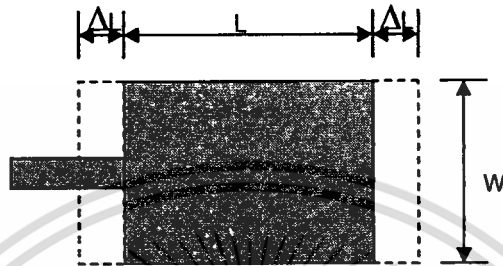
เนื่องจากสายอากาศมีขนาดความยาวและความกว้างจำกัด ในขณะที่การแผ่กระจายคลื่นมีบริเวณเกินขอบเขตทางกายภาพของสายอากาศ ทำให้เกิดสนามฟริงกิงขึ้นที่บริเวณขอบของสายอากาศ (แสดงดังรูปที่ 2.1) สนามฟริงกิงจะเป็นฟังก์ชันของขนาดของสายอากาศและความสูงของวัสดุฐานรอง สำหรับระนาบไฟฟ้า (E-plane) สนามฟริงกิงจะเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนระหว่างความยาวของสายอากาศ L กับความสูง h ของวัสดุฐานรอง L/h และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_r ในการพิจารณาเส้นแรงสนามไฟฟ้าของสายอากาศจะพบว่าโดยปกติสนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในวัสดุฐานรองและมีบางส่วนอยู่ในอากาศ เมื่อค่า $L/h \gg 1$ และ $\epsilon_r \gg 1$ สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะรวมอยู่ในวัสดุฐานรอง ดังนั้นจึงต้องมีการพิจารณาค่าคงตัวประสิทธิผล (Effective dielectric constant, ϵ_{eff}) ที่มีผลต่อสนามฟริงกิงและการแผ่กระจายคลื่น สำหรับสายไมโครสตริปที่มีอากาศอยู่เหนือวัสดุฐานรอง ค่าคงตัวประสิทธิผลของสาร ไดอิเล็กตริกจะมีค่าอยู่ระหว่าง $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$ และในกรณีที่ค่าคงตัวของวัสดุฐานรองมีค่ามากกว่าหนึ่งมาก ๆ ($\epsilon_r \gg 1$) ค่าของ ϵ_{eff} จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง (ϵ_r) นอกจากนี้ค่าคงตัวประสิทธิผลของสาร ไดอิเล็กตริกยังเป็นฟังก์ชันของความถี่ด้วย ซึ่งสายอากาศที่ทำงานในย่านความถี่สูงสนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในวัสดุฐานรอง ดังนั้นสายอากาศไมโครสตริปจึงมีพฤติกรรมเสมือนกับว่ามีไดอิเล็กตริกเพียงหนึ่งเดียว (วัสดุฐานรอง) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะเข้าใกล้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ส่วนที่ความถี่ต่ำค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะมีค่าคงที่ และจะมีค่าเพิ่มขึ้นและเข้าใกล้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเมื่อมีการทำงานที่ความถี่สูงขึ้น โดยค่าเริ่มต้นของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลที่ความถี่ต่ำจะถูกอ้างถึงเป็นค่าสถิติ และจะทำให้ได้ว่า

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.1)$$

โดยที่ $W/h > 1$

ความยาวประสิทธิผล ความถี่เรโซแนนซ์และความกว้างประสิทธิผล

ในการคำนวณขนาดของสายอากาศจะมีการพิจารณาความยาวจริงทางกายภาพจากความยาวประสิทธิผลซึ่งเป็นผลมาจากสนามฟริ่งกิง ที่ทำให้ขนาดของสายอากาศถูกขยายออกมาเป็นระยะ ΔL (แสดงดังรูปที่ 2.3) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_{eff} และอัตราส่วนความกว้างต่อความสูงของแผ่นตัวนำ w/h



(a) รูปด้านบน



(b) รูปด้านข้าง

รูปที่ 2.3 ความยาวจริงและความยาวประสิทธิผลของสายอากาศไมโครสตริป

การประมาณค่าความสัมพันธ์ความยาวที่ขยายออกไปที่นิยมใช้ได้แก่ [33]

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{w}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.2a)$$

และเนื่องจากความยาวของสายอากาศถูกขยายออกไป ΔL ดังนั้นความยาวประสิทธิผลของสายอากาศ (L_{eff}) เท่ากับ

$$L_{eff} = L + 2 \Delta L \quad (2.2b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศไมโครสตริปจะเป็นฟังก์ชันของความยาวของตัวมันเอง โดยปกติจะหาได้จาก

$$f_r = \frac{c}{2 L_{eff} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.2c)$$

ดังนั้นความยาวทางกายภาพที่แท้จริงของสายอากาศ L หาได้จาก

$$L = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2 \Delta L \quad (2.2d)$$

และพิจารณาความกว้างของแผ่นสายอากาศจาก

$$W = \frac{c}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2e)$$

โดย	L	คือ ความยาวของสายอากาศ
	f_r	คือ ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ
	ΔL	คือ ความยาวที่ขยายออกมาเนื่องจากผลของฟริงกิง
	h	คือ ความหนาของวัสดุฐานรอง
	W	คือ ความกว้างของไมโครสตริป
	ϵ_r	คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุ
	ϵ_{eff}	คือ ค่าคงตัวประสิทธิภาพผลของสาร ไดอิเล็กตริก
	c	คือ ความเร็วในอากาศมีค่าเท่ากับ 3×10^8 m/sec

จะเห็นว่า ความยาว L เป็นฟังก์ชันของความกว้างสตริป W และพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรอง h และ ϵ_r จากสมการค่าความยาวเรโซแนนซ์จะลดลงเมื่อความกว้างของแผ่นสตริปและความหนาของวัสดุฐานรองเพิ่มขึ้น

แต่สายอากาศไมโครสตริปโคโพลีนจะถูกออกแบบให้มีขนาดความกว้างน้อยๆ นั่นคือ $W \leq 0.05 \lambda_0$ โดย λ_0 คือ ความยาวคลื่นในอากาศ และถือว่าความยาวที่ขยายออกมาเนื่องจากผลของฟริงกิงมีค่าน้อย ดังนั้นจะประมาณค่าความยาวของสายอากาศได้ดังนี้

$$L = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.2f)$$

โดยที่
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

และ
$$\frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \lambda_g$$

λ_g คือ ความยาวคลื่นบนวัสดุฐานรอง

นั่นคือความยาวของสายอากาศไดโพลจะมีค่าประมาณครึ่งความยาวคลื่นบนวัสดุฐานรอง

$$L = \frac{\lambda_g}{2} \quad (2.2g)$$

นอกจากความยาวของสายอากาศแล้ว ความกว้างของแบนด์วิดท์ [3] เป็นพารามิเตอร์อีกตัวหนึ่งที่มีความสำคัญและมักจะนำมาพิจารณาด้วยเสมอ โดยสายอากาศไดโพลที่มีการป้อนสัญญาณ ณ ตำแหน่งศูนย์กลางจะมีลักษณะเหมือนกับวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม ค่าครึ่งกำลังแบนด์วิดท์จากผลตอบสนองอิมพีแดนซ์ของวงจรรีโซแนนซ์จะเท่ากับ

$$BW = \frac{2R}{\omega_0 \left. \frac{dX}{d\omega} \right|_{\omega_0}} \quad (2.3)$$

ซึ่ง $Z = R + jX$ คือ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่เรโซแนนซ์ (ω_0) โดยที่แบนด์วิดท์มีผลตอบสนองที่อัตราส่วน VSWR เท่ากับ 2.4 และป้อนด้วยสายส่งสัญญาณที่มีคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์เท่ากับ R

VSWR (Voltage Standing-Wave Ratio : σ) คือ อัตราส่วนระหว่างแรงดันคลื่นนิ่งที่มากที่สุดต่อแรงดันคลื่นนิ่งที่น้อยที่สุด ณ ตำแหน่งสายอากาศ ดังนั้น VSWR จะมีค่าตั้งแต่หนึ่งถึงอนันต์ (1- ∞) โดยค่าที่เพิ่มขึ้นจะแสดงความไม่เข้ากันของคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณและสายอากาศที่มากขึ้น ในทางปฏิบัติถือว่าค่า VSWR ที่ดีจะมีค่าไม่เกิน 1.2 อัตราส่วนของแรงดันคลื่นนิ่งแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$VSWR = V_{max} / V_{min} \quad (2.4)$$

และสามารถหาได้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน (Γ)

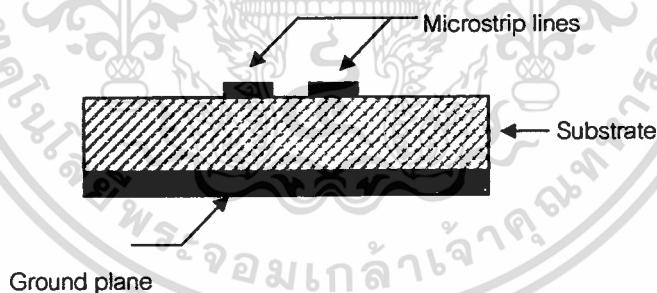
$$VSWR = 1 + \Gamma / 1 - \Gamma \quad (2.5)$$

SWR (Standing-Wave ratio) คือ ค่า VSWR ซึ่งแสดงในหน่วยเดซิเบล สามารถหาได้โดยการ ใช้สมการ log voltage จะ ได้

$$SWR (dB) = 20 \log VSWR \quad (2.6)$$

2.4 สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS (Coplanar Strip Line)

สายส่งสัญญาณที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ สายส่งสัญญาณที่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM หรือ กึ่ง TEM (quasi-TEM) ได้ และสายส่งสัญญาณที่ไม่รองรับการแพร่กระจายคลื่นในโหมดดังกล่าว โดยสายส่งสัญญาณในประเภทแรกมีหลายชนิดด้วยกัน ได้แก่ สายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริป และระนาบท่อนำคลื่น เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่วางขนานกันและมีการเชื่อมต่อสัญญาณซึ่งกันและกัน หรือเรียกอีกอย่างว่าสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS (Coplanar Strip Line)



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPS (Coplanar Strip Line)

สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS (Coplanar Strip Line) [15] ที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 กล่าวคือ จะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบ ๆ วางขนานกันอยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นระนาบกราวด์ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านระหว่างแผ่นสตริปและเข้าไปในวัสดุฐานรองบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบ ๆ กับระนาบกราวด์ คุณสมบัติหลักที่ใช้ในการพิจารณาสายส่งสัญญาณคือ คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ เพื่อให้เกิดความเข้าคู่กัน (แมตซ์) ระหว่างอิมพีแดนซ์

ของสายส่งสัญญาณกับอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ จะต้องพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งได้แก่ ความหนาของวัสดุฐานรองและความกว้างของแผ่นสกริป จะเห็นได้ว่าการเลือกชนิดของวัสดุฐานรองเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ และสำหรับคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่นำมาใช้มีดังต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (ϵ_r) เป็นค่าแสดงคุณสมบัติของการเป็นสาร ไดอิเล็กตริก โดยเทียบกับอากาศ

- ค่า Loss tangent ($\tan\delta$) ที่ความถี่ 10 GHz คือ ค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสเคปซิทีฟเฟสเมนต์ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสมากรึน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี

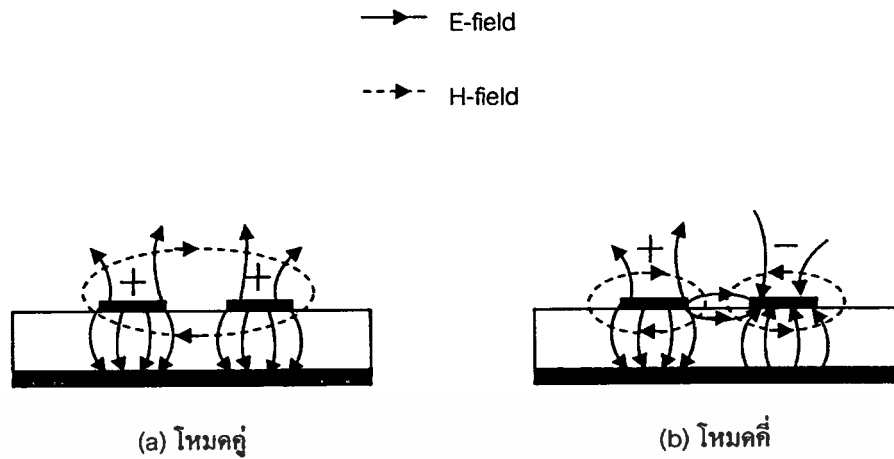
- ค่าคงตัวของการนำความร้อน (Thermal Conductivity) จะแสดงความสามารถในการระบายความร้อนของสาร ไดอิเล็กตริก ซึ่งค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี

- ความขรุขระของผิว จัดว่าเป็นคุณสมบัติที่มีความสำคัญมากเช่นเดียวกันเพราะจะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสกริป เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่า

- ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (Dielectric Strength) สำหรับค่านี้จะบอกลถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ

2.4.1 โหมดคู่และโหมดคี่ (Even and Odd Mode)

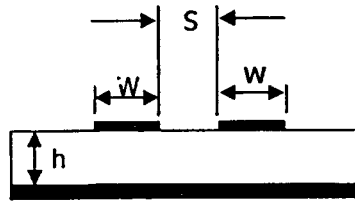
โดยทั่วไปสายส่งสัญญาณที่วางขนานและใกล้กันพอสมควร จะมีการเชื่อมต่อสัญญาณซึ่งกันและกันระหว่างสายส่งสัญญาณทั้งสองผ่านช่องว่างแคบ ๆ (gap) ไปตามความยาวของสายส่ง โดยในการพิจารณาการเชื่อมต่อสัญญาณนั้นจะพิจารณาจากคลื่นในโหมด TEM เป็นหลัก และพบว่าสายส่งสัญญาณที่วางขนานกันนั้นจะมีการเชื่อมต่อสัญญาณแบบโหมดคู่และโหมดคี่ แสดงดังรูปที่ 2.5 โดยในโหมดคู่สายส่งสัญญาณทั้งสองข้างจะมีแบบรูปองค์ประกอบสนามที่มีผลตอบสนองต่อคลื่นเคลื่อนที่ (traveling wave) ในทิศทางเดียวกัน ในขณะที่ในโหมดคี่สายส่งสัญญาณข้างหนึ่งจะมีแบบรูปองค์ประกอบสนามที่มีผลตอบสนองต่อคลื่นเคลื่อนที่ (traveling wave) ในทิศทางตรงกันข้ามกับอีกข้างหนึ่ง เนื่องด้วยสนามมีทิศแตกต่างกันเช่นนี้จึงเหมือนกับมีขั้วแบบโหมดคู่ และโหมดคี่



รูปที่ 2.5 โหมดคู่ และโหมดคี่

2.4.2 การส่งผ่านคลื่นในสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS (Coplanar Strip Line)

สายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป CPS จัดเป็นสายส่งสัญญาณที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน แต่การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายค่อนข้างยุ่งยาก เนื่องจากการมีเงื่อนไขขอบเขตที่ยุ่งยากเมื่อเทียบกับสายส่งสัญญาณชนิดอื่น นอกจากนี้การวิเคราะห์สายส่งสัญญาณที่มีการวางขนานกัน จะต้องทำการวิเคราะห์ทั้งในโหมดคู่และโหมดคี่ คลื่นที่มีการส่งผ่านในสายส่ง CPS ส่วนใหญ่จะเป็นคลื่นในโหมด TEM หรือกึ่ง TEM (quasi-TEM) ซึ่งเป็นคลื่นที่มีโหมดใกล้เคียงกับโหมด TEM แต่มีสนามในแนวแกน ซึ่งเป็นสนามที่เกิดจากโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ร่วมระบบเดียวกัน ในการวิเคราะห์เพื่อหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์นั้นพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญตัวหนึ่งก็คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (ϵ_{eff}) ของระบบ ซึ่งเป็นการรวมค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของวัสดุฐานรองและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์เป็นค่าที่มีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ด้วย และเมื่ออัตราส่วนสัมพัทธ์ของสนามระหว่างสารไดอิเล็กตริกกับอากาศมีค่าแตกต่างกัน ดังนั้นค่าความเร็วเฟส (phase velocity : v_p) ระหว่างโหมดคู่ (v_{pc}) และโหมดคี่ (v_{pm}) จึงมีค่าแตกต่างกันด้วย แต่ในการวิเคราะห์ด้วยคลื่นในโหมด TEM จะได้ค่าความเร็วเฟสของโหมดทั้งสองเท่ากัน นอกจากนี้ได้กล่าวมาแล้วยังมีพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่มีผลต่อคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ในโหมดคู่ (z_{oc}) และโหมดคี่ (z_{om}) ได้แก่ ความกว้าง (w) ของสตริปและช่องว่าง (s) ระหว่างสายส่งสัญญาณ ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าอิมพีแดนซ์โหมดคู่ (z_{oc}) และโหมดคี่ (z_{om}) เป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนระหว่าง w/h และ s/h



รูปที่ 2.6 แสดงภาคตัดขวางของสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริปแบบ CPS ได้มีผู้ทำการค้นคว้าและเสนอแนวคิดไว้หลายท่าน แต่ในที่นี้จะเสนอแนวคิดของ Bryant และ Weiss [24] ซึ่งได้เสนอวิธีการหาค่าอิมพีแดนซ์โดยการพิจารณาค่าคาปาซิแตนซ์จากสายส่งที่มีการกระจายคลื่นด้วยโหมด TEM และไม่คิดค่าส่วนประกอบตามยาวของสนามและความหนาของแผ่นสตริป

จากความเร็วของการแพร่กระจายของสายไมโครสตริปในอากาศ

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \quad (2.7)$$

และความเร็วเฟสของคลื่นในสายส่งจะเขียนได้ดังนี้

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

โดย C คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ของไมโครสตริปต่อหนึ่งหน่วยความยาวในวัสดุฐานรอง และ C_1 คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ของไมโครสตริปต่อหนึ่งหน่วยความยาวในอากาศ

ตามคำนิยามทั่วไปค่าของ C/C_1 คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ ค่านี้จะเปรียบเสมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของสายส่งสัญญาณแบบไมโครสตริปที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและคำนวณเป็นอากาศอยู่ เพราะฉะนั้นจะได้

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_1} = \left(\frac{c}{v_p} \right)^2 \quad (2.9)$$

และจะได้ความเร็วเฟสเท่ากับ

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.10)$$

จากค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายไมโครสตริป

$$Z_o = \frac{1}{v_p C} = \frac{1}{c C \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.11)$$

จะได้อิมพีแดนซ์ในโหมคคู่ (z_{oe}) และโหมคเดี่ยว (z_{oo}) ตามลำดับดังนี้

$$Z_{oe} = \frac{1}{c C \sqrt{\epsilon_{effe}}} \quad (2.12)$$

$$Z_{oo} = \frac{1}{c C \sqrt{\epsilon_{effo}}} \quad (2.13)$$

และค่าอิมพีแดนซ์สัมพันธ์เท่ากับ

$$Z_o = \sqrt{Z_{oe} Z_{oo}} \quad (2.14)$$

2.4.3 คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ในเทอมของ Coupling Factor (C')

ในการออกแบบเรอิมพีแดนซ์จะประสบปัญหาในการกำหนดขนาดโครงสร้างของสายส่ง สัญญาณ และขนาดของสายส่งในภาคตัดขวางจะถูกใช้ในการวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ในโหมคคู่ (z_{oe}) และอิมพีแดนซ์โหมคเดี่ยว (z_{oo}) ซึ่งในที่นี้เราต้องการให้ (z_{oe}) และ (z_{oo}) เป็นฟังก์ชันของ z_o และ C และจากอัตราส่วนระหว่างแรงดันที่เชื่อมต่อสัญญาณกับแรงดันรวมจะได้

$$C = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (2.15)$$

และ Coupling Factor (C')

$$C' = 20 \log \left| \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \right| \text{dB} \quad (2.16)$$

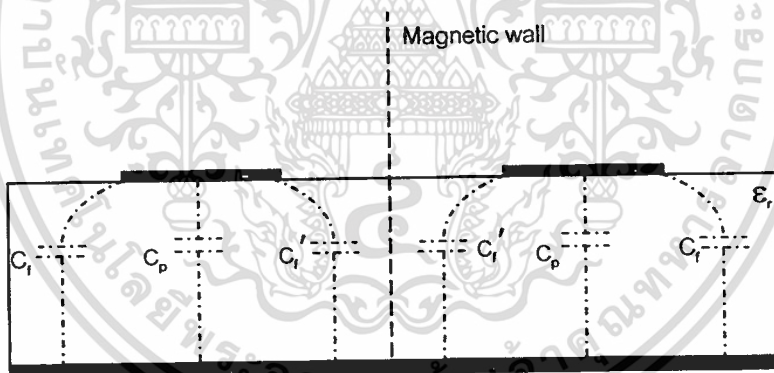
และจาก $Z_o^2 = Z_{oe} Z_{oo}$ จะได้

$$Z_{oe} = Z_o \sqrt{\frac{1 + 10 c' / 20}{1 - 10 c' / 20}} \quad (2.17)$$

$$Z_{oo} = Z_o \sqrt{\frac{1 - 10 c' / 20}{1 + 10 c' / 20}} \quad (2.18)$$

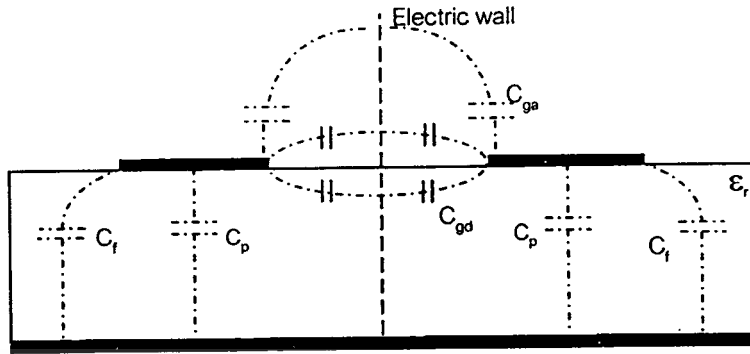
2.4.4 การวิเคราะห์คุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์แบบ semi-empirical

การวิเคราะห์ข้างต้นเป็นการหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์อย่างคร่าว ๆ ในหัวข้อนี้จะแสดงการหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์อย่างละเอียดซึ่งให้ความแม่นยำเพิ่มขึ้น 3 เพอร์เซ็นต์ [22] ซึ่งเป็นที่นิยมใช้สำหรับการออกแบบสายส่งไมโครสตริป CPS ที่เริ่มต้นด้วยการสังเคราะห์ค่าโดยประมาณ แล้วจึงใช้วิธีนี้เพื่อปรับปรุงให้เกิดความแม่นยำมากขึ้น รูปที่ 2.7 แสดงเส้นคาปาซิแตนซ์ที่อยู่ในวัสดุฐานรองและในอากาศ โดยการวิเคราะห์จะทำในช่วง $0.2 \leq w/h \leq 2$ และ $0.05 \leq s/h \leq 2$ และ $\epsilon_r \geq 1$



(a) คาปาซิแตนซ์ในโหมดคู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b) คาปาซิแตนซ์ในโหมดคี่

รูปที่ 2.7 คาปาซิแตนซ์ในโหมดคู่และโหมดคี่

คาปาซิแตนซ์รวมสำหรับแต่ละโหมด แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$C_e = C_p + C_f + C_f' \quad (2.19)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd} \quad (2.20)$$

โดย C_p คือ คาปาซิแตนซ์ของสตริปคู่ขนาน

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{w}{h} \quad (2.21)$$

ϵ_0 คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของอากาศ

และค่า C_f คือ ฟริงกิงคาปาซิแตนซ์บริเวณขอบด้านนอกของไมโครสตริปแต่ละตัว

$$2C_f = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{cZ_o} - C_p \quad (2.22)$$

ซึ่ง c คือ ความเร็วในอากาศ

ϵ_{eff} และ Z_o เป็นค่าที่ได้จากการวิเคราะห์สตริปเดี่ยวในโหมด TEM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิพจน์ empirical สำหรับ C'_f แสดงดังสมการข้างล่าง

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + (A h/s) \tanh(8 s/h)} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_{eff}}} \quad (2.23)$$

ซึ่ง

$$A = \exp\{-0.1 \exp(2.33 - 2.53 w/h)\} \quad (2.24)$$

จากรูปที่ 2.7 // C_{ga} คือ คาปาซิแตนซ์ของช่องว่างระหว่างแผ่นสตริปในอากาศ และ C_{gd} คือ ฟริงกิงคาปาซิแตนซ์บริเวณขอบด้านในของไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อกันบริเวณช่องว่างระหว่างไมโครสตริป ตามลำดับ

โดยการใช้วงจรมูลค่า CPS จะได้

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.25 a)$$

โดย

$$k = \frac{s/h}{s/h + 2w/h}$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

และ $\frac{K(k')}{K(k)}$ คืออัตราส่วนฟังก์ชันวงรี แสดงดังสมการต่อไปนี้

สำหรับช่วง $0 \leq k^2 \leq 0.5$:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \quad (2.25 b)$$

สำหรับช่วง $0.5 \leq k^2 \leq 1$:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{\pi}{\ln \left\{ 2 \frac{(1 + \sqrt{k})}{1 - \sqrt{k}} \right\}} \quad (2.25 c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่ C_{gd} ได้จากคาปาซิแตนซ์สำหรับการเชื่อมต่อแผ่นสตริป

$$C_{gd} = \frac{\epsilon_o \epsilon_r}{\pi} \ln \left\{ \coth \left(\frac{\pi s}{4 h} \right) \right\} + 0.65 C_f \left(\frac{0.02}{s/h} \sqrt{\epsilon_r + 1 - \epsilon_r^{-2}} \right) \quad (2.26)$$

จะได้ค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ในโหมดคู่ (Z_{oe}) และโหมดคี่ (Z_{oo}) ดังนี้

$$Z_{oe} = (c \sqrt{C_e C_{e1}})^{-1} \quad (2.27)$$

$$Z_{oo} = (c \sqrt{C_o C_{o1}})^{-1} \quad (2.28)$$

ซึ่ง c คือความเร็วในอากาศ และ C_{e1}, C_{o1} คือคาปาซิแตนซ์ในอากาศของโหมดคู่และโหมดคี่ และ C_e, C_o คือคาปาซิแตนซ์บนวัสดุฐานรองของโหมดคู่และโหมดคี่
จะได้ค่าคงที่ประสิทธิภาพของสารไดอิเล็กทริกของไมโครสตริปในโหมดคู่และโหมดคี่ ดังนี้

$$\epsilon_{effe} = \frac{C_e}{C_{e1}} \quad (2.29)$$

$$\epsilon_{effo} = \frac{C_o}{C_{o1}} \quad (2.30)$$

2.4.5 การสังเคราะห์คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์

ในการสังเคราะห์เพื่อหาค่าคาแรกเตอร์ริสติกอิมพีแดนซ์ของสายส่งสัญญาณ ไมโครสตริป CPS นั้น จะทำการกำหนดค่า Z_{oe} และ Z_{oo} ที่ต้องการก่อนแล้วจึงนำไปหาค่าอัตราส่วน w/h และ s/h โดยในการสังเคราะห์นั้นจะพิจารณาอัตราส่วนของ w/h และ s/h จากแผ่นไมโครสตริปเพียงข้างใดข้างหนึ่งก่อน ซึ่งการสังเคราะห์โดยประมาณนี้นำเสนอโดย Akhtarzad *et al.*, [23] และแบ่งการสังเคราะห์ออกเป็นสองขั้นตอนคือ

1. เลือกขนาดของอัตราส่วนสำหรับไมโครสตริปสมมูลเดี่ยว
2. นำค่าที่ได้จากข้อ 1. มาคำนวณหาค่า w/h และ s/h สำหรับไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อสัญญาณ

และสมการในการสังเคราะห์จะพิจารณาจากความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$Z_{ose} = \frac{Z_{oe}}{2} \quad (\text{สำหรับอัตราส่วน } (w/h)_{se} \text{ ของไมโครสตริปเดี่ยว}) \quad (2.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$Z_{oso} = \frac{Z_{oo}}{2} \quad (\text{สำหรับอัตราส่วน } (w/h)_{so} \text{ ของไมโครสตริปเดี่ยว}) \quad (2.32)$$

จะได้

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{se} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2d-g+1}{g+1}\right) \quad (2.33)$$

สำหรับ $\epsilon_r \leq 6$

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2d-g-1}{g-1}\right) + \frac{4}{\pi(1+\epsilon_r/2)} \cosh^{-1}\left(1 + 2\frac{w/h}{s/h}\right) \quad (2.34a)$$

สำหรับ $\epsilon_r \geq 6$

$$\left(\frac{w}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{2d-g-1}{g-1}\right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1}\left(1 + 2\frac{w/h}{s/h}\right) \quad (2.34b)$$

โดย

$$g = \cosh\left(\frac{\pi s}{2h}\right)$$

$$d = \cosh\left(\pi \frac{w}{h} + \frac{\pi s}{2h}\right)$$

สมการที่ 2.33 จะถูกนำไปใช้คู่กับสมการที่ 2.34a หรือ 2.34b ตามแต่ช่วงสภาพยอมของวัสดุ แต่ในการพิจารณาเทอม (s/h) นั้นจะไม่พิจารณาค่าสภาพยอมของวัสดุ ซึ่งจะได้สมการดังนี้

$$\left(\frac{s}{h}\right) = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1}\left[\frac{\cosh\left\{\left(\pi/2\right)(w/h)_{se}\right\} + \cosh\left\{\left(\pi/2\right)(w/h)_{so}\right\} - 2}{\cosh\left\{\left(\pi/2\right)(w/h)_{so}\right\} - \cosh\left\{\left(\pi/2\right)(w/h)_{se}\right\}}\right] \quad (2.35)$$

เมื่อได้ค่า w/h และ s/h จะนำค่าที่ได้ไปคำนวณหาค่า Z_{oe} และ Z_{oo} อีกครั้งด้วยการวิเคราะห์อิมพีแดนซ์แบบ semi-empirical

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.6 ความยาวบริเวณที่มีการเชื่อมต่อสัญญาณ

ในสายส่งสัญญาณหนึ่ง ๆ นั้น จะให้บริเวณที่มีการเชื่อมต่อสัญญาณสูงสุดเกิดขึ้น ณ ตำแหน่งความยาวเท่ากับ $\lambda/4$ โดย λ_g คือความยาวคลื่นของความถี่เรโซแนนท์ ในบางกรณีโดยเฉพาะที่ความถี่สูงความยาวของสายส่งสัญญาณอาจจะมีขนาดเล็กมากทำให้ยากต่อการสร้าง ดังนั้นเพื่อความสะดวกจึงได้กำหนดให้ความยาวของสายส่งสัญญาณมีขนาดเป็นจำนวนเท่าของหนึ่งส่วนสี่ความยาวคลื่น ดังสมการต่อไปนี้

$$l = (2n - 1)\lambda_g / 4 \quad (2.36)$$

โดย n เป็นจำนวนเต็มที่สัมพันธ์กับความถี่

2.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลแบบแผ่นได้แก่คุณลักษณะโดยทั่วไป โครงสร้างพื้นฐาน การพิจารณาตัวป้อนสัญญาณที่เหมาะสมกับสายอากาศและพารามิเตอร์ที่ใช้พิจารณาในการออกแบบสายอากาศไมโครสตริปโคโพลแบบแผ่น และกล่าวถึงทฤษฎีสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPS โดยอธิบายถึงโครงสร้างพื้นฐาน ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นในโหมด TEM ของแผ่นสตริปที่มีการวางขนานกัน และอธิบายการหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นพื้นฐานสำคัญในการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปโคโพลแบบแผ่นที่มีการใช้งานที่ 2 ความถี่

บทที่ 3

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 บทนำ

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain : FDTD) นำเสนอโดย เค เอส ยี (K. S. Yee) ในปี ค.ศ. 1966 [19] เป็นวิธีวิเคราะห์เชิงตัวเลขวิธีหนึ่งที่นิยมใช้ในการหาผลเฉลยทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และเป็นวิธีหนึ่งที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายมาจนถึงปัจจุบัน โดยยีได้เสนอแนวคิดการใช้วิธีวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบผลต่างสืบเนื่องสำหรับการแก้ปัญหาสมการแมกซ์เวลล์ขึ้นมาใหม่ โดยจะทำการวิเคราะห์ในโดเมนเวลา (Time domain) และโดเมนสเปซ (Space domain) และได้ทำการกำหนดการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจำนวนหกสนามให้อยู่บนเซลล์สี่เหลี่ยมลูกบาศก์หนึ่งเซลล์ การปรับปรุงลักษณะการกระทำสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนต่าง ๆ นี้จะใช้แบบแผนลีฟรอก (Leap-Frog) โดยจะทำการปรับปรุงสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสลับกันในโดเมนเวลา ด้วยวิธีการเช่นนี้ทำให้สามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ทั้งโดเมนของเวลาและโดเมนของสเปซ กล่าวคือ เมื่อสังเกตพฤติกรรม ณ ตำแหน่งหนึ่ง ๆ ของโครงสร้างจะสามารถเลือกสังเกตพฤติกรรมสนามที่เวลาใดก็ได้ ในทางกลับกันถ้าสังเกตพฤติกรรม ณ เวลาหนึ่ง ๆ จะสามารถสังเกตพฤติกรรมของสนามที่ตำแหน่งต่าง ๆ ได้เช่นกัน

ในบทนี้จะกล่าวถึงสมการแมกซ์เวลล์ ยีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของวิธี FDTD จากนั้นจะกล่าวถึงเงื่อนไขเสถียรภาพเชิงตัวเลข การกระตุ่นแหล่งกำเนิดแรงดัน และขอบเขตการดูดกลืน โดยในวิทยานิพนธ์ได้ทำการเสนอขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ [5,19] (Mur's Absorbing Boundary Condition : Mur's ABC)

3.2 สมการแมกซ์เวลล์และยีอัลกอริทึม

สมการแมกซ์เวลล์ประกอบด้วยสมการที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล สำหรับโครงสร้างของยีอัลกอริทึมจะเริ่มจากสมการแมกซ์เวลล์ที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์สองสมการที่เปลี่ยนแปลง นั่นคือ

$$\nabla \times \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \rho^* \vec{H} \quad (3.1a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (3.1b)$$

โดยที่ \vec{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (electric field vector : V/m) \vec{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (magnetic field vector : A/m) เมื่อ ϵ คือ สภาพยอมทางสนามไฟฟ้า (electric permittivity : F/m) σ คือ สภาพนำ (conductivity: S/m) μ คือ สภาพซาบซึมได้ทางสนามแม่เหล็ก (magnetic permeability : H/m) และ ρ^* คือ สภาพต้านทานแม่เหล็กสมบูรณ์ (resistivity : Ω/m)

จากสมการที่ (3.1a) และ (3.1b) จะเขียนตัวประกอบเวกเตอร์ของตัวดำเนินการเคิร์ล (Curl Operation) ได้เป็นสมการสเกลาร์ 6 สมการที่สมมูลกับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (x, y, z) ได้ดังสมการข้างล่าง

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho^* H_x \right) \quad (3.2a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho^* H_y \right) \quad (3.2b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho^* H_z \right) \quad (3.2c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.2d)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.2e)$$

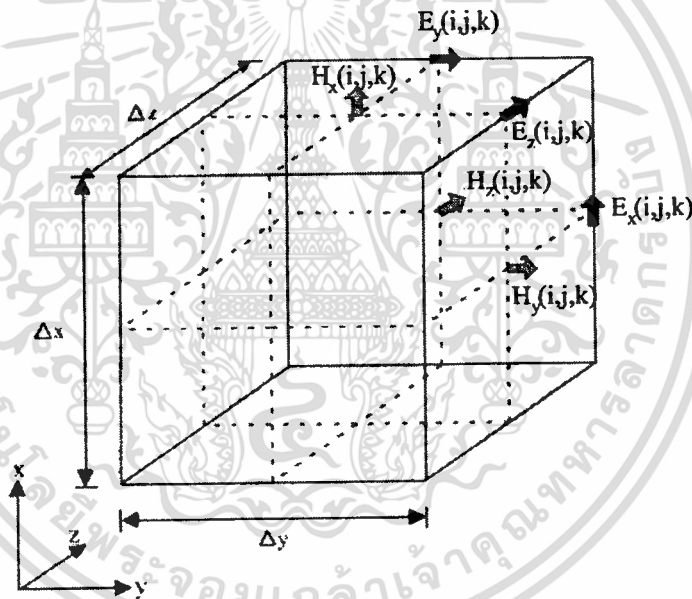
$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.2f)$$

ซึ่งสมการเหล่านี้จะเป็นพื้นฐานของแนวคิดเชิงตัวเลขของวิธี FDTD ในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าของวัตถุในสามมิติต่างๆ ไป

3.2.1 โครงสร้างของยี่อัคริเทียม

แนวคิดพื้นฐานของยี่อัคริเทียมก็คือ การนำสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดมาประยุกต์ใช้กับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นกับเวลาสำหรับ โครงสร้างของตัวกลางที่ไม่มีการสูญเสียพลังงานนั่นคือค่าของ $\rho^* = 0$ และ $\sigma = 0$

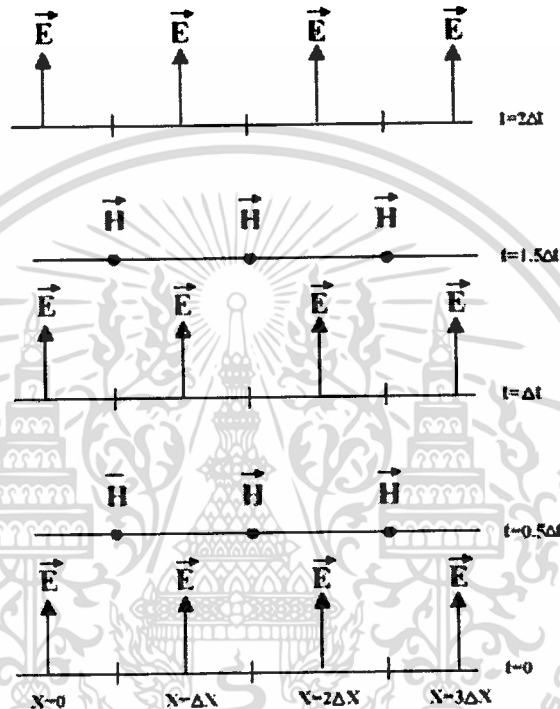
ยัลกอริทึมจะทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กพร้อมกันในโดเมนเวลาและโดเมนสเปซโดยใช้สมการเกิรล์ของแมกซ์เวลล์ แทนการแก้ปัญหาสถาณไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวด้วยสมการคลื่น การวิเคราะห์ทั้งสองสนามพร้อมกันนี้เปรียบเสมือนการแปลงสนามรวมของสมการอินทิกรัลในวิธีโมเมนต์ โดยเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้อยู่บนขอบเขตของตัวกลางนั้น ซึ่งมีข้อดีคือ การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ด้วยกันจะได้ผลลัพธ์ที่แน่นอนกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) โดยในการวิเคราะห์สามารถจำลองคุณสมบัติทางสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของวัสดุที่ใช้ได้ และสำหรับบริเวณที่สนามมีลักษณะเฉพาะหรือสามารถมีได้เพียงสนามเดียว เช่น \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบ มุม หรือรอบ ๆ แกนเส้นลวดบาง และ \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด ขอบ และเส้นลวดบางนั้น สามารถสร้างแบบจำลองขึ้นมาได้ ถ้าในบริเวณนั้นเกิดสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กขึ้น



รูปที่ 3.1 โครงสร้างส่วนประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ (Yee cell)

รูปที่ 3.1 แสดงแบบจำลองของส่วนประกอบ \vec{E} และ \vec{H} ในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ อัลกอริทึม ซึ่ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกจัดวางไว้ระหว่างกลางของกันและกันในสเปซแบบสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ \vec{E} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ \vec{H} และส่วนประกอบของ \vec{H} ใด ๆ จะถูกล้อมรอบด้วยส่วนประกอบ \vec{E} ใด ๆ เช่นเดียวกัน จึงทำให้ได้รูปแบบจำลองอย่างง่ายในโครงสร้างสเปซสามมิติที่เป็นไปตามกฎฟาราเดย์และแอมแปร์

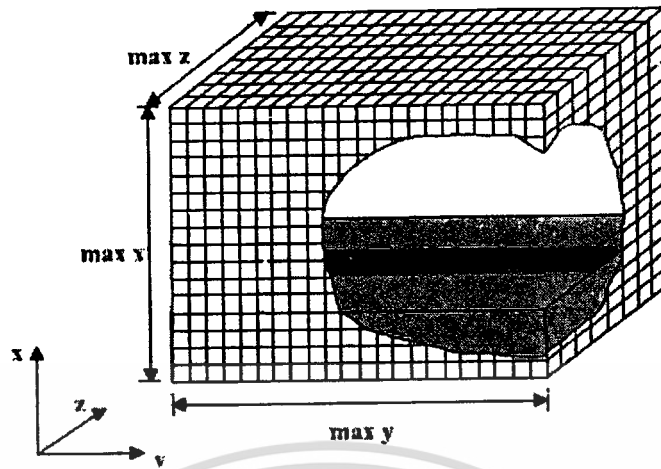
ผลลัพธ์ของสมการผลต่างสี่บ่งที่ได้อมาโดยการใช้สมการเคิร์ลนั้น จะเป็นแบบผลต่างสี่บ่งเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของ \vec{E} และ \vec{H} ในแนวสัมผัสระหว่างรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกันจะสามารถกระทำได้อย่างเหมือนจริงตามธรรมชาติโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตของสนามที่รอยต่อ ถ้ารอยต่อนั้นทับกับกริดในตำแหน่งของแกนพอดิ จะได้สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่นำไปใช้งานได้เลย โดยเพียงแต่ทำการกำหนดสภาพยอมทางสนามไฟฟ้าและสภาพขามซึมได้ทางสนามแม่เหล็กของวัสดุไว้ ณ ตำแหน่งที่สมมุติให้เป็นวัสดุนั้น ๆ



รูปที่ 3.2 แผนภูมิแสดงช่วงเวลาสำหรับการแพร่กระจายคลื่นในหนึ่งมิติของยี่อิลกอริทึม

ดังแสดงในรูปที่ 3.2 แผนภูมินี้เรียกว่า กระบวนการขึ้นเวลาแบบลิฟฟรอก (Leap-Frog) โดยจะเป็นการคำนวณสลับกันระหว่าง \vec{E} และ \vec{H} กับช่วงห่างของเวลาของยี่อิลกอริทึมโดยหลักการจะทำการคำนวณ \vec{E} ทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซแบบสามมิติแล้วเก็บค่าทั้งหมดไว้ในหน่วยความจำ ในช่วงเวลาต่อมา \vec{H} ก็ถูกคำนวณทุกตำแหน่งในแบบจำลองสเปซ และเก็บไว้ในหน่วยความจำ โดยการคำนวณนั้นจะเอาข้อมูลของ \vec{E} ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำในช่วงเวลาที่แล้วมาใช้ในการคำนวณ และในช่วงเวลาต่อมา \vec{E} ก็จะคำนวณมาจาก \vec{H} คำนวณมาจากรั้งที่ผ่านมาเหมือนกัน ซึ่งในการคำนวณนี้จะกระทำวนรอบไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดเอาไว้ กระบวนการทำขึ้นเวลาแบบลิฟฟรอกนี้เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกซ์ผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างสามมิติสำหรับกริดเซลล์ของ FDTD (FDTD grid)

ในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์โดยใช้วิธี FDTD อย่างแรกที่จะต้องคำนึงก็คือหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งอยู่ในโดเมนสเปซ และอีกอันหนึ่งก็คือการคิดคำนวณในเชิงเวลา ดังนั้นในการกำหนดสัญลักษณ์ของอีล็กอริทึมนั้นจะกำหนดเป็นฟังก์ชันของโดเมนสเปซและ โดเมนเวลาในระบบพิกัดสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$F^n(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (3.3)$$

โดยที่ Δx Δy Δz คือ ขนาดของช่วงความยาวในหนึ่งหน่วยเซลล์ และ Δt คือ ขนาดของช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นในโดเมนเวลา โดยที่จะมีค่า i j และ k เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกตำแหน่งในพิกัดมุมฉากในโดเมนสเปซ และ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่จะบอกช่วงเวลาในโดเมนเวลา

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นลักษณะโครงสร้างสามมิติที่แสดงถึง โครงสร้างทั้งหมดที่นำมาใช้ในการจำลองเหตุการณ์ในการคำนวณของ FDTD ซึ่งจะเป็นการนำหนึ่งหน่วยเซลล์มาต่อกันจนถึงขอบเขตที่ต้องการที่ใช้ในการจำลอง โดยโครงสร้างแบบนี้จะเรียกว่า กริดเซลล์ของ FDTD และจากกริดเซลล์ของ FDTD จะเห็นได้ว่าขอบเขตสูงสุดนั้นจะประกอบไปด้วย $\max x$ $\max y$ $\max z$

ยี่ได้นำเสนอการใช้รูปแบบของสมการผลต่างสี่เบื้องแบบตรงกลาง (Central Difference Scheme) โดยใช้กับฟังก์ชัน F ทั้งในโดเมนสเปซของระบบพิกัดฉาก และในโดเมนเวลา คือ

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} \quad (3.4a)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial y} = \frac{F^n(i, j+1/2, k) - F^n(i, j-1/2, k)}{\Delta y} \quad (3.4b)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial z} = \frac{F^n(i, j, k+1/2) - F^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \quad (3.4c)$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} \quad (3.4d)$$

ในการปรับปรุงสมการ (3.2a)-(3.2f) โดยใช้วิธีอัลกอริทึมจะสามารถปรับปรุงสมการสนามแม่เหล็กไฟฟ้า 6 สมการ ดังนี้

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)}{\Delta z} \right] \quad (3.5a)$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.5b)$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{1 - \rho^* \Delta t / 2\mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{\Delta t / \mu}{1 + \rho^* \Delta t / 2\mu} \left[\frac{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)}{\Delta x} - \frac{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.5c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_x^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \left[\frac{H_z^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right] \quad (3.5d)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_y^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \left[\frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{H_z^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} \right] \quad (3.5e)$$

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \frac{1 - \sigma \Delta t / 2\varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} E_z^n(i, j, k) + \frac{\Delta t / \varepsilon}{1 + \sigma \Delta t / 2\varepsilon} \left[\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta x} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (3.5f)$$

โดยจะมีค่าของ

$$H_x^n(i, j, k) = \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k) + H_x^{n-1/2}(i, j, k)}{2} \quad (3.6)$$

3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สิ่งสำคัญในการคำนวณเชิงตัวเลขของวิธี FDTD คือ เงื่อนไขเสถียรเชิงตัวเลข ซึ่งในการกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมในการคำนวณจะเป็นสิ่งที่สำคัญอย่างยิ่ง ได้แก่ การกำหนดขนาดของช่วงเวลา Δt ขนาดของช่วงระยะทางคือ Δx Δy Δz และจำนวนช่วงระยะทางที่สามารถครอบคลุมพื้นที่ของอุปกรณ์ได้ทั้งหมด และจำนวนช่วงเวลาที่ยาวพอเพียงให้คลื่นสามารถเดินทางผ่านเส้นทางที่ต้องการ ได้จนเสร็จสิ้น อย่างไรก็ตามวิธีที่ที่มีความสำคัญก็คือ ขนาดของช่วงระยะทางซึ่งควรจะมีขนาดต่ำกว่าหนึ่งในสิบถึงหนึ่งในยี่สิบของความยาวคลื่นที่ใช้งาน และตัวแปรที่สำคัญที่สุดที่ส่งผลกระทบต่อการคำนวณมากอีกตัวหนึ่งก็คือขนาดของช่วงเวลา เนื่องจากการกำหนด

ช่วงเวลาที่ไมเหมาะสมหรือมากเกินไปจะทำให้การคำนวณขนาดเสถียรภาพไม่สามารถหาคำตอบได้ กล่าวคือการคำนวณจะเกิดการลู่ออกทุกครั้งที่ทำซ้ำในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งอาจจะแก้ปัญหาได้โดยการกำหนดค่าช่วงเวลาไว้ต่ำ แต่อย่างไรก็ดีการใช้ช่วงเวลาที่ต่ำมาก ๆ จะทำให้ต้องใช้จำนวนช่วงเวลาที่มากจนเกินความจำเป็น ทำให้การคำนวณเกิดความล่าช้า ดังนั้นจึงต้องมีข้อกำหนดในการเลือกค่าช่วงเวลาที่เหมาะสม โดยข้อกำหนดเงื่อนไขของเสถียรภาพทางเวลาไว้ดังนี้

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}} \quad (3.7)$$

โดยที่ v_{\max} คือ ความเร็วในการแพร่กระจายคลื่นในขอบเขตสเปซ โดยสามารถใช้ค่าเหมือนกับความเร็วแสงได้คือ $c = 2.996925 \times 10^8$ m/s

3.4 องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนผิวตัวนำชนิดต่าง ๆ

3.4.1 ตัวนำไฟฟ้าสมบูรณ์ (Perfect Electric Conductor : PEC)

บนผิวตัวนำแบบ PEC นี้ องค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัสและองค์ประกอบสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อพิจารณาการวางองค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าดังรูปที่ 3.1 และให้ผิวตัวนำที่อยู่ ณ ตำแหน่งบนสุดของโครงสร้างของฮีเซลต์ (i, j, k) มีลักษณะเป็นแบบ PEC จะได้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแสดงดังสมการที่ 3.8

$$\begin{aligned} E_y(i, j, k-1) = E_y(i, j, k) = E_z(i, j-1, k) = \\ E_z(i, j, k) = H_x(i, j, k) = 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

ซึ่งเป็นการพิจารณา ณ ช่วงเวลาใด ๆ ระหว่างการจำลองแบบโครงสร้าง เนื่องจาก $H_x(i, j, k)$ ถูกรวบรวมได้จากสนามไฟฟ้าสัมผัสที่อยู่รอบ ๆ ดังนั้นโดยทั่วไปจึงกำหนดเพียงแต่องค์ประกอบสนามไฟฟ้าจากสมการ 3.8 ให้เท่ากับศูนย์ และในทำนองเดียวกันหากต้องการกำหนดให้ฮีเซลต์ ณ ตำแหน่ง (i, j, k) ใด ๆ มีสภาพเป็น PEC ก็สามารทำได้โดยการกำหนดให้องค์ประกอบสนามไฟฟ้าทั้ง 12 ตัว และองค์ประกอบสนามแม่เหล็ก 8 ตัวมีค่าเท่ากับศูนย์ตลอดช่วงเวลาที่ทำการจำลองแบบโครงสร้าง

3.4.2 ตัวนำแม่เหล็กสมบูรณ์ (Perfect Magnetic Conductor : PMC)

ในการพิจารณาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่อยู่บนตัวนำแบบ PMC นี้ เราจะกำหนดให้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กสัมผัสและองค์ประกอบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับศูนย์ ณ ตำแหน่งใด ๆ

ของคิวตัวนำ จากรูปที่ 3.1 เราจะพิจารณาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบน PMC ได้โดยใช้การตัดขวาง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางยี่เซลล์ ซึ่งจะได้องค์ประกอบสนามแม่เหล็กแสดงดังสมการ 3.9

$$H_y(i, j-1, k) = H_y(i, j, k) = H_z(i, j, k-1) = H_z(i, j, k) = 0 \quad (3.9)$$

ซึ่งเป็นการพิจารณา ณ ช่วงเวลาใด ๆ และจากการพิจารณาการตัดขวาง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางของยี่เซลล์นี้เอง จะได้ว่าองค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าบนคิวตัวนำแบบ PMC สามารถคำนวณได้ในโครงสร้างที่มีระนาบสมมาตรกัน ดังนั้นในการจำลองแบบโครงสร้างด้วยวิธี FDTD จะใช้พื้นที่ในการแก้ปัญหาเพียงครึ่งเดียว

3.4.3 การต่อร่วมระหว่างไดอิเล็กตริกต่างชนิด

การแก้ปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD จะทำโดยแบ่งปัญหาออกเป็นพื้นที่ (grid cell) ดังนั้นในการพิจารณาปัญหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดจากการต่อร่วมระหว่างสารไดอิเล็กตริกต่างชนิดกันจึงสามารถทำได้ ณ บริเวณคิวของยี่เซลล์ โดยในที่นี้จะขอยกตัวอย่างการต่อร่วมของสารไดอิเล็กตริกต่างชนิดที่มีการต่อร่วมตามแนวแกน X ซึ่งเมื่อพิจารณาที่คิวบนสุดของของยี่เซลล์ ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งมีเฉพาะองค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัสและองค์ประกอบสนามแม่เหล็ก และให้สภาพยอมทางไฟฟ้าของสาร ไดอิเล็กตริกทั้งสองคือ ϵ_1 และ ϵ_2 ตามลำดับ จะได้องค์ประกอบสนามไฟฟ้าสัมผัส E_y และ E_z ที่มีการพิจารณาค่าเฉลี่ยของสภาพยอมทางไฟฟ้าของสาร ไดอิเล็กตริกทั้งสองร่วมด้วย นั่นคือจะได้ E_y และ E_z ณ บริเวณต่อร่วมดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \cdot \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \quad (3.10)$$

$$\frac{\epsilon_1 + \epsilon_2}{2} \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \quad (3.11)$$

หรือกล่าวได้ว่าตามบริเวณที่มีการต่อร่วมของวัสดุทั้งสองด้านจะไม่มีสนามแม่เหล็กสัมผัส นั่นคือ $\mu_1 = \mu_2 = \mu_0$

3.5 การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดัน

การเลือกแหล่งกำเนิดแรงดันที่เหมาะสมเป็นปัจจัยสำคัญประการหนึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างแบบ FDTD ในระยะแรกได้มีการใช้แหล่งกำเนิดแรงดันแบบ สภาวะเริ่มต้นของคลื่นระนาบ ซึ่งเหมาะสำหรับการแก้ปัญหาในโครงสร้างที่มีมิติเดียว แต่สำหรับการจำลองโครงสร้างแบบ FDTD ที่มีการแก้ปัญหาคณิตศาสตร์ในโครงข่ายด้วยโครงสร้างสามมิตินั้น จะใช้การกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันที่เป็นพัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse) หรือพัลส์แบบเกาส์มอดูเลต (Modulated Gaussian Pulse) เนื่องจากหารูปคลื่นและฟูรีเยร์สเปกตรัมได้ง่ายกว่า ซึ่งการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันของพัลส์แบบเกาส์แสดงได้ดังสมการ

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \quad (3.12)$$

$g(t)$ คือ พัลส์แบบเกาส์ (Gaussian Pulse)

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

$$g(t) = e^{-\frac{(t-t_0)^2}{T}} \sin 2\pi f_0(t-t_0) \quad (3.13)$$

เมื่อ f_0 คือความถี่ที่เข้ามามอดูเลต

ดังนั้นจากสมการของการกระตุ้นแหล่งกำเนิดแรงดันทั้งสองสมการจากที่กล่าวมาสามารถที่จะนำไปแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูรีเยร์ (Fourier Transform) ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณของแหล่งกำเนิดแรงดันที่อยู่ใน โดเมนของเวลาให้อยู่ในโดเมนความถี่ ทำให้ได้รูปแบบของสมการที่คล้ายกันคือ

$$G(f) \propto e^{-(\pi T f)^2} \quad (3.14)$$

3.6 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธี FDTD นั้นมักจะให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิด ซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดในทิศทางใด ๆ ดังนั้นในการจำลองโครงสร้างกริดเซลล์ของ FDTD ที่ใช้ขอบเขตเปิด (Open-Boundary) จึงเกิดปัญหาในการวิเคราะห์ก็คือ ปัญหาของขอบเขตในการแพร่กระจายคลื่นที่มีลักษณะการแพร่กระจายเสมือนลู่เข้าสู่ระยะอนันต์ ซึ่งในความเป็นจริงแล้วคงไม่มีคอมพิวเตอร์ที่สามารถเก็บข้อมูลได้โดยไม่จำกัด เพื่อเป็นการแก้ปัญหาดังกล่าวนี้จึงได้มีการกำหนดเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary

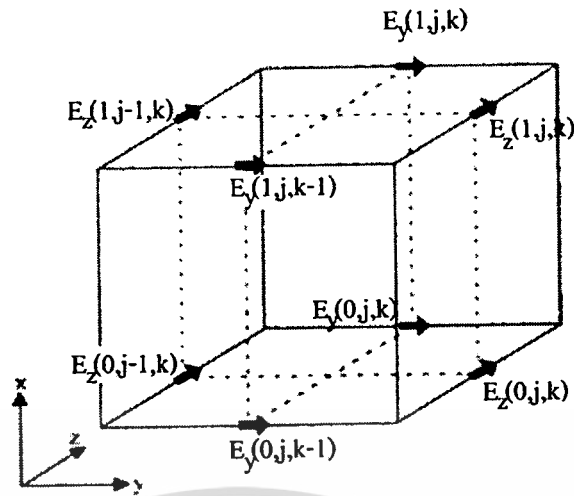
Condition : ABC) ขึ้น โดยเป็นการจำกัดโดเมนการคำนวณสนามไว้ที่ขนาดใดขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่พอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ และเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะกำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ทำให้เปรียบเสมือนว่าในขณะที่ทำการคำนวณ โดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะได้นำมาวิเคราะห์และพัฒนาเพื่อช่วยลดขนาดของกริดเซลล์ให้มีขนาดลดลง สิ่งสำคัญที่สุดในการวิเคราะห์การกระทำในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น ก็คือประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงในการคำนวณ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนได้มีการพัฒนาต่อเนื่องมาในช่วงสามสิบกว่าปีที่ผ่านมา หลักในการวิเคราะห์ขอบเขตการดูดกลืนในระบบสามมิตินั้นสามารถที่จะแบ่งได้ 2 กลุ่มหลัก ๆ คือ กลุ่มแรกจะมีการใช้คุณสมบัติของคลื่นเดินทางเดียว (One-Way Wave Characteristics) โดยจะใช้แฟลคเตอร์เชิงอนุพันธ์ของสมการคลื่นในการคำนวณ การคิดคำนวณแบบนี้จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์ (Mur's ABC) ซึ่งเงื่อนไขชนิดนี้จะได้นำมาวิเคราะห์ในวิทยานิพนธ์นี้ด้วย และในกลุ่มที่สองจะใช้หลักการพื้นฐานของการให้วัสดุดูดกลืน (Absorbing Materials) โดยเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่นิยมใช้สำหรับการวิเคราะห์แบบนี้ก็คือ เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer ABC : PML) [5] ในการวิเคราะห์เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่ดีนั้นจะมีหลักที่สำคัญ ๆ ก็คือ

1. จะต้องมีความเที่ยงตรงอย่างมากในการแก้ปัญหาในทางวิศวกรรม
2. สามารถที่จะวิเคราะห์คุณสมบัติของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแต่ละโครงสร้างในโครงสร้างต่าง ๆ ไม่ว่าจะป็นโครงสร้างทั่วไป หรือ โครงสร้างที่ซับซ้อนได้
3. ควรจะมีความเสถียรเชิงตัวเลขในการใช้งาน

จากหลักการสามข้อที่กล่าวมานั้น จะเห็นได้ว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์เป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์กริดเซลล์ของ FDTD ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยที่เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบเมอร์จะมีลักษณะของสมการอยู่สองแบบ คือ แบบอันดับหนึ่ง (Mur's first order) และ แบบอันดับสอง (Mur's second order) ซึ่งทั้งสองแบบนี้จะได้สมการพื้นฐานมาจากสมการคลื่นทางเดียว (One Way Wave Equation) ซึ่งแบบนี้กลุ่มนักวิจัยกลุ่มแรกที่คิดคือ Engquist and Majda เงื่อนไขขอบเขตของสมการคลื่นแสดงดังสมการที่ 3.11

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - v^{-2} \frac{\partial^2}{\partial t^2}\right) E_i = 0 \quad (3.15)$$

เมื่อ $i = x, y$ หรือ z และ v คือ ความเร็วเฟส



รูปที่ 3.4 สนามไฟฟ้าที่ผิวในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่ง $(1, j, k)$

ในระนาบของคลื่นที่แพร่กระจายจากพื้นที่ $x > 0$ มาถึงขอบเขตที่ $x = 0$ จะเห็นได้ว่าไม่มีคลื่นสะท้อนจากขอบเขตการดูดกลืนเลย ดังนั้นจะได้สมการคลื่นเป็น

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) (1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.16)$$

เมื่อ $i = y$ หรือ z และ $s_x^2 + s_y^2 + s_z^2 = v^{-2}$ อย่างไรก็ตามจะต้องหาค่าที่แน่นอนของ $(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2}$ ในสมการ (3.12) ซึ่งสามารถหาได้โดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series Expansions) ดังนั้นเมอร์จึงได้เสนอสมการของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรก จะได้สมการเป็น

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 + O((vs_y)^2 + (vs_z)^2) \quad (3.17)$$

ซึ่งสมการที่ (3.13) จะได้การดูดกลืนของคลื่นใกล้เคียงกับคลื่นที่ส่งมา (Incident Waves) และเมอร์จึงได้นำเสนอสมการสำหรับอันดับที่สองดังสมการ

$$(1 - (vs_y)^2 - (vs_z)^2)^{1/2} = 1 - \frac{1}{2}((vs_y)^2 + (vs_z)^2) + O(((vs_y)^2 + (vs_z)^2)^2) \quad (3.18)$$

ดังนั้นจึงทำให้คลื่นมาตกกระทบระนาบ $x = 0$ จะได้สมการคลื่นทางเดียวสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกดังสมการ

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial}{\partial t}\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.19)$$

และอันดับสองดังสมการ

$$\left(\frac{1}{v} \frac{\partial^2}{\partial x \partial t} - \left(\frac{1}{v}\right)^2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right)\right) E_i|_{x=0} = 0 \quad (3.20)$$

จากรูปที่ 3.4 แสดงตำแหน่งในหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ซึ่งเป็นกริดต่ำสุดของ FDTD ตำแหน่งที่กริด ($i = 1$) ทำให้มีสนามไฟฟ้าที่ผิวบนระนาบกริด $x = 0$ คือ $E_y(0, j, k-1)$, $E_y(0, j, k)$, $E_z(0, j-1, k)$ และ $E_z(0, j, k)$ ดังนั้นจึงได้สมการของยี่อัลกอริทึมสำหรับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนของเมอร์อันดับแรกดังสมการ

$$E_y^{n+1}(0, j, k) = E_y^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[E_y^{n+1}(1, j, k) - E_y^n(0, j, k) \right] \quad (3.21)$$

$$E_z^{n+1}(0, j, k) = E_z^n(1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[E_z^{n+1}(1, j, k) - E_z^n(0, j, k) \right] \quad (3.22)$$

สมการที่แสดงในสมการข้างบนนั้นจะบ่งบอกถึงการกระทำของสนามไฟฟ้าที่ผิวของหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ ($E_y(0, j, k)$) บนขอบเขตนอกสุดของกริดเซลล์ของ FDTD โดยสมการที่ได้มานั้นจะใช้ข้อมูลของการกระทำสนามไฟฟ้าบนกริดเซลล์ของ FDTD ($E_y(1, j, k)$) โดยหนึ่งหน่วยเซลล์ของยี่ที่ตำแหน่งขอบเขตบนสุดของกริดนั้น ($i = \max x$) จะมีสมการคือ

$$E_i^{n+1}(\max x, j, k) = E_i^n(\max x - 1, j, k) + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[E_i^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_i^n(\max x, j, k) \right] \quad (3.23)$$

เมื่อ $t = y$ หรือ z

ในเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนอันดับแรกของเมอร์จะได้สมการในขอบเขตต่าง ๆ คือ $y = 0$, $y = \max y$, $z = 0$ และ $z = \max z$ ดังนี้

1. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$E_i^{n+1}(i, 0, k) = E_i^n(i, 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \left[E_i^{n+1}(i, 1, k) - E_i^n(i, 0, k) \right] \quad (3.24 a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$E_t^{n+1}(i, \max y, k) = E_t^n(i, \max y - 1, k) + \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) - E_t^n(i, \max y, k) \right] \quad (3.24b)$$

3. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$E_t^{n+1}(i, j, 0) = E_t^n(i, j, 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, j, 1) - E_t^n(i, j, 0) \right] \quad (3.24c)$$

4. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$E_t^{n+1}(i, j, \max z) = E_t^n(i, j, \max z - 1) + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot \left[E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) - E_t^n(i, j, \max z) \right] \quad (3.24d)$$

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

1. ขอบเขตที่ $x = 0$

$$\begin{aligned} E_t^{n+1}(0, j, k) &= -E_t^{n-1}(1, j, k) \\ &+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot \left[E_t^{n+1}(1, j, k) + E_t^n(0, j, k) \right] \\ &+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot \left[E_t^{n+1}(0, j, k) + E_t^n(1, j, k) \right] \\ &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \left[\begin{aligned} &E_t^n(0, j+1, k) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j-1, k) + \\ &E_t^n(1, j+1, k) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j-1, k) \end{aligned} \right] \\ &+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \left[\begin{aligned} &E_t^n(0, j, k+1) - 2E_t^n(0, j, k) + E_t^n(0, j, k-1) + \\ &E_t^n(1, j, k+1) - 2E_t^n(1, j, k) + E_t^n(1, j, k-1) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (3.25a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ขอบเขตที่ $x = \max x$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(\max x, j, k) &= -E_t^{n-1}(\max x - 1, j, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^{n+1}(\max x - 1, j, k) - E_t^{n-1}(\max x, j, k)] \\
&+ \frac{2\Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \cdot [E_t^n(\max x, j, k) - E_t^n(\max x, j, k)] \\
&+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(\max x, j+1, k) + E_t^n(\max x, j-1, k) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(\max x, j, k) + E_t^n(\max x - 1, j+1, k) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(\max x - 1, j-1, k) - 2E_t^n(\max x - 1, j, k) \right] \\
&+ \frac{\Delta x(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta x)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(\max x, j, k+1) + E_t^n(\max x, j, k-1) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(\max x, j, k) + E_t^n(\max x - 1, j, k+1) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(\max x - 1, j, k-1) - 2E_t^n(\max x - 1, j, k) \right]
\end{aligned} \tag{3.25b}$$

3. ขอบเขตที่ $y = 0$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, 0, k) &= -E_t^{n-1}(i, 1, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, 1, k) + E_t^{n-1}(i, 0, k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i, 0, k) + E_t^n(i, 1, k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i+1, 0, k) - 2E_t^n(i, 0, k) + E_t^n(i-1, 0, k) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i+1, 1, k) - 2E_t^n(i, 1, k) + E_t^n(i-1, 1, k) \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i, 0, k+1) - 2E_t^n(i, 0, k) + E_t^n(i, 0, k-1) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i, 1, k+1) - 2E_t^n(i, 1, k) + E_t^n(i, 1, k-1) \right]
\end{aligned} \tag{3.25c}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ขอบเขตที่ $y = \max y$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, \max y, k) &= -E_t^{n-1}(i, \max y - 1, k) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^{n+1}(i, \max y - 1, k) + E_t^{n-1}(i, \max y, k)] \\
&+ \frac{2\Delta y}{v\Delta t + \Delta y} \cdot [E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k)] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i + 1, \max y, k) + E_t^n(i - 1, \max y, k) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i + 1, \max y - 1, k) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i - 1, \max y - 1, k) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \right] \\
&+ \frac{\Delta y(v\Delta t)^2}{2(\Delta z)^2(v\Delta t + \Delta y)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i, \max y, k + 1) + E_t^n(i, \max y, k - 1) - \right. \\
&\quad \left. 2E_t^n(i, \max y, k) + E_t^n(i, \max y - 1, k + 1) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i, \max y - 1, k - 1) - 2E_t^n(i, \max y - 1, k) \right]
\end{aligned} \tag{3.25d}$$

5. ขอบเขตที่ $z = 0$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, j, 0) &= -E_t^{n-1}(i, j, 1) \\
&+ \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, 1) + E_t^{n-1}(i, j, 0)] \\
&+ \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j, 1)] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i + 1, j, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i - 1, j, 0) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i + 1, j, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i - 1, j, 1) \right] \\
&+ \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
&\quad \left[E_t^n(i, j + 1, 0) - 2E_t^n(i, j, 0) + E_t^n(i, j - 1, 0) + \right. \\
&\quad \left. E_t^n(i, j + 1, 1) - 2E_t^n(i, j, 1) + E_t^n(i, j - 1, 1) \right]
\end{aligned} \tag{3.25e}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ขอบเขตที่ $z = \max z$

$$\begin{aligned}
E_t^{n+1}(i, j, \max z) = & -E_t^{n-1}(i, j, \max z - 1) \\
& + \frac{v\Delta t - \Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^{n+1}(i, j, \max z - 1) + E_t^{n-1}(i, j, \max z)] \\
& + \frac{2\Delta z}{v\Delta t + \Delta z} \cdot [E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j, \max z - 1)] \\
& + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta x)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \\
& \left[E_t^n(i+1, j, \max z) + E_t^n(i-1, j, \max z) - \right. \\
& \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i+1, j, \max z - 1) + \right. \\
& \left. E_t^n(i-1, j, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right] \\
& + \frac{\Delta z(v\Delta t)^2}{2(\Delta y)^2(v\Delta t + \Delta z)} \cdot \quad (3.25f) \\
& \left[E_t^n(i, j+1, \max z) + E_t^n(i, j-1, \max z) - \right. \\
& \left. 2E_t^n(i, j, \max z) + E_t^n(i, j+1, \max z - 1) + \right. \\
& \left. E_t^n(i, j-1, \max z - 1) - 2E_t^n(i, j, \max z - 1) \right]
\end{aligned}$$

3.7 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD สำหรับสายอากาศ

3.7.1 พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (S Parameters) จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง โดยการวิเคราะห์ครั้งแรกจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่ทำการวิเคราะห์แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้มาในครั้งนี้จะป้อนสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง จากนั้นก็นำสนามในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงโดยใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านั้นมาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายต่อไป โดยสมการของพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจะเป็นไปตามสมการ

$$S_{mn} = \frac{F[V_m(t)]}{F[V_n(t)]} \sqrt{\frac{Z_{0n}}{Z_{0m}}} \quad (3.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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} เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งซึ่งต่ออยู่ที่พอร์ต m และ n ตามลำดับ โดยคุณลักษณะของสายส่งจะมีค่า 50 โอห์ม และพารามิเตอร์การกระจายจะแสดงดังสมการ

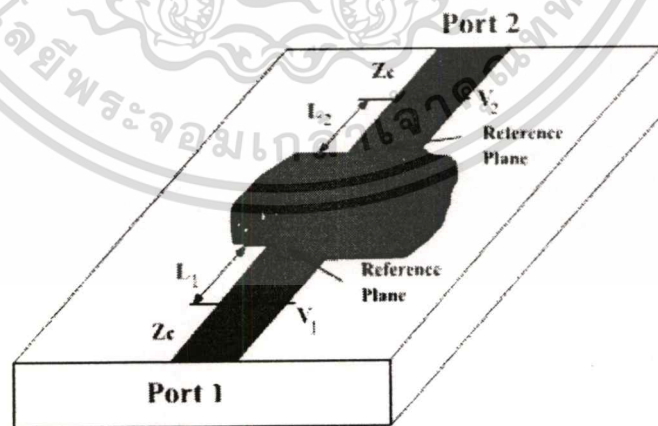
$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \quad (3.27a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \quad (3.27b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \quad (3.27c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \quad (3.27d)$$

เมื่อ $V_{i inc}(t)$ และ $V_{i ref}(t)$ ($i = 1, 2$) เป็นแรงดันในส่วนที่ส่งเข้าไปในโครงสร้างและแรงดันที่สะท้อนกลับตามลำดับของแต่ละพอร์ต และ $V_{i trans}(t)$ คือแรงดันที่ส่งมาที่พอร์ต i ซึ่งเป็นผลตอบสนองของสัญญาณมาจากพอร์ตอื่น



รูปที่ 3.5 วงจรความถี่สูงทั่วไปที่มีลักษณะการต่อแบบ 2 พอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปทั่วไปของพารามิเตอร์การกระจายจะอยู่ในรูปของคอมเพล็กซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วยค่าของขนาดกับเฟส ดังนั้นพารามิเตอร์การกระจายจะได้มาซึ่งสมการที่มีทั้งขนาดและเฟส

$$S_{11} = \frac{F[V_{1ref}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_1 L_1} \quad (3.28a)$$

$$S_{12} = \frac{F[V_{1trans}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{02}}{Z_{01}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.28b)$$

$$S_{21} = \frac{F[V_{2trans}(t)]}{F[V_{1inc}(t)]} \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \cdot e^{\gamma_1 L_1 + \gamma_2 L_2} \quad (3.28c)$$

$$S_{22} = \frac{F[V_{2ref}(t)]}{F[V_{2inc}(t)]} \cdot e^{2\gamma_2 L_2} \quad (3.28d)$$

โดยที่ 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 พารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศนั้นก็คือ S_{11} พารามิเตอร์ ซึ่งเป็นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดันของสายอากาศ

3.7.2 อินพุตอิมพีแดนซ์และอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศนั้น อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input Impedance) และ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) จัดเป็นสองพารามิเตอร์ที่มีความสำคัญ ซึ่งจะเห็นได้ว่า FDTD เป็นวิธีการหนึ่งที่มี ประสิทธิภาพในการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ และในการคำนวณอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะใช้สมการคือ

$$Z_{in} = Z_c \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (3.29)$$

Z_c เป็นอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งสัญญาณโดยทั่วไป และค่าอินพุตอิมพีแดนซ์จะเป็นค่าแบบคอมเพล็กซ์ ที่ซึ่งจะมีทั้งค่าจริงและค่าจินตภาพ ในสมการหาอัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่งนั้น สามารถหาได้ดังสมการ

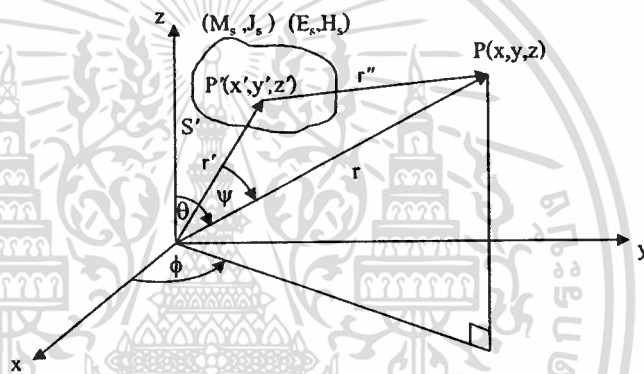
$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

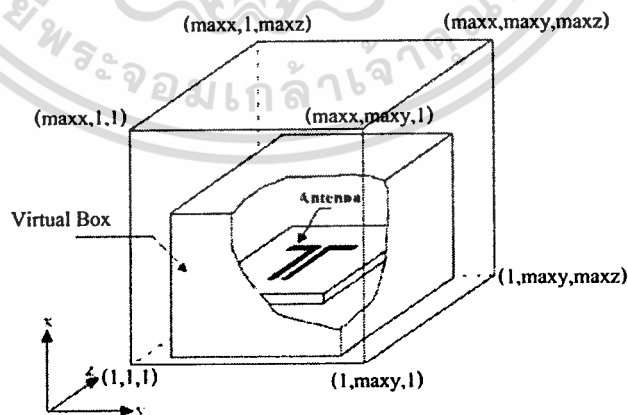
3.7.3 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลของสายอากาศ

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

เงื่อนไขการแผ่พลังงานของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากพื้นที่ผิวปิด S' ของแหล่งกำเนิด แสดงดังรูปที่ 3.6 โดยการอ้างอิงหลักการของทฤษฎีสถิตสมมูลย์ทางผิวเพื่อหาค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า \vec{J}_s และความหนาแน่นของกระแสแม่เหล็ก \vec{M}_s บนพื้นที่ S' เพื่อที่จะหาผลลัพธ์ของสนามระยะไกล



รูปที่ 3.6 ระบบพิกัดสามมิติสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล



รูปที่ 3.7 กล่องเสมือนสำหรับการแปลงสนามระยะใกล้เป็นสนามระยะไกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H} \quad (3.31a)$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \vec{E} \quad (3.31b)$$

ซึ่งความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กดังสมการที่ (3.2a) และ (3.2b) จะได้จากสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าที่ผิวของกล่องเสมือนทุกด้าน โดยในระบบพิกัดมุมจากนั้นจะได้สมการของความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในแกน x y และ z ตามสมการ

$$\vec{J}_s = J_x \hat{x} + J_y \hat{y} + J_z \hat{z} \quad (3.32a)$$

$$\vec{M}_s = M_x \hat{x} + M_y \hat{y} + M_z \hat{z} \quad (3.32b)$$

ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในสนามระยะไกลที่จุด P ดังรูปที่ 3.6 นั้นจะใช้ศักดาเวกเตอร์มาช่วยในการหา ซึ่งศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าจะได้ดังสมการ

$$\vec{A} = \mu \iint_{S'} \frac{\vec{J}_s e^{-jkr'}}{4\pi r'} dS' \quad (3.33a)$$

$$\vec{F} = \varepsilon \iint_{S'} \frac{\vec{M}_s e^{-jkr'}}{4\pi r'} dS' \quad (3.33b)$$

ดังนั้นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่สนามระยะไกลจะได้สมการเป็น

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{F} \quad (3.34a)$$

$$\vec{H} = -j\omega \vec{F} - \frac{j\omega}{k^2} \nabla(\nabla \cdot \vec{F}) + \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3.34b)$$

เมื่อค่า $r' \ll r$ ที่จุด P ของสนามระยะไกล

$$\begin{aligned}
 r'' &= \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2} \\
 &\cong r \left(1 + \left(\frac{r'}{r} \right)^2 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\
 &\cong r \left(1 - 2 \frac{r'}{r} \cos \psi \right)^{\frac{1}{2}} \\
 &\cong r - r' \cos \psi
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

และจากสมการที่ (3.29a) และ (3.29b) สามารถเขียนศักดาเวกเตอร์แม่เหล็กไฟฟ้าใหม่ได้เป็น

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{J}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.36a}$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iint_{S'} \vec{M}_s e^{-jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.36b}$$

เมื่อ

$$r' \cos \psi = r' \cdot \hat{r} = x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi + z' \cos \theta \tag{3.37}$$

จากสมการ (3.32a) และ (3.32b) ที่อยู่ในเทอมของอินทิกรัลนั้นจะให้นิยามใหม่เป็นค่าของ \vec{N} และ \vec{L} ดังสมการ

$$\vec{N} = \iint_{S'} \vec{J}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.38a}$$

$$\vec{L} = \iint_{S'} \vec{M}_s e^{jkr' \cos \psi} dS' \tag{3.38b}$$

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

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{N} \tag{3.39a}$$

$$\vec{F} = \varepsilon \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{L} \tag{3.39b}$$

นำสมการที่ (3.35) ไปใส่ไว้ในสมการ (3.30) จะได้ซึ่งสมการในการแผ่พลังงานสนามระยะไกล ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_\theta = \eta H_\phi = -j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (\eta N_\theta + L_\phi) \quad (3.40a)$$

$$E_\phi = \eta H_\theta = j \frac{e^{-jkr}}{2\lambda r} (-\eta N_\theta + L_\theta) \quad (3.40b)$$

โดยจะมีค่าของ

$$N_\theta = \iint_{S'} (J_x \cos\theta \cos\phi + J_y \cos\theta \sin\phi - J_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.41a)$$

$$N_\phi = \iint_{S'} (-J_x \sin\phi + J_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.41b)$$

$$L_\theta = \iint_{S'} (M_x \cos\theta \cos\phi + M_y \cos\theta \sin\phi - M_z \sin\theta) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.41c)$$

$$L_\phi = \iint_{S'} (-M_x \sin\phi + M_y \cos\phi) e^{jkr' \cos\phi} dS' \quad (3.41d)$$

ในการวิเคราะห์สนามระยะไกลในกล่องเสมือน ดังสมการที่ได้กล่าวมานั้นจะวิเคราะห์ห้อยู่ในโดเมนเวลา ดังนั้นจึงสามารถใช้ผลการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) ซึ่งมีสมการทั่วไปเป็น

$$E(\omega) = \int_0^{+\infty} E(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.42a)$$

$$H(\omega) = \int_0^{+\infty} H(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.42b)$$

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

$$E(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} E(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \quad (3.43a)$$

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{NSTEP} H(n\Delta t) \cdot e^{-j\omega n\Delta t} \quad (3.43b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีวิเคราะห์สนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลา และโดเมนสเปซ โดยประยุกต์ใช้สมการเชิงอนุพันธ์ของแมกซ์เวลล์ และโครงสร้างของซีอัลกอริทึม การพิจารณาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเพื่อเลือกค่าช่วงพื้นที่และเวลาที่เหมาะสมกับการคำนวณ ประเภทของแหล่งกำเนิดแรงดัน เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน และการนำวิธี FDTD มาประยุกต์ใช้วิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล ซึ่งได้แก่ ทฤษฎีพารามิเตอร์การกระจาย อินพุตอิมพีแดนซ์ อัตราส่วนแรงดันคลื่นนิ่ง และแบบรูปการแผ่พลังงานระยะไกล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

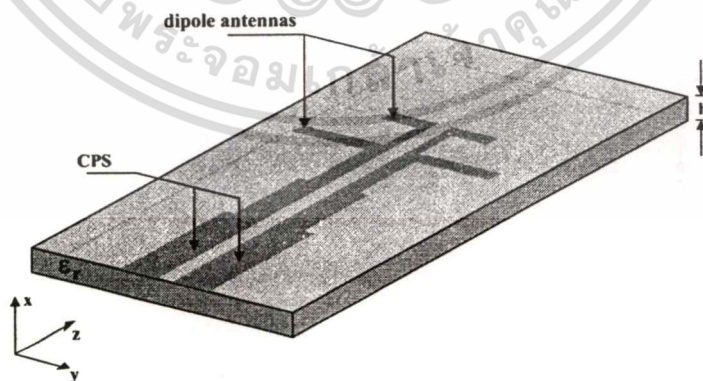
การออกแบบและวิเคราะห์

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่ทำงานได้สองความถี่ โดยนำเอาทฤษฎีพื้นฐานที่ได้กล่าวถึงในบทที่ 2 มาช่วยในการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศ โดยในการวิเคราะห์นั้นจะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศด้วยโปรแกรม QFDTD90 ซึ่งเป็นโปรแกรมจำลองที่แก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา และนำผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศที่ได้มาเปรียบเทียบกับคุณลักษณะที่ได้จากการจำลองโครงสร้างด้วยโปรแกรม IE3D ซึ่งเป็นโปรแกรมการแก้ปัญหาทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยวิธีโมเมนต์ (Moment Method : MoM)

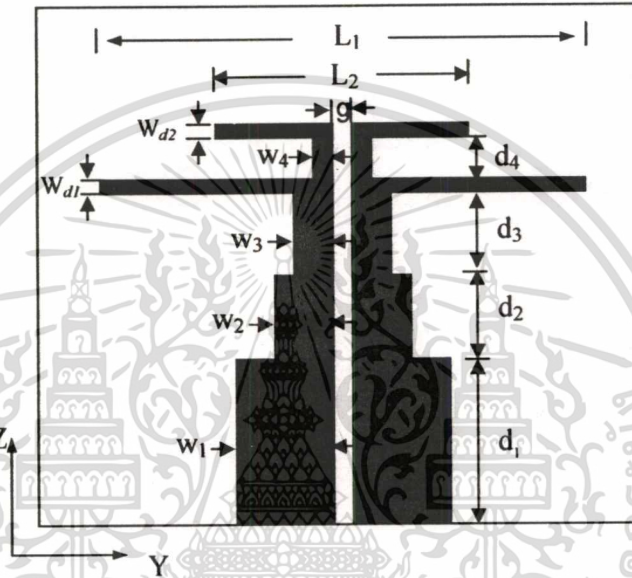
4.2 การออกแบบขนาดของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล

ในงานวิจัยนี้จะทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล ด้วยโปรแกรม QFDTD90 การออกแบบขนาดของสายอากาศจะทำบนวัสดุฐานรองชนิด Glass-bond mica มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ) เท่ากับ 7.5 ความหนาของวัสดุฐานรอง (h) เท่ากับ 2.4 มิลลิเมตร และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งไมโครสตริป CPS โดยโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่ทำงานได้สองความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล

วัตถุประสงค์หลักของการออกแบบสายอากาศชนิดนี้คือ สายอากาศสามารถทำงานได้ที่สองความถี่ ซึ่งพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องได้แก่ ความยาวของสายอากาศ (L_1 และ L_2) ความกว้างของสายอากาศ (W_{d1} และ W_{d2}) และความกว้างแผ่นสกริปของสายส่งสัญญาณ CPS (W_1, W_2, W_3 และ W_4) การปรับขนาดพารามิเตอร์ค่าใดค่าหนึ่งเหล่านี้จะมีผลต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายอากาศ ซึ่งพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า ได้แก่ อินพุตอิมพีแดนซ์ ความถี่เรโซแนนท์ แบนด์วิดท์ โพลาริเซชัน และแบบรูปการแผ่พลังงาน พารามิเตอร์ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล

4.2.1 ความยาวเรโซแนนท์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล

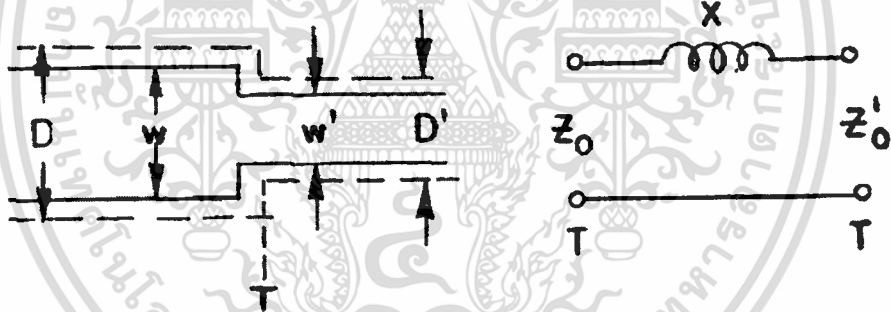
จุดแรกของการออกแบบสายอากาศคือ การหาขนาดของตัวแผ่กระจายคลื่นในกรณีนี้คือความยาวของตัวไดโพล ในการออกแบบสายอากาศไดโพลสองความถี่นั้น สามารถหาความยาวของตัวสายอากาศ (L_r) ได้จากสมการที่แสดงดังบทที่ 2 หัวข้อ 2.3.2 นั่นคือ

$$L = \frac{c}{2 f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.1)$$

สำหรับสายอากาศไดโพลนั้น จะใช้ความยาวสายอากาศที่ครึ่งความยาวคลื่นนั้นคือ L เท่ากับ $\lambda_g / 2$ ซึ่งเป็นความยาวคลื่นที่ทำให้การกระจายกระแสที่ดีที่สุดในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz และ 10 GHz วัสดุฐานรองมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 7.5 มีค่า loss tangent ($\tan \delta$) เท่ากับ 0.002 และมีความสูง (h) เท่ากับ 2.4 มิลลิเมตร จากสมการ (4.1) จะได้ความยาวสายอากาศ L ($\lambda_g / 2$) ที่ความถี่ 5 GHz และ 10 GHz เท่ากับ 14.55 มิลลิเมตร และ 7.28 มิลลิเมตรตามลำดับ

4.2.2 สายส่งสัญญาณไมโครสตริปไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้น

การปรับส่วนประกอบของสายส่งสัญญาณให้มีความไม่ต่อเนื่อง เป็นการปรับค่าความเข้ากันได้ของคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์อย่างหนึ่ง ซึ่งมีรูปแบบในการใช้งานที่หลากหลาย ได้แก่ การปรับสายส่งไมโครสตริปให้มีความไม่ต่อเนื่องแบบ T-Junction แบบ Right Angle Bend แบบช่องว่าง (Gap in Inner Conductor) และแบบเป็นขั้น (Step Width) เป็นต้น ในงานวิจัยนี้ได้ทำการปรับค่าความเข้ากันได้ของคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ด้วยการออกแบบให้มีการปรับความกว้างแผ่นสตริปของสายส่งไมโครสตริป CPS ไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้น (Step Width)



(a) สายส่งสัญญาณไมโครสตริปไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้น Step Width (b) วงจรสมมูลย์

รูปที่ 4.3 แสดงสายส่งสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้น และวงจรสมมูลย์

เมื่อเปลี่ยนขนาดความกว้างของแผ่นสตริปจะทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของค่าอิมพีแดนซ์ในสายส่งสัญญาณขึ้น โดยการออกแบบให้แผ่นไมโครสตริปเกิดความไม่ต่อเนื่องแบบเป็นขั้นนี้ส่วนใหญ่จะทำเมื่อต้องการแมตซ์ตัวแปลงสัญญาณ ตัวเชื่อมต่อสัญญาณ ตัวกรองสัญญาณ และการส่งผ่านสัญญาณ จากรูป 4.3 (a และ b) จะพบว่าการหาค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์สามารถพิจารณาได้จากค่าพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลย์ในเทอมของอนุกรมอินตีกแตนซ์และความกว้างที่ไม่ต่อเนื่องของแผ่นสตริป [26] ได้ดังสมการต่อไปนี้

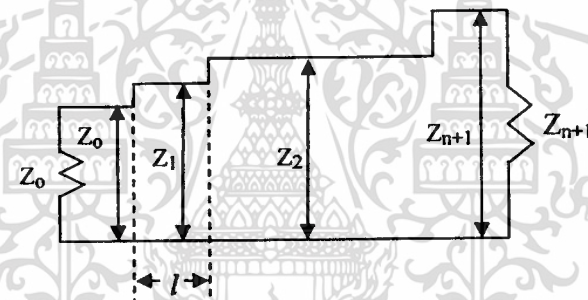
$$\frac{X}{Z_o} = \frac{2D}{\lambda} \ln \csc \frac{\pi D'}{2D} \quad (4.2)$$

โดย $D - W = D' - W' = \frac{b \ln 2}{\pi}$, b คือความสูงของวัสดุฐานรอง
จะได้

$$\frac{Z_o'}{Z_o} = \frac{D}{D'} \quad (4.3)$$

เนื่องจากอนุกรมอินตีกแต่นซ์ของการแปลงอิมพีแดนซ์ที่สายส่งมีความยาว $\lambda/4$ จะเกิดผลกระทบต่อการเลื่อนแถบผ่านไปยังความถี่ต่ำ และเพิ่มแถบผ่านสัมประสิทธิ์การสะท้อน การลดผลกระทบเหล่านี้ทำได้โดยใส่อนุกรมคาปาซิแตนซ์เข้าไป

4.2.3 การพิจารณากวามยาวของสายส่งสัญญาณแบบเป็นขั้น



รูปที่ 4.4 แสดง n-section ของตัวแปลง

รูปที่ 4.4 แสดงความยาวในแต่ละส่วนของตัวแปลงที่มีการต่อแบบ cascade ในการทำงานระหว่าง Z_0 ถึง Z_{n+1} โดยในที่นี้จะพิจารณาการเลือกความยาวของสายส่งสัญญาณจากเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (ρ)

$$\rho = \Gamma_1 + \Gamma_2 x + \Gamma_3 x^2 + \dots + \Gamma_{n+1} x^n \quad (4.4)$$

โดย $x = \exp(i4\pi l/\lambda_g)$

ρ คือ ขนาดของสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

Γ คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับแรงดัน

และ

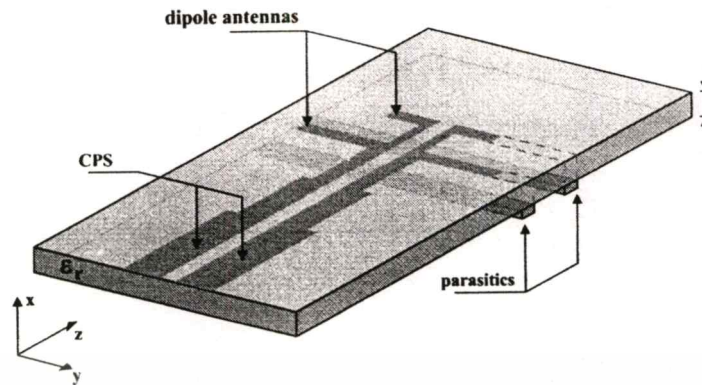
$$\Gamma = \left(\frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะพบว่าเมื่อแทนค่าความยาวในแต่ละส่วนของตัวแปลงอิมพีแดนซ์ (l) เท่ากับ $\lambda_c/4$ จะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำสุด แต่เนื่องจากในงานวิจัยนี้การปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ของตัวแปลงด้วยความยาวเท่ากับ $\lambda_c/4$ ไม่สามารถใช้ได้กับการออกแบบสายอากาศที่สองความถี่ ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้ออกแบบให้ตัวแปลงมีความยาวสั้นกว่า $\lambda_c/4$ นั่นคือพิจารณาให้ความยาวแต่ละส่วนของตัวแปลงเท่ากับ $\lambda_c/4r$ [27-28] โดย r คือตัวเลขจำนวนเต็ม ซึ่งสามารถใช้ได้กับงานวิจัยนี้ที่มีการออกแบบสายอากาศที่มีความถี่เรโซแนนซ์สองความถี่ แต่ในการแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้วยตัวแปลงที่มีความยาวไม่เท่ากับ $\lambda_c/4$ จะทำให้ไม่ได้อิมพีแดนซ์ที่เป็นตัวต้านทานเพียงอย่างเดียว แต่จะมีค่ารีแอกแตนซ์รวมอยู่ด้วย ซึ่งจะได้ทำการลดค่ารีแอกแตนซ์โดยการใช้ตัวพาราสิติกช่วย ดังจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป และในงานวิจัยนี้ได้เลือกให้ขนาดของ d_1 ยาวเท่ากับ $\lambda_c/4$ เพื่อความสะดวกต่อการแมตซ์อิมพีแดนซ์กับแหล่งจ่ายภายนอก ส่วน d_1 , d_2 และ d_3 มีความยาวเท่ากับ $\lambda_c/8$ เพื่อให้ใช้งานได้กับสายอากาศสองความถี่ และเนื่องจากการออกแบบให้สายส่งสัญญาณที่มีขนาดเล็กมาก ๆ จะมีความยุ่งยากในการสร้างจริง

4.2.4 การวางองค์ประกอบพาราสิติก (Parasitic element)

การใส่แผ่นสกริปเข้าไปยังด้านหลังของวัสดุฐานรองเปรียบเสมือนการวางองค์ประกอบพาราสิติกทำให้มีการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสายอากาศกับองค์ประกอบพาราสิติก เป็นการช่วยลดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับอีกวิธีหนึ่ง ซึ่งในการวางนั้นจะต้องให้ตัวพาราสิติกอยู่ในตำแหน่งที่เหมาะสมและตัวพาราสิติกเองต้องมีขนาดที่เหมาะสมด้วย โดยส่วนใหญ่แล้วการใส่องค์ประกอบพาราสิติกจะใช้กับวัสดุฐานรองที่มีค่าสภาพยอมสูง มีความหนาของตัววัสดุฐานรองไม่มากและมีการใช้สแต็ปที่มีค่าอิมพีแดนซ์สูง สำหรับงานวิจัยนี้ได้ใส่องค์ประกอบพาราสิติกที่ด้านหลังของวัสดุฐานรอง ณ ตำแหน่งเดียวกับสายอากาศ เพื่อช่วยในการสะท้อนกลับของคลื่นทำให้ได้กำลังในการแพร่กระจายคลื่นมากขึ้น และช่วยในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับให้ดีขึ้น โดยในการวางตัวพาราสิติกจะทำการวางขนานกับตัวสายอากาศ ซึ่งองค์ประกอบพาราสิติกที่ใช้จะมีลักษณะเป็นแผ่นสกริปแคบ ๆ มีขนาดความกว้างเท่ากับความกว้างของสายอากาศแต่ละตัว และมีความยาวเท่ากับส่วนความกว้างของวัสดุฐานรองแสดงดังรูปที่ 4.5 ในการทดลองนี้ได้ทำการวางแผ่นสกริปไว้ 3 ลักษณะ คือ วางแผ่นสกริปหนึ่งตัวด้านหลังของวัสดุฐานรองตรงกับตำแหน่งของสายอากาศที่มีความยาวความยาวตอบสนองความถี่ 5 GHz (W_{p1}) วางแผ่นสกริปหนึ่งตัวด้านหลังของวัสดุฐานรองตรงกับตำแหน่งสายอากาศที่มีความยาวตอบสนองความถี่ 10 GHz (W_{p2}) และวางแผ่นสกริปสองตัวด้านหลังของวัสดุฐานรองตรงกับตำแหน่งของสายอากาศทั้งสองตัว



รูปที่ 4.5 แสดงการวางองค์ประกอบพาราสิติก

4.2.5 การปรับขนาดความกว้างของสายอากาศ (W_{d1} และ W_{d2})

ในการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศนั้นได้กำหนดให้ตัวสายส่งสัญญาณมีค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์เท่ากับ 50 โอห์ม การปรับค่าความเข้ากันได้ของอินพุตอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณกับสายอากาศนั้นสามารถทำได้หลายทาง ได้แก่ การปรับขนาดส่วนประกอบของตัวสายอากาศ ซึ่งในกรณีของสายอากาศไดโพลจะทำการปรับความกว้าง และอีกวิธีหนึ่งคือการปรับส่วนประกอบความกว้างหรือความยาวของสายส่งสัญญาณ ซึ่งบางครั้งอาจทำการปรับทั้งสองวิธีร่วมกันเพื่อให้เกิดความเข้ากันได้ของอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด และในการทดลองนี้จะทำการปรับความกว้างของสายอากาศทั้งสองตัว ใน 3 ลักษณะคือ $W_{d1} > W_{d2}$, $W_{d1} = W_{d2}$ และ $W_{d1} < W_{d2}$ เพื่อวิเคราะห์การปรับค่าความเข้ากันได้ของอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแต่ละตัวว่ามีความสัมพันธ์กันอย่างไร

4.3 ผลการจำลองและการวิเคราะห์

การวิเคราะห์สายอากาศในเชิงทฤษฎีด้วยแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศ (Simulate) ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้วิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแบบผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลา FDTD โดยอาศัยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ โปรแกรมที่นำมาใช้ คือ โปรแกรม QFDTD90 [5] ซึ่งเป็นโปรแกรมที่วิเคราะห์สายอากาศได้ดีและมีความเที่ยงตรงสูง

4.3.1 การจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ

ในการออกแบบรูปแบบจำลองโครงสร้างของสายอากาศได้กำหนดขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศทาง x คือ $\Delta x = 0.3$ มิลลิเมตร ขนาดของหนึ่งหน่วยเซลล์ในทิศ y และ z คือ

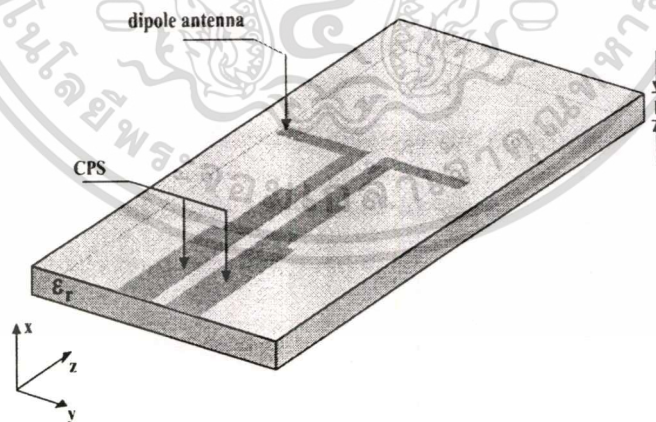
หมดเพื่อให้เกิดการผิดพลาดในการคำนวณในรูปแบบจำลองน้อยที่สุด นอกจากการกำหนดขนาดของเซลล์แล้วตัวแปรที่มีความสำคัญต่อการคำนวณอีกหนึ่งตัว คือ ขนาดของช่วงเวลา Δt ซึ่งเป็นขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยได้กำหนดเงื่อนไขความเสถียรภาพเชิงตัวเลขดังสมการที่ (3.7) ดังนั้นจากขนาดในหนึ่งหน่วยเซลล์ที่กำหนดสามารถคำนวณหาขนาดของช่วงเวลาที่เหมาะสมได้ คือ

$$\Delta t \leq \frac{1}{3 \times 10^8 \sqrt{\left(\frac{1}{0.3 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.15 \times 10^{-3}}\right)^2 + \left(\frac{1}{0.15 \times 10^{-3}}\right)^2}} \quad (4.5)$$

จะได้ $\Delta t \leq 0.333 \text{ ps}$ เป็นช่วงเวลาที่เหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

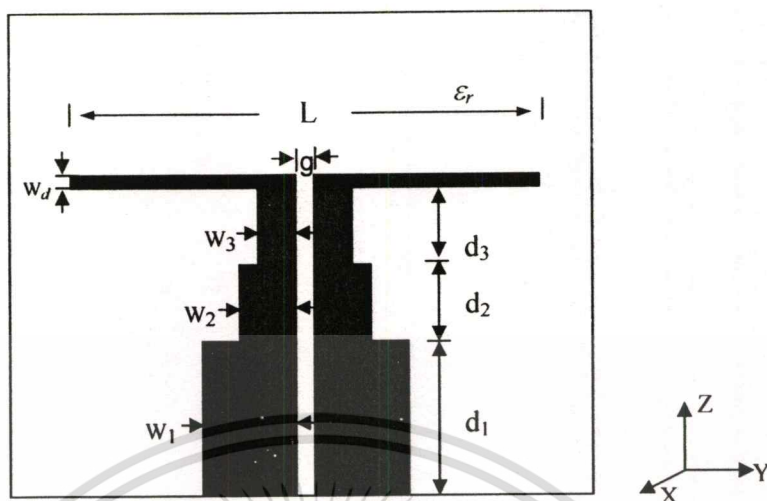
- การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศความถี่เดียว

ในงานวิจัยนี้จะทำการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศ โดยเริ่มต้นจากการออกแบบสายอากาศที่มีความถี่เดียว ในที่นี้จะออกแบบที่ความถี่ 5 GHz และ 10 GHz และจะทำการออกแบบขนาดความกว้างและความยาวของสายส่งสัญญาณสัญญาณไมโครสตริป CPS แบบไม่ต่อเนื่อง เพื่อปรับค่าความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์ จากนั้นจึงเพิ่มสายอากาศความถี่สูงขึ้นอีกหนึ่งความถี่แล้วทำการปรับค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศด้วยการเพิ่มองค์ประกอบพาราสิติกเข้าไป และปรับอินพุตอิมพีแดนซ์เพิ่มด้วยการปรับขนาดความกว้างของสายอากาศ



รูปที่ 4.6 โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลความถี่เดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียว

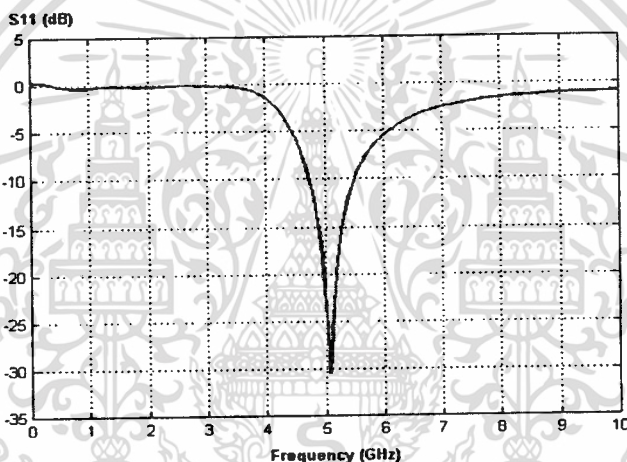
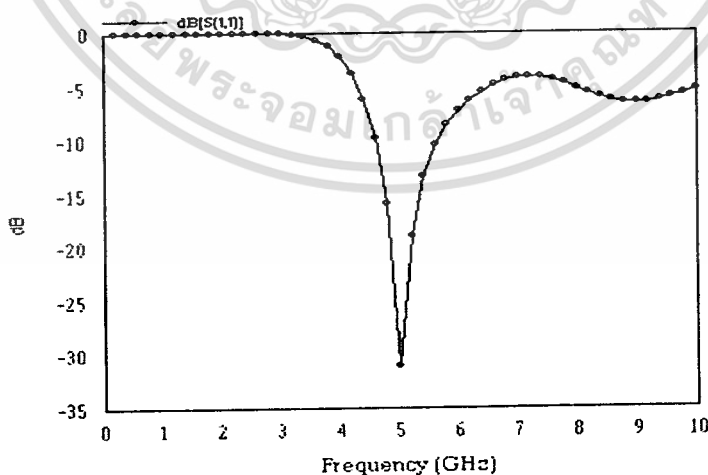
รูปที่ 4.6 และ 4.7 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียวที่ใช้สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS แบบไม่ต่อเนื่อง ซึ่งในการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศจะกำหนดขอบเขตทั้งหมดของเซลล์เท่ากับ $51 \times 197 \times 175$ เซลล์ และขนาดของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz และ 10 GHz แสดงดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ โดยวัสดุฐานรองมีค่าคงที่ไดอิเล็กตริก (ϵ_r) เท่ากับ 7.5 มีค่า loss tangent ($\tan \delta$) ที่ 10 GHz เท่ากับ 0.002 และมีความสูง (h) เท่ากับ 2.4 มิลลิเมตร ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการจำลองแบบโครงสร้าง แสดงดังตารางที่ 4.1 และ 4.2

ตารางที่ 4.1 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 5 GHz

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
$L (f_{5\text{ GHz}})$	14.55 ($0.5\lambda_g$)
w_d	ปรับค่า
g	0.15
h	2.4
w_3	~ 1.35

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
w_2	~ 1.5
w_1	3.0
d_3	$0.125\lambda_g$
d_2	$0.125\lambda_g$
d_1	$0.25\lambda_g$

โดย	L	คือ ความยาวของสายอากาศไดโพล
	W_d	คือ ความกว้างของสายอากาศไดโพล
	g	คือ ระยะระหว่างแผ่นสายส่งสัญญาณไมโครสตริปแบบ CPS
	h	คือ ความสูงของวัสดุฐานรอง
	W_1	คือ ความกว้างของแผ่นไมโครสตริปที่ชั้น 1
	W_2	คือ ความกว้างของแผ่นไมโครสตริปที่ชั้น 2
	W_3	คือ ความกว้างของแผ่นไมโครสตริปที่ชั้น 3
	d_1	คือ ความยาวของแผ่นไมโครสตริปที่ชั้น 1
	d_2	คือ ความยาวของแผ่นไมโครสตริปที่ชั้น 2
	d_3	คือ ความยาวของแผ่นไมโครสตริปที่ชั้น 3

(a) ค่า S_{11} จากวิธี FDTD(b) ค่า S_{11} จากวิธี MoM

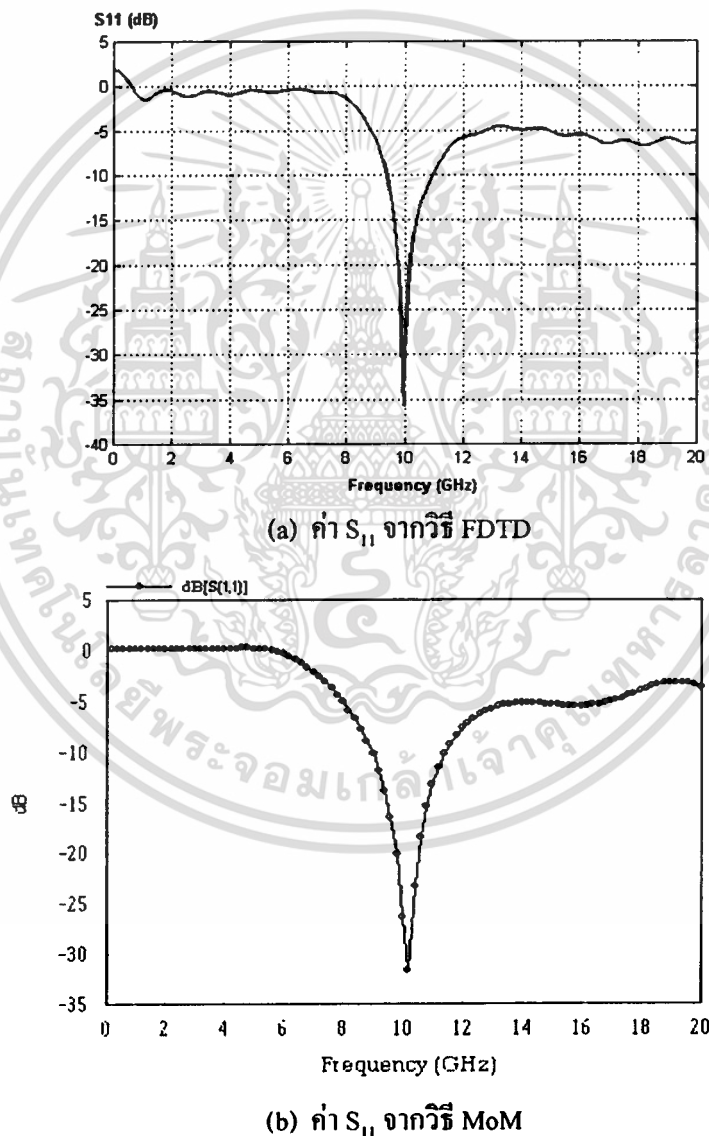
รูปที่ 4.8 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่ความถี่ 5 GHz จากวิธี FDTD และ วิธี MoM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปความถี่ 10 GHz

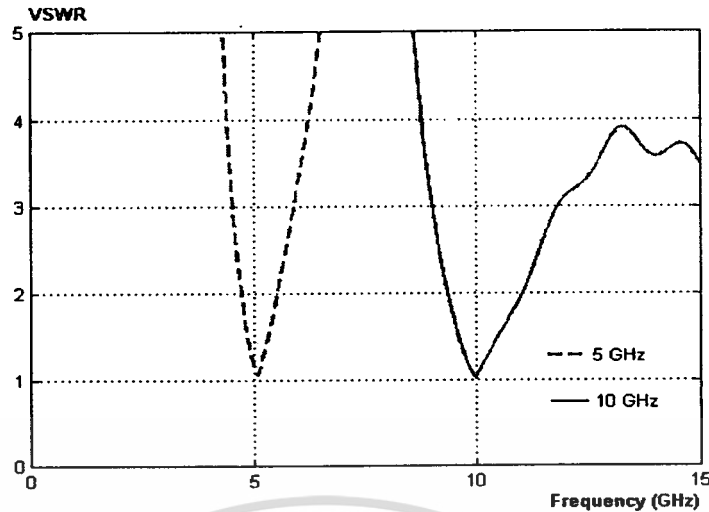
พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
$L (f_{10\text{ GHz}})$	7.28 ($0.5\lambda_g$)
W_d	ปรับค่า
g	0.15
h	2.4
W_3	~ 0.5

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
W_2	~ 2.5
W_1	3.0
d_3	$0.125\lambda_g$
d_2	$0.125\lambda_g$
d_1	$0.25\lambda_g$



รูปที่ 4.9 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ ของสายอากาศที่ความถี่ 10 GHz จากวิธี FDTD และ วิธี MoM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่ความถี่ 5 GHz และ 10 GHz

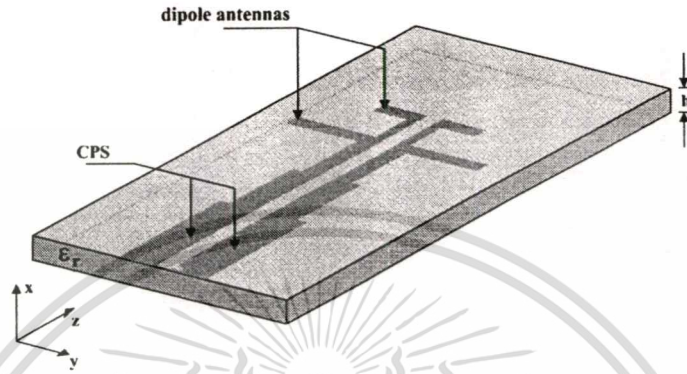
ตารางที่ 4.3 ผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียว

การจำลองแบบโครงสร้าง	f_r (GHz)	S_{11} (db)	Z_{in} (Ω)	VSWR	BW (%)
สายอากาศไมโครสตริปไดโพล 5 GHz	5.078	-30.44	$52.58 + j1.68$	1.062	21
สายอากาศไมโครสตริปไดโพล 10 GHz	9.97	-35.68	$48.38 + j0.09$	1.033	21.5

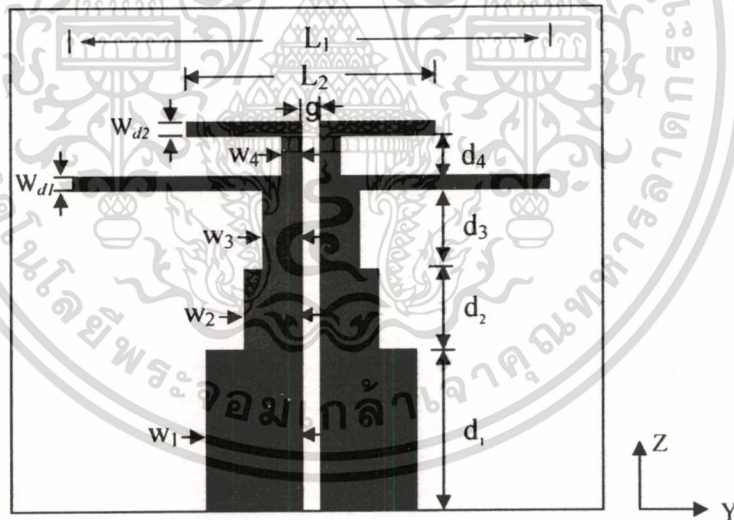
รูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงผลการจำลองแบบ โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล ความถี่เดียวที่ 5 GHz และ 10 GHz ตามลำดับ ด้วยค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ S_{11} พารามิเตอร์ จะเห็นว่าผลที่ได้จากการจำลองด้วยวิธี FDTD มีค่าใกล้เคียงกับวิธี MoM โดยค่าที่ได้จะมีความถี่เรโซแนนท์ใกล้เคียงกับความถี่ที่ออกแบบ และมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่ำ นั่นคือ มีความสูญเสียเนื่องจากการที่คลื่นมีการสะท้อนกลับน้อย ซึ่งสามารถพิจารณาค่าการสะท้อนกลับของคลื่น ด้วยค่า VSWR ได้จากรูปที่ 4.10 จะเห็นว่าค่าที่ได้ของการจำลองแบบทั้งที่ความถี่ 5 GHz และ 10 GHz ต่างมีค่าใกล้เคียง 1 และเมื่อพิจารณาตารางที่ 4.3 ซึ่งแสดงค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ที่ได้จากการจำลองแบบโครงสร้าง จะเห็นว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม นั่นแสดงว่ามีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS กับสายอากาศ และจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศความถี่ต่ำและสายอากาศความถี่สูงที่ได้มีค่าใกล้เคียงกัน จากผลที่ได้แสดงว่า การทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS แบบขั้นไม่ต่อเนื่องเป็นวิธีที่ทำให้ได้ค่าความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศและสายส่งสัญญาณที่ดี

- การจำลองแบบโครงสร้างสายอากาศ 2 ความถี่

ขั้นตอนต่อไปจะทำการออกแบบสายอากาศที่ทำงาน 2 ความถี่ โดยการเพิ่มสายอากาศความถี่ 10 GHz วางต่อจากสายอากาศความถี่ 5 GHz ที่ได้ออกแบบไว้ โครงสร้างของสายอากาศสองความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 สายอากาศไมโครสตริปไดโพลสองความถี่



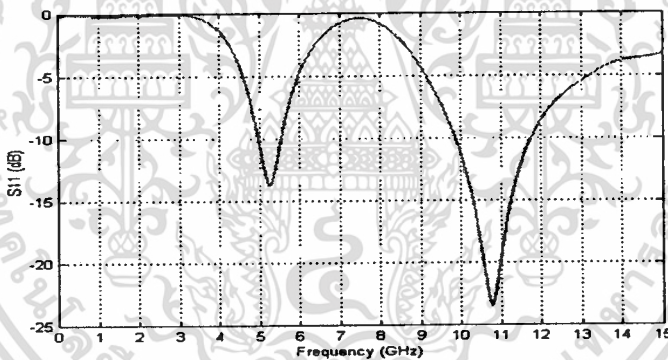
รูปที่ 4.12 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล 2 ความถี่

รูปที่ 4.11 และ 4.12 แสดงโครงสร้างและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพลสองความถี่ที่ใช้สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS แบบไม่ต่อเนื่อง บนวัสดุฐานรองที่มีขนาดและชนิดเดียวกับสายอากาศไมโครสตริปไดโพลความถี่เดียว ซึ่งในการจำลองแบบโครง

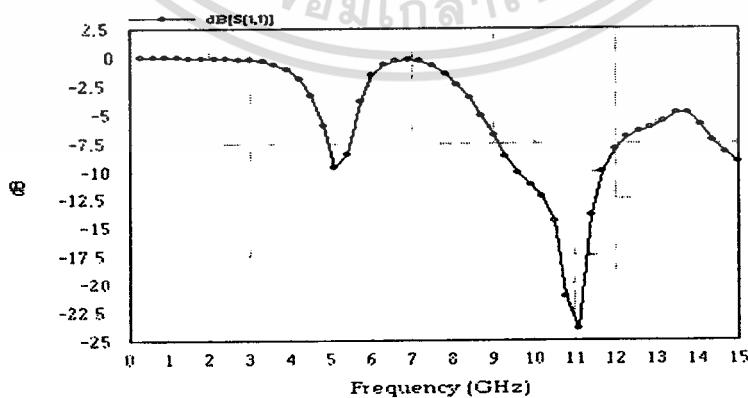
สร้างของสายอากาศจะกำหนดขอบเขต ขนาดของเซลล์ และพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของโปรแกรม เหมือนกับสายอากาศไมโครสตริปความถี่เดียว ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่ใช้งานแสดงตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล 2 ความถี่

พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
$L_1 (f_{5\text{GHz}})$	14.55 ($0.5\lambda_{g1}$)	W_4	~ 0.45
$L_2 (f_{10\text{GHz}})$	7.28 ($0.5\lambda_{g2}$)	W_3	~ 0.9
W_{d1}	ปรับค่า	W_2	~ 1.5
W_{d2}	ปรับค่า	W_1	3.2
W_{p1}	แปรตามค่า W_{d1}	d_4	$0.125\lambda_{g2}$
W_{p2}	แปรตามค่า W_{d2}	d_3	$0.125\lambda_{g1}$
g	0.15	d_2	$0.125\lambda_{g1}$
h	2.4	d_1	$0.25\lambda_{g1}$



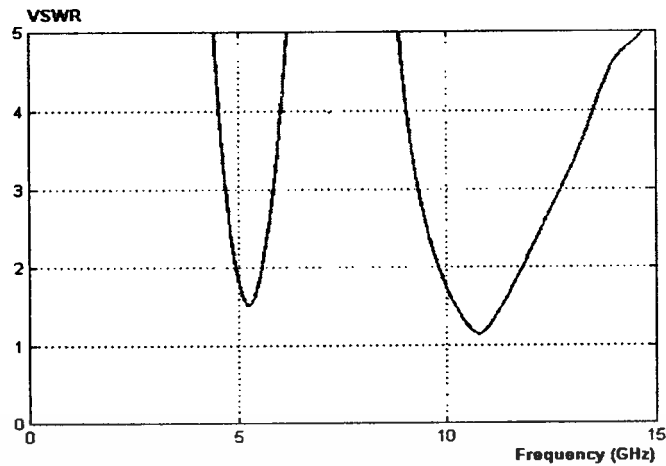
(a) ค่า S_{11} พารามิเตอร์จากวิธี FDTD



(b) ค่า S_{11} พารามิเตอร์จากวิธี MoM

รูปที่ 4.13 ค่า S_{11} พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล 2 ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 ค่า VSWR ของสายอากาศไมโครสตริปโคโพล 2 ความถี่

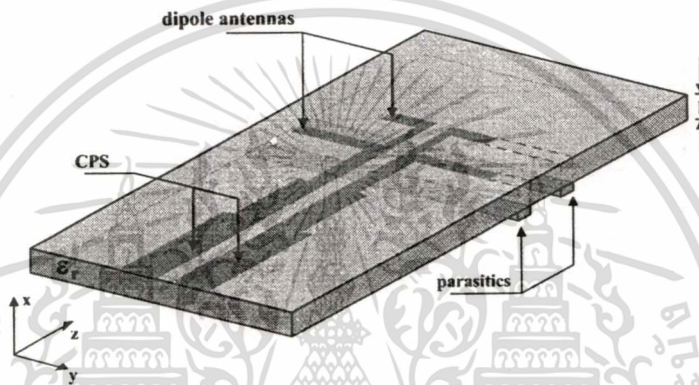
ตารางที่ 4.5 ผลการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปโคโพล 2 ความถี่

สายอากาศไมโครสตริปโคโพล 2 ความถี่ (GHz)	S_{11} (db)	Z_{in} (Ω)	VSWR	BW (%)
f_r (GHz) = 5.26	-13.39	64.07 - j19.13	1.52	16.6
f_r (GHz) = 10.75	-24.528	49.79 - j6.64	1.14	26.5

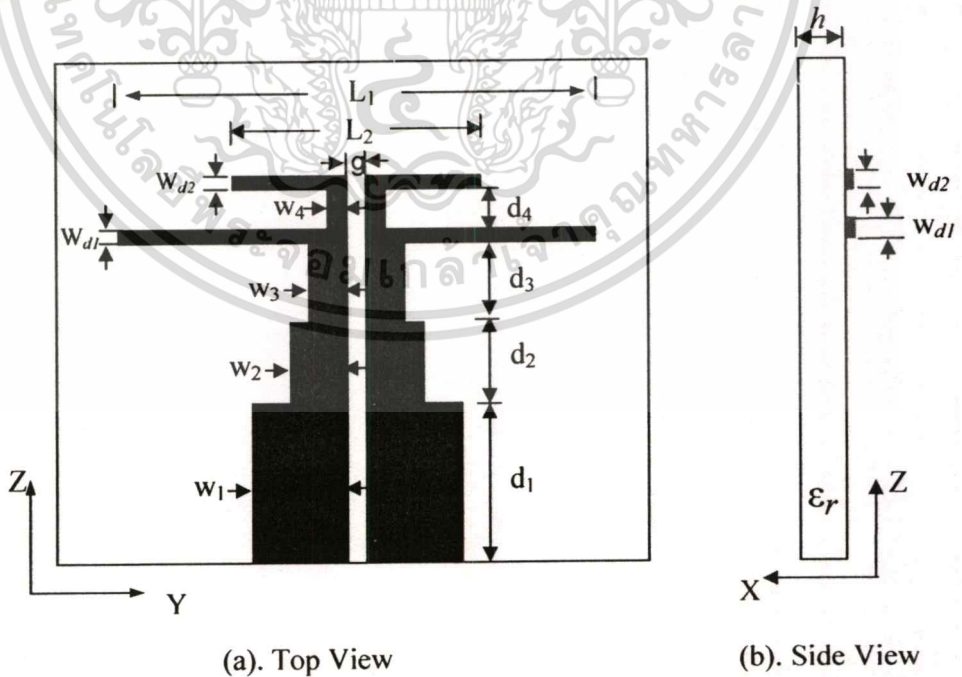
รูปที่ 4.13 แสดงค่า S_{11} พารามิเตอร์จากการจำลองสายอากาศไมโครสตริปโคโพลสองความถี่ด้วยวิธี FDTD และวิธี MoM ซึ่งพบว่าค่าที่ได้มีความใกล้เคียงกันแต่คุณลักษณะที่ได้ยังไม่ดีนัก นั่นคือความถี่เรโซแนนซ์ยังไม่ใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้ และมีการสูญเสียอันเนื่องมาจากการสะท้อนกลับของคลื่นมากเกินไป โดยพิจารณาได้จากค่า VSWR ในรูปที่ 4.14 และจากตารางที่ 4.5 ซึ่งจะพบว่าค่า VSWR ของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำมีค่าไม่ใกล้เคียง 1 และจากตารางแสดงผลการจำลองแบบโครงสร้างพบว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้ยังมีค่าไม่ใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม นอกจากนี้เมื่อพิจารณาแบนด์วิดท์ พบว่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ตอบสนองต่อความถี่ต่ำและความถี่สูงมีค่าต่างกันค่อนข้างมาก โดยสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูงจะมีแบนด์วิดท์กว้างกว่าสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ อันเนื่องมาจากลักษณะการวางตัวของสายอากาศที่คล้ายกับการวางของสายอากาศแถวลำดับ ทำให้แบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำซึ่งวางอยู่ระหว่างสายส่งสัญญาณและสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูงถูกบีบ จึงมีแบนด์วิดท์แคบกว่าสายอากาศอีกตัวอย่างเห็นได้ชัด

- การปรับปรุงคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ด้วยองค์ประกอบพาราไดติก

ในขั้นตอนต่อไปจะทำการปรับปรุงคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยเริ่มจากการวางองค์ประกอบพาราไดติกไว้ที่ด้านหลังของวัสดุฐานรอง โดยจะทำการทดลองวางพาราไดติกใน 3 กรณี ได้แก่ วางพาราไดติกหนึ่งตัวที่ด้านหลังของวัสดุฐานรองในตำแหน่งที่ตรงกับสายอากาศความถี่สูง วางพาราไดติกหนึ่งตัวที่ด้านหลังวัสดุฐานรองในตำแหน่งที่ตรงกับสายอากาศความถี่ต่ำ และวางพาราไดติกสองตัวที่ด้านหลังวัสดุฐานรองในตำแหน่งที่ตรงกับสายอากาศทั้งสองความถี่ หลังจากนั้นจึงทำการปรับค่าความเข้ากันได้ของอินพุตอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณกับสายอากาศอีกครั้ง ด้วยการปรับความกว้างของสายอากาศ



รูปที่ 4.15 สายอากาศไมโครสตริปไดโพล 2 ความถี่และมืองค์ประกอบพาราไดติก



รูปที่ 4.16 พารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล 2 ความถี่และมืองค์ประกอบพาราไดติก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

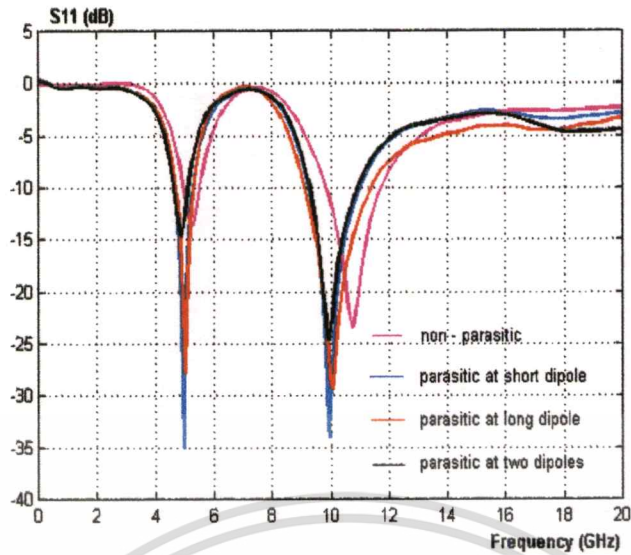
โครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลสองความถี่ที่มีการวางแผ่นสตริปที่ด้านหลังของวัสดุฐานรองเพื่อปรับค่าความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์แสดงดังรูปที่ 4.15 และ 4.16 และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศ แสดงในตารางที่ 4.6 โดย W_{p1} และ W_{p2} คือความกว้างของตัวพาราสิติกที่วางไว้ด้านหลังของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำและความถี่สูง ตามลำดับ

ตารางที่ 4.6 ขนาดพารามิเตอร์ของสายอากาศไมโครสตริปสองความถี่ที่มีองค์ประกอบพาราสิติก

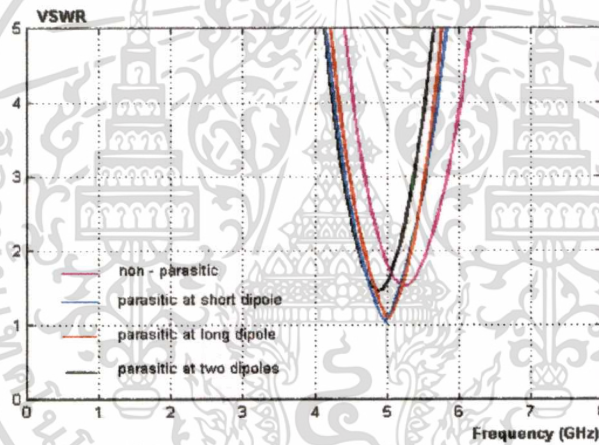
พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)	พารามิเตอร์	ขนาด (มม.)
L_1 ($f_{5\text{ GHz}}$)	14.55 ($0.5\lambda_{g1}$)	W_4	~ 0.45
L_2 ($f_{10\text{ GHz}}$)	7.28 ($0.5\lambda_{g2}$)	W_3	~ 0.9
W_{d1}	ปรับค่า	W_2	~ 1.5
W_{d2}	ปรับค่า	W_1	3.2
W_{p1}	แปรตามค่า W_{d1}	d_4	$0.125\lambda_{g2}$
W_{p2}	แปรตามค่า W_{d2}	d_3	$0.125\lambda_{g1}$
g	0.15	d_2	$0.125\lambda_{g1}$
h	2.4	d_1	$0.25\lambda_{g1}$

4.3.3 การวิเคราะห์ผลของการใส่องค์ประกอบพาราสิติก (Parasitic element)

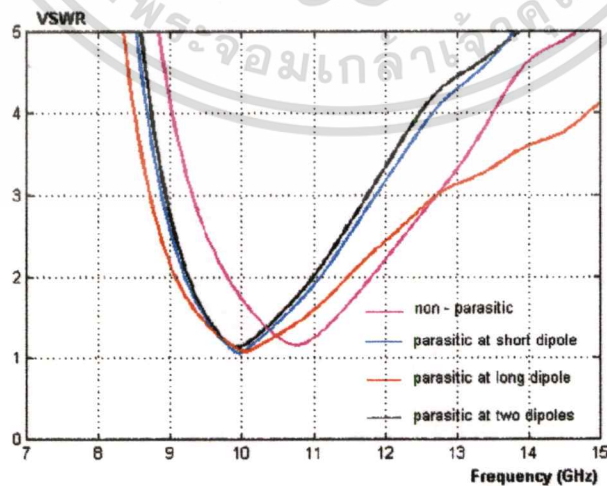
จากผลการจำลองแบบโครงสร้างตามตารางที่ 4.7 พบว่าเมื่อเพิ่มการวางองค์ประกอบพาราสิติกไว้ที่ด้านหลังของสายอากาศ จะทำให้คลื่นมีการสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับน้อยลงและความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์ระหว่างสายอากาศและสายส่งสัญญาณมีค่าดีขึ้น พิจารณาได้จากค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับในรูปที่ 4.17 พบว่าสายอากาศในขณะที่ไม่ใช้องค์ประกอบพาราสิติกจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของคลื่นสูงกว่าเมื่อมีการวางองค์ประกอบพาราสิติกไว้ด้วย โดยในที่นี้ตัวพาราสิติกคือแผ่นไมโครสตริปแคบที่มีขนาดความกว้างเท่ากับความกว้างของสายอากาศและการวางตำแหน่งของตัวพาราสิติกต่างกันจะให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับต่างกัน จากการเปรียบเทียบลักษณะการวางพาราสิติกจะเห็นว่า เมื่อวางแผ่นไมโครสตริปหนึ่งตัวไว้ที่ด้านหลังบริเวณสายอากาศตัวใดตัวหนึ่งจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศทั้งสองความถี่มีค่าต่ำและมีค่าใกล้เคียงกัน ในขณะที่เมื่อวางแผ่นไมโครสตริปสองตัวไว้ที่ด้านหลังของทั้งสายอากาศความถี่ต่ำและสายอากาศความถี่สูงจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของสายอากาศทั้งสองตัวไม่ใกล้เคียงกัน โดยสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำจะมีค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับค่อนข้างสูง และค่าคุณลักษณะต่าง ๆ ในแต่ละกรณีแสดงดังตารางที่ 4.7



รูปที่ 4.17 แสดงค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกับเมื่อมีและไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก



(a) VSWR ที่ความถี่ต่ำ



(b) VSWR ที่ความถี่สูง

เอกสารรูปที่ 4.18 แสดงค่า VSWR ของสายอากาศโคโพลีเมื่อมีและไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

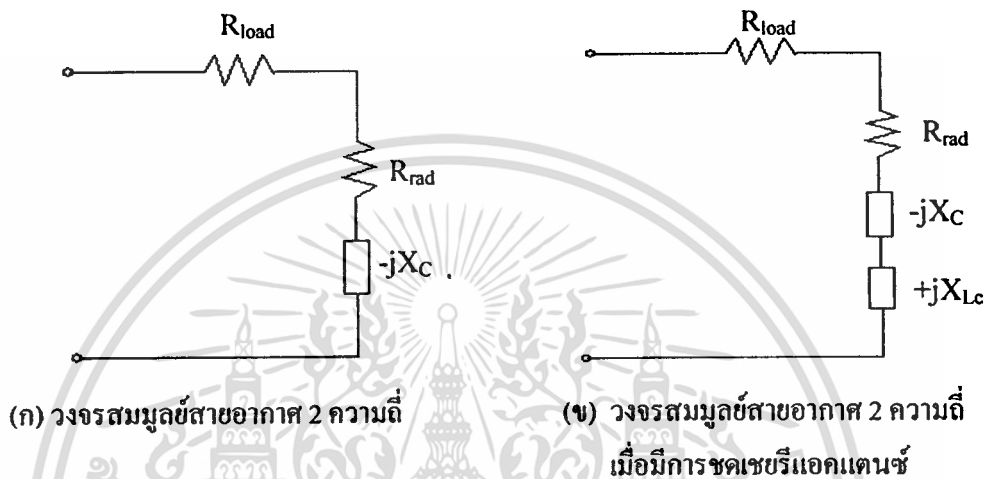
ตารางที่ 4.7 คุณสมบัติของสายอากาศไดโพล 2 ความถี่ที่มีองค์ประกอบพาราสิติกและไม่มี

การจำลองแบบโครงสร้าง	f_c (GHz)	S_{11} (db)	Z_{in} (Ω)	VSWR	BW (%)
สายอากาศไมโครสตริปไดโพล	$f_1 = 5.26$	-13.39	$64.07 - j19.13$	1.54	16.6
	$f_2 = 10.75$	-24.258	$49.79 - j6.64$	1.13	26.5
สายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่มีพาราสิติก ณ ตำแหน่ง L_{d1}	$f_1 = 5.03$	-27.87	$54.07 - j1.04$	1.08	16
	$f_2 = 10.06$	-29.496	$52.31 - j2.53$	1.06	31
สายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่มีพาราสิติก ณ ตำแหน่ง L_{d2}	$f_1 = 4.98$	-35.18	$51.72 + j0.41$	1.035	18
	$f_2 = 9.97$	-34.068	$49.19 + j1.79$	1.04	23.9
สายอากาศไมโครสตริปไดโพลที่มีพาราสิติก ณ ตำแหน่ง L_{d1} และ L_{d2}	$f_1 = 4.98$	-18.095	$39.78 + j4.57$	1.28	14.8
	$f_2 = 9.88$	-21.34	$43.45 + j4.64$	1.19	22.4

จากตารางที่ 4.7 จะพบว่า การใส่องค์ประกอบพาราสิติกที่บริเวณด้านหลังของวัสดุฐานรอง ณ ตำแหน่งของสายอากาศตัวใดตัวหนึ่งจะให้คุณลักษณะต่าง ๆ ของการจำลองแบบโครงสร้างที่ดีกว่าในอีก 2 กรณีมาก โดยกรณีที่ว่าองค์ประกอบพาราสิติกไว้ด้านหลังของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูงจะให้คุณลักษณะที่ดีที่สุด ได้แก่ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าใกล้เคียงกับความถี่ที่ออกแบบมากกว่า ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับอินพุทอิมพีแดนซ์มากกว่า นั่นคือ Z_{real} มีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม และ Z_{imag} มีค่าใกล้เคียงศูนย์ และจากการพิจารณารูปที่ 4.18 ประกอบ จะเห็นว่าค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่ง VSWR มีค่าเข้าใกล้ 1 ซึ่งแสดงว่ามีความสูญเสียจากการสะท้อนกลับของคลื่นน้อย และเมื่อพิจารณาแบนด์วิดท์จะพบว่าการใส่ตัวพาราสิติกที่บริเวณด้านหลังของสายอากาศไม่มีผลต่อลักษณะของแบนด์วิดท์มากนัก โดยเมื่อพิจารณาการจำลองแบบ โครงสร้างทั้ง 4 กรณี จะพบว่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศความถี่สูงมีขนาดกว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศความถี่ต่ำค่อนข้างมาก โดยเฉพาะเมื่อเปรียบเทียบกับสายอากาศที่ตอบสนองความถี่เดียวซึ่งให้ค่าแบนด์วิดท์ใกล้เคียงกัน ไม่ว่าจะเป็นความถี่สูงหรือต่ำก็ตาม

พิจารณาการเปลี่ยนแปลงส่วนรีแอกแตนซ์ของอิมพีแดนซ์เมื่อมีการวางองค์ประกอบพาราสิติกที่ด้านหลังของวัสดุฐานรองจากตารางที่ 4.7 จากการพิจารณาค่าในส่วนรีแอกแตนซ์ของอินพุทอิมพีแดนซ์เมื่อไม่ได้ใส่พาราสิติก พบว่าจะแสดงลักษณะเป็นคาปาซิแตนซ์ ดังนั้นการวางแผ่นไมโครสตริปยาวเข้าไปด้านหลังของวัสดุฐานรอง ณ ตำแหน่งของสายอากาศเพียงตัวใดตัวหนึ่งทำให้เกิดการเหนี่ยวนำและการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างแผ่นไมโครสตริปที่วางขนานกันผ่านวัสดุฐานรอง จึงเป็นเสมือนการใส่อนุกรมอินดักแตนซ์เข้าไปเพื่อชดเชยวงจรทำให้เกิดการแมตช์อิมพีแดนซ์ขึ้น นั่นคือส่วนรีแอกแตนซ์มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ และส่วนรีซิสแตนซ์มีค่าเข้าใกล้ 50 โอห์ม

แต่การวางแผนไมโครสตริปด้านหลังวัสดุฐานรองรับบริเวณที่มีสายอากาศทั้งสองตัวกลับให้ค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ไม่ดี เนื่องจากแผ่นสตริปยาวทั้งสองต่างทำหน้าที่เป็นอินดักแตนซ์เมื่อนำมาวางใกล้ ๆ กัน จึงเกิดการเหนี่ยวนำมากกว่าการเชื่อมต่อสัญญาณทำให้รีแอคแตนซ์ที่ได้มีคุณสมบัติของอินดักแตนซ์มากกว่าคาปาซิแตนซ์ ดังนั้นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ที่ได้จึงมีส่วนรีแอคแตนซ์ที่เป็นอินดักแตนซ์ขึ้น วงจรสมมูลเปรียบเทียบกับสายอากาศไดโพลเมื่อมีและไม่มีองค์ประกอบพาราสิติกแสดงดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.19 แสดงวงจรสมมูลของสายอากาศไมโครสตริปไดโพล 2 ความถี่

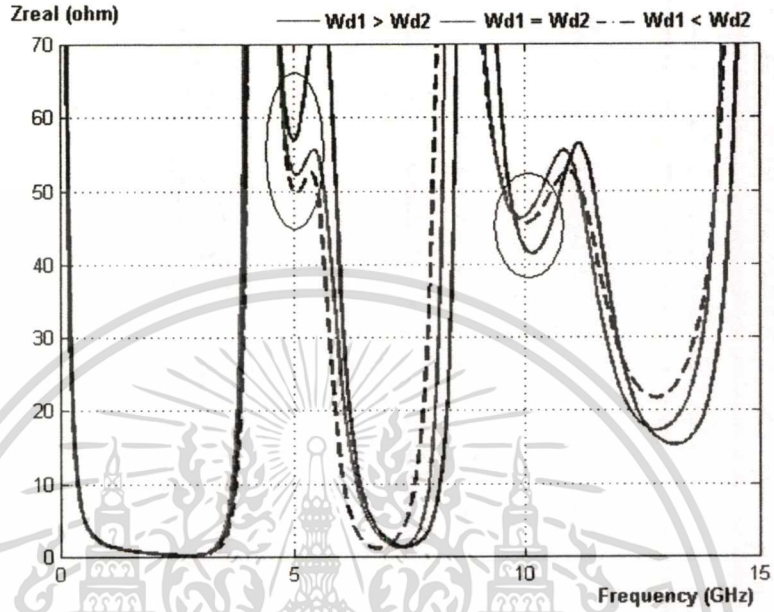
4.3.2 การวิเคราะห์ผลของการปรับความกว้างสายอากาศ (W_{d1} และ W_{d2})

การปรับความกว้างของสายอากาศไดโพล เป็นการปรับเพื่อให้สายอากาศมีความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์ดีขึ้น ในการจำลองโครงสร้างนี้จะทำการปรับความกว้างของ W_{d1} และ W_{d2} ใน 3 กรณี คือปรับให้ความกว้างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูงมีขนาดกว้างกว่า แคมกว่า และเท่ากับความกว้างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ โดยในการปรับจะปรับตามลักษณะการวางองค์ประกอบพาราสิติกจากหัวข้อที่ผ่านมา ดังนั้นจะแยกผลการจำลองแบบโครงสร้างได้เป็น 4 กรณี ดังนี้

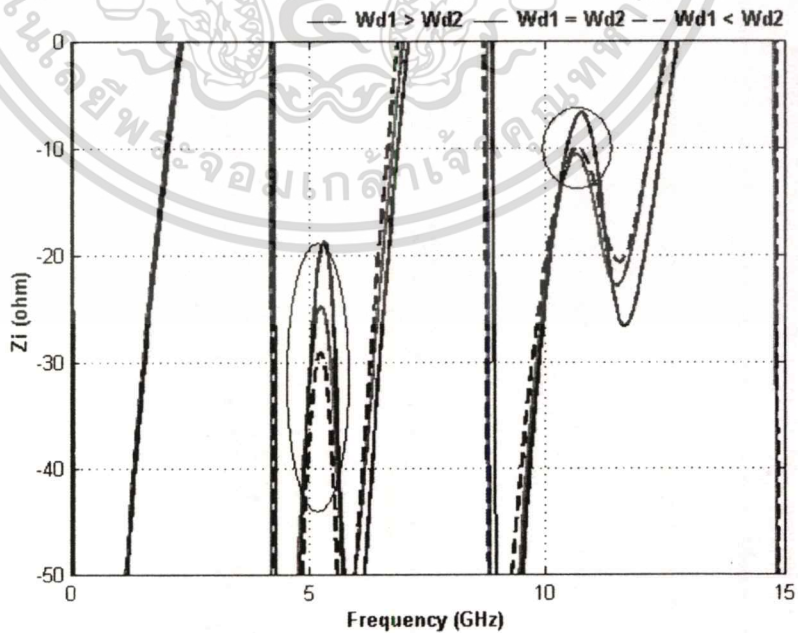
- การปรับ W_{d1} และ W_{d2} โดยไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก

จากรูปที่ 4.20 และ 4.21 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการปรับความกว้างของสายอากาศไดโพลในขณะที่สายอากาศไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก จากแบบจำลองโครงสร้างในการปรับความกว้างทั้งสามลักษณะ จะให้ค่าความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุดเมื่อปรับให้ความกว้างของสายอากาศไดโพลทั้งสองมีขนาดเท่ากัน แต่จะเห็นว่า การปรับความกว้างของสายอากาศเพียงอย่าง

เดี่ยวไม่ช่วยให้ความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์ดีขึ้นมากนัก การเปรียบเทียบค่าอินพุตอิมพีแดนซ์แสดงดังตารางที่ 4.8



รูปที่ 4.20 แสดงการเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก



เอกสารนี้รูปที่ 4.21 แสดงการเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก

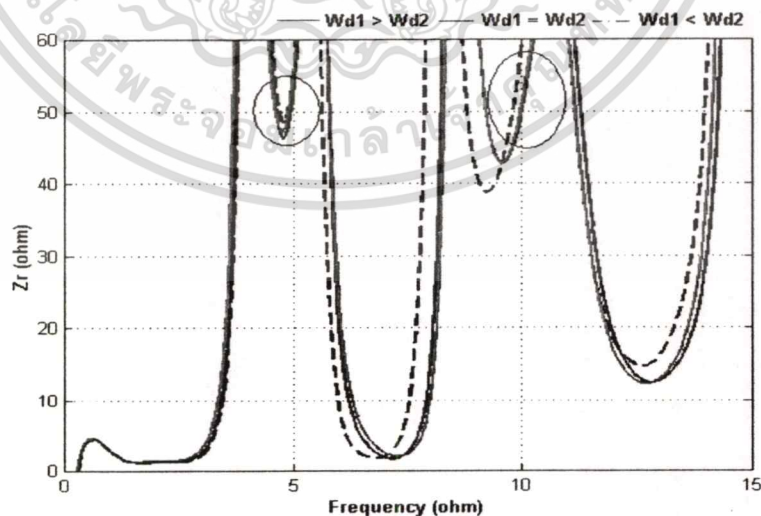
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.8 แสดงค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก

ขนาดของ W_{d1} และ W_{d2}	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (5 GHz)		ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (10 GHz)	
	Z_{real} (ohm)	Z_{image} (ohm)	Z_{real} (ohm)	Z_{image} (ohm)
	$W_{d1} > W_{d2}$	54.41	-34.74	51.27
$W_{d1} = W_{d2}$	64.07	-19.13	49.79	-6.64
$W_{d1} < W_{d2}$	52.21	-42.9	49.44	-7.24

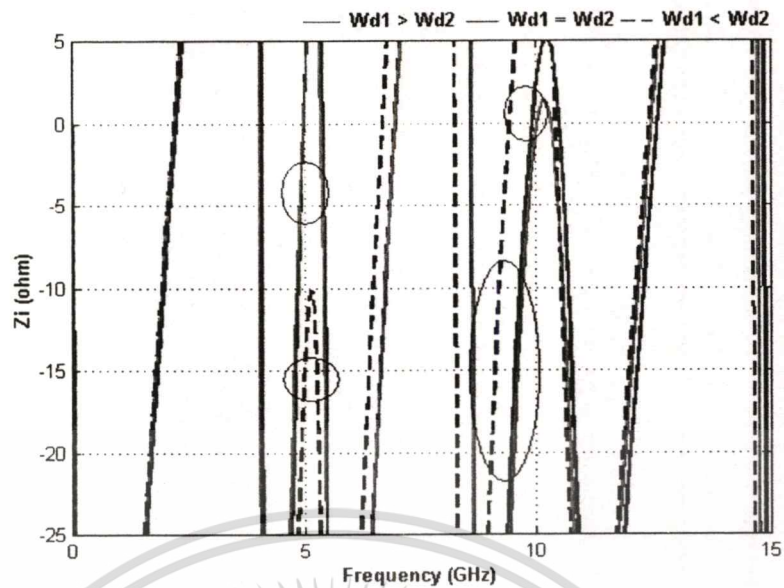
- การปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อวางองค์ประกอบพาราสิติกที่ด้านหลังของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง

จากรูปที่ 4.22 และ 4.23 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการปรับความกว้างของสายอากาศไดโพลในขณะที่วางองค์ประกอบพาราสิติกไว้ที่ด้านหลังสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง จากแบบจำลองโครงสร้างในการปรับความกว้างทั้งสามลักษณะจะได้ว่า เมื่อปรับให้ความกว้างของสายอากาศไดโพลทั้งสองมีขนาดเท่ากัน จะได้ค่าความเข้ากัน ได้อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งสองมีค่าใกล้เคียงกัน และเป็นค่าที่เข้าใกล้อิมพีแดนซ์ 50 โอห์มมากที่สุด โดยเมื่อปรับความกว้าง W_{d1} น้อยกว่า W_{d2} ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้จะไม่ใกล้เคียงกับ 50 โอห์ม ส่วนกรณีที่ W_{d1} มากกว่า W_{d2} แม้ว่าค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้จะใกล้เคียง 50 โอห์ม แต่ขนาดอิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งสองตัวยังไม่ใกล้เคียงกัน ค่าอิมพีแดนซ์ของทั้งสามกรณีแสดงดัง ตารางที่ 4.9



รูปที่ 4.22 แสดงการเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 แสดงการเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกทางด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง

ตารางที่ 4.9 แสดงค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกทางด้านหลังของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง

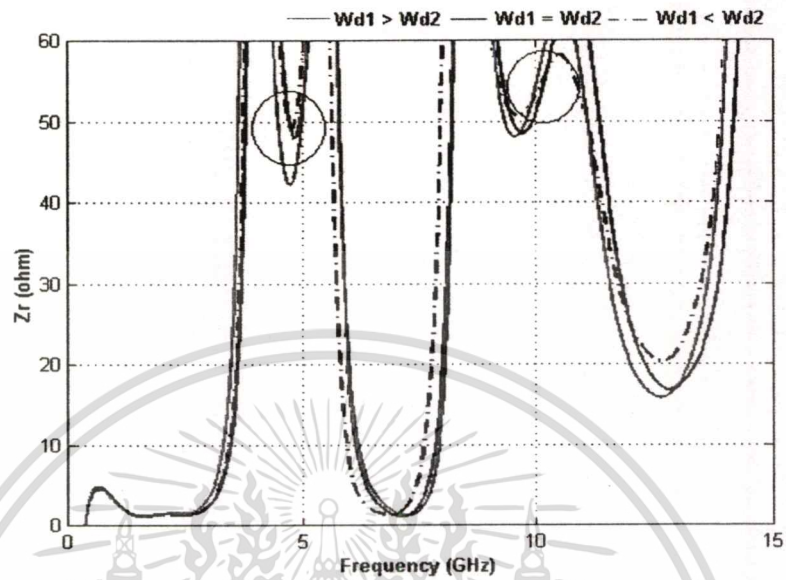
ขนาดของ W_{d1} และ W_{d2}	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (5 GHz)		ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (10 GHz)	
	Z_{real} (ohm)	Z_{image} (ohm)	Z_{real} (ohm)	Z_{image} (ohm)
	$W_{d1} > W_{d2}$	53.85	0.55	50.14
$W_{d1} = W_{d2}$	51.72	0.4	49.19	1.79
$W_{d1} < W_{d2}$	54.17	-15.82	57.84	-20.14

- การปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อวางองค์ประกอบพาราสิติกที่ด้านหลังของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ

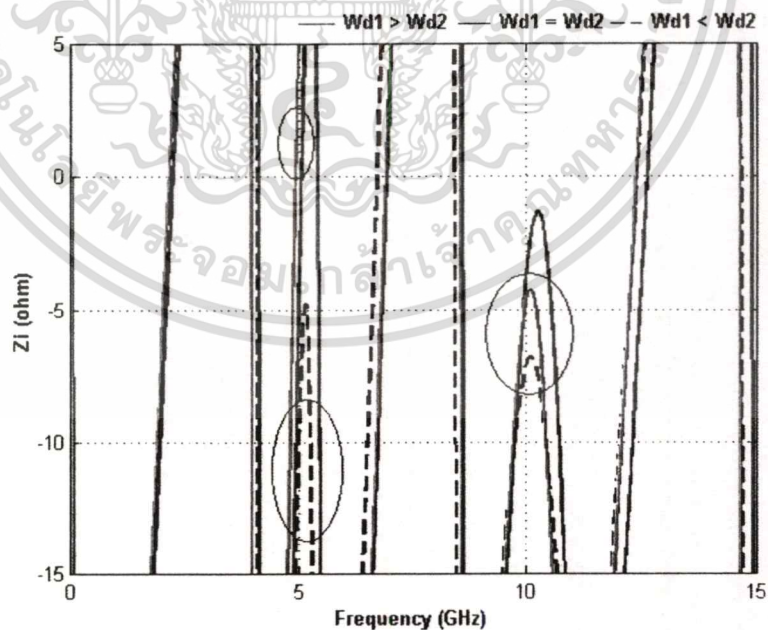
จากรูปที่ 4.24 และ 4.25 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการปรับความกว้างของสายอากาศไคโพลในขณะที่วางองค์ประกอบพาราสิติกไว้ที่ด้านหลังสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ เมื่อพิจารณาผลจากแบบจำลองโครงสร้างในการปรับความกว้างทั้งสามลักษณะจากตารางที่ 4.10 จะได้ว่าค่าความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์มีลักษณะคล้ายกับกรณีที่วางองค์ประกอบพาราสิติกไว้ที่สายอากาศที่มีผลตอบสนองความถี่สูง นั่นคือเมื่อปรับให้ W_{d1} กว้างกว่า W_{d2} จะมีสายอากาศเพียงตัวเดียวที่

เอกสารนี้มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ใกล้เคียง 50 โอห์ม ในขณะที่เมื่อปรับ W_{d1} แคบกว่า W_{d2} แม้ว่าค่าอินพุตไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งสองตัวจะใกล้เคียงกันแต่ก็ไม่ใกล้เคียง 50 โอห์ม ซึ่งจะได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ใกล้เคียงกันและมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม เมื่อปรับให้ขนาด W_{d1} เท่ากับ W_{d2}



รูปที่ 4.24 แสดงการเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกทางด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ



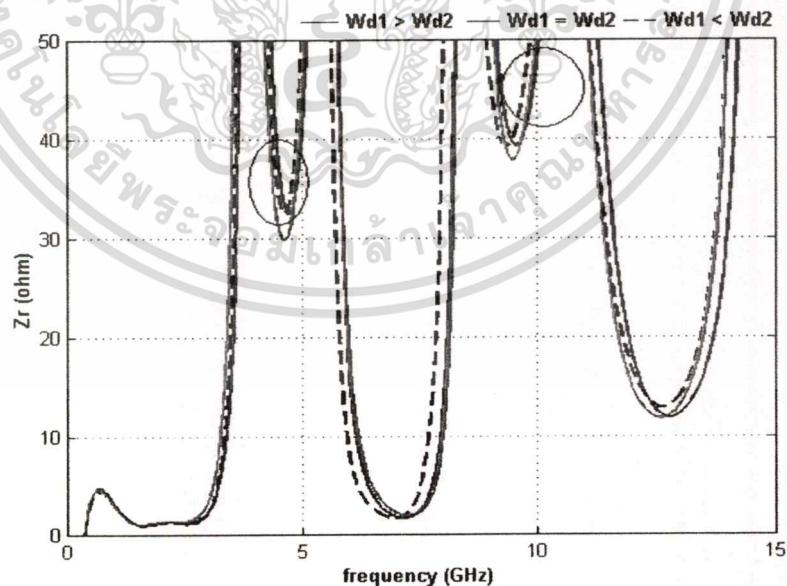
รูปที่ 4.25 แสดงการเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกทางด้านล่างของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.10 แสดงค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกวางด้านหลังของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ

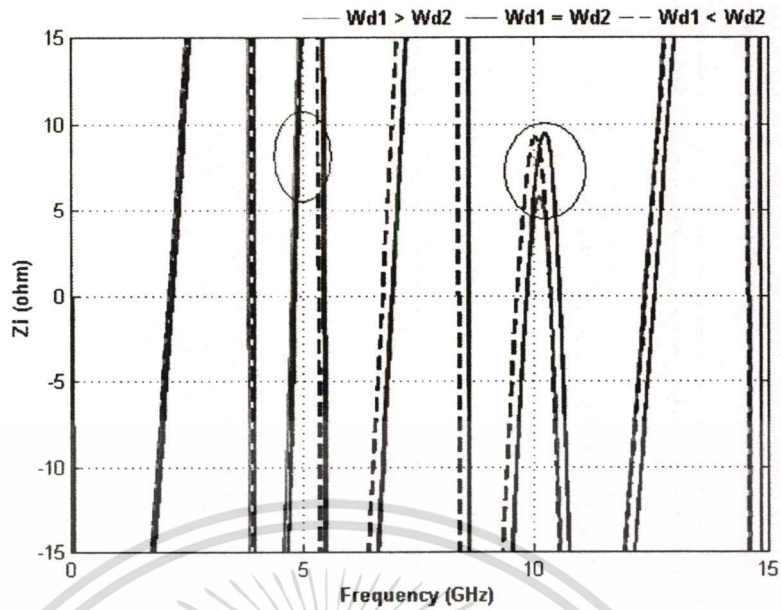
ขนาดของ W_{d1} และ W_{d2}	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (5 GHz)		ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (10 GHz)	
	Z_{real}	Z_{image}	Z_{real}	Z_{image}
	(ohm)	(ohm)	(ohm)	(ohm)
$W_{d1} > W_{d2}$	45.85	2.3	54.07	-4.6
$W_{d1} = W_{d2}$	49.84	-8.93	50.64	-4.04
$W_{d1} < W_{d2}$	53.5	-14.2	52.84	-7.2

- การปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อวางองค์ประกอบพาราสิติกที่สายอากาศทั้งสอง
ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการปรับความกว้างของสายอากาศโคโพลในขณะที่ยังวางองค์ประกอบพาราสิติกไว้ที่ด้านหลังของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำและความถี่สูง แสดงรูปที่ 4.26 และ 4.27 และตารางที่ 4.11 แสดงผลจากแบบจำลองโครงสร้างในการปรับความกว้างทั้งสามลักษณะ จะพบว่าค่าความเข้ากันได้อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศทั้งสามมีค่าไม่ไกลเกิน 50 โอห์ม



รูปที่ 4.26 การเปรียบเทียบ Z_{real} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกวางด้านหลังของสายอากาศทั้งสองความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 แสดงการเปรียบเทียบ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกทางด้านหลังของสายอากาศทั้งสองความถี่

ตารางที่ 4.11 แสดงค่า Z_{real} และ Z_{image} ของการปรับ W_{d1} และ W_{d2} เมื่อมีองค์ประกอบพาราสิติกทางด้านหลังของสายอากาศทั้งสองความถี่

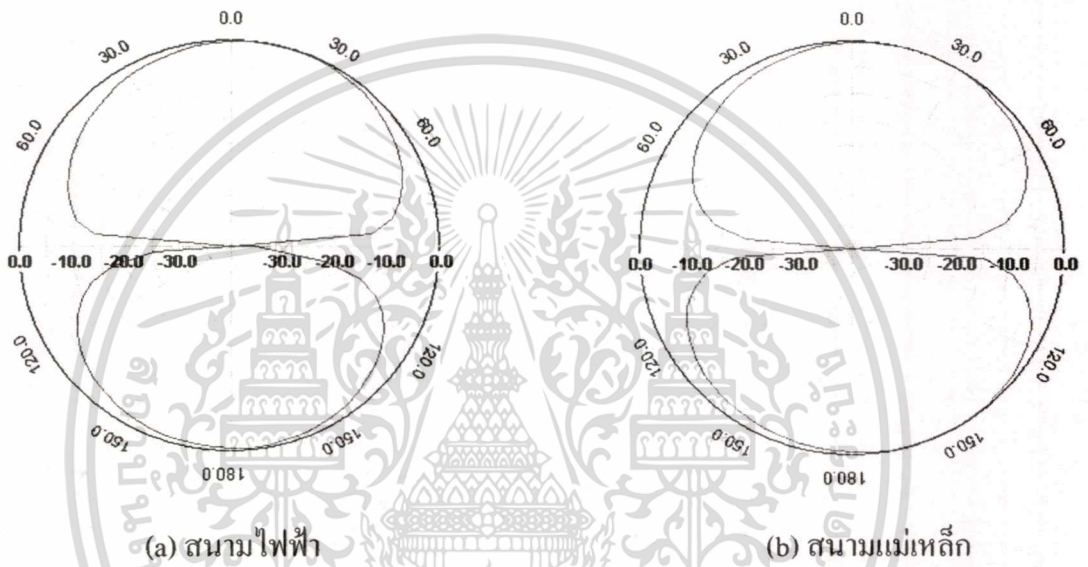
ขนาดของ W_{d1} และ W_{d2}	ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ (5 GHz)		ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง (10 GHz)	
	Z_{real} (ohm)	Z_{image} (ohm)	Z_{real} (ohm)	Z_{image} (ohm)
	$W_{d1} > W_{d2}$	34.59	10.45	48.98
$W_{d1} = W_{d2}$	40.59	7.33	47.71	2.41
$W_{d1} < W_{d2}$	39.79	6.7	46.16	9.05

จากตารางเปรียบเทียบผลการทดลองการปรับขนาดความกว้างของสายอากาศทั้ง 4 กรณีพบว่าค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ที่ได้จะมีค่าไม่แตกต่างกันมากนัก แต่การปรับให้ความกว้างของสายอากาศทั้งสองตัวมีขนาดเท่ากันจะได้ค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

เนื่องจากงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อมีการปรับปรุงคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ยังคงรูปร่างเดิมของสายอากาศเอาไว้ ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ได้จากการจำลองแบบโครงสร้างในแต่ละกรณี จึงมีลักษณะคล้ายคลึงกัน และจากการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ได้ในรูปที่ 4.28 และ 4.29 จะพบว่า มีแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกลเป็นแบบบรอดไซด์ คือมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าพุ่งออกในลักษณะตั้งฉากกับตัวสายอากาศ และมีทิศพุ่งออกในสองทิศทาง



รูปที่ 4.28 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศความถี่ต่ำ



รูปที่ 4.29 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กของสายอากาศความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนสิทธิ์ในชื่อเท่านั้น มิใช่ผู้ใดที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลแบบแผ่นที่ทำงานได้สองความถี่ และทำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้วยการใช้สายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS ที่มีการปรับความกว้างเป็นขั้นร่วมกับการเพิ่มองค์ประกอบพาราสิติก เนื่องจากในการออกแบบสายอากาศที่ทำงานในย่านความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่นั้น การปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์เป็นสิ่งที่ค่อนข้างยุ่งยาก ในการวิเคราะห์สายอากาศที่ได้ออกแบบนั้นได้ใช้วิธีเชิงตัวเลข FDTD มาช่วยในการคำนวณและวิเคราะห์ ซึ่งวิธีนี้เป็นวิธีหนึ่งที่ยืดหยุ่นและสะดวกในการแก้ปัญหาสมการเชิงอนุพันธ์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า รวมทั้งยังมีความง่ายในการวิเคราะห์โครงสร้างของสายอากาศที่มีรูปร่างซับซ้อนได้หลากหลายรูปแบบ สายอากาศที่ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์คุณลักษณะนั้นจะเป็นสายอากาศโคโพลที่มีความยาวต่างกันตามความถี่ที่ตอบสนองของแต่ละตัววางต่อกัน โดยเชื่อมด้วยแผ่นสตริปแคบ ๆ และป้อนสัญญาณด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS ที่มีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้วยการปรับขนาดความกว้างของแผ่นสตริป และจะพิจารณาการวางตำแหน่งขององค์ประกอบพาราสิติกเพื่อให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีที่สุด

สำหรับขั้นตอนในการวิเคราะห์สายอากาศไมโครสตริปโคโพลแบบแผ่นในวิทยานิพนธ์นี้จะวิเคราะห์หาความยาวเรโซแนนซ์ของสายอากาศ วิเคราะห์วิธีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ของสายอากาศ และวิเคราะห์ถึงคุณลักษณะบางตัวที่สำคัญของสายอากาศ ได้แก่ S_{11} พารามิเตอร์อินพุตอิมพีแดนซ์ และแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

5.1 สรุปผลการออกแบบและการวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศที่ได้ออกแบบ โดยใช้วิธีการแบบ FDTD โดยทำการจำลองโครงสร้างของสายอากาศและวิเคราะห์ด้วยคอมพิวเตอร์ และในการวิเคราะห์ได้เลือกใช้ Glass-bond mica เป็นวัสดุฐานรองที่มีความหนา 2.4 มิลลิเมตร มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกเท่ากับ 7.5 ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ คือ 5 GHz และ 10 GHz และให้มีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ 50 โอห์ม

ตารางที่ 5.1 คุณลักษณะการจำลองแบบโครงสร้างของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลความถี่เดียว

การจำลองแบบโครงสร้าง	f_r (GHz)	S_{11} (db)	Z_{in} (Ω)	VSWR	BW (%)
สายอากาศไมโครสตริปโคโพล 5 GHz	5.078	-30.44	$52.58 + j1.68$	1.062	21
สายอากาศไมโครสตริปโคโพล 10 GHz	9.97	-35.68	$48.38 + j0.09$	1.033	21.5

ตารางที่ 5.2 คุณลักษณะของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลที่มีการวางองค์ประกอบพาราสิติกในลักษณะต่าง ๆ กัน

การจำลองแบบโครงสร้าง	f_r (GHz)	S_{11} (db)	Z_{in} (Ω)	VSWR	BW (%)
สายอากาศไมโครสตริปโคโพล	$f_1 = 5.26$	-13.39	$64.07 - j19.13$	1.54	16.6
	$f_2 = 10.75$	-24.258	$49.79 - j6.64$	1.13	26.5
สายอากาศไมโครสตริปโคโพลที่มีพาราสิติก ณ ตำแหน่ง L_{d1}	$f_1 = 5.03$	-27.87	$54.07 - j1.04$	1.08	16
	$f_2 = 10.06$	-29.496	$52.31 - j2.53$	1.06	31
สายอากาศไมโครสตริปโคโพลที่มีพาราสิติก ณ ตำแหน่ง L_{d2}	$f_1 = 4.98$	-35.18	$51.72 + j0.41$	1.035	18
	$f_2 = 9.97$	-34.068	$49.19 + j1.79$	1.04	23.9
สายอากาศไมโครสตริปโคโพลที่มีพาราสิติก ณ ตำแหน่ง L_{d1} และ L_{d2}	$f_1 = 4.98$	-18.095	$39.78 + j4.57$	1.28	14.8
	$f_2 = 9.88$	-21.34	$43.45 + j4.64$	1.19	22.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 ค่าอิมพีแดนซ์ในกรณีต่าง ๆ

กรณี		ความถี่เรโซแนนซ์ด้านต่ำ		ความถี่เรโซแนนซ์ด้านสูง	
		Zreal (Ω)	Zimage (Ω)	Zreal (Ω)	Zimage (Ω)
กรณีที่ 1	$W_{d1} > W_{d2}$	54.41	-34.74	51.27	-8.707
	$W_{d1} = W_{d2}$	64.07	-19.13	49.79	-6.64
	$W_{d1} < W_{d2}$	52.21	-42.9	49.44	-7.24
กรณีที่ 2	$W_{d1} > W_{d2}$	53.85	0.55	50.14	-0.9
	$W_{d1} = W_{d2}$	51.72	0.4	49.19	1.79
	$W_{d1} < W_{d2}$	54.17	-15.82	57.84	-20.14
กรณีที่ 3	$W_{d1} > W_{d2}$	45.85	2.3	54.07	-4.6
	$W_{d1} = W_{d2}$	49.84	-8.93	50.64	-4.04
	$W_{d1} < W_{d2}$	53.5	-14.2	52.84	-7.2
กรณีที่ 4	$W_{d1} > W_{d2}$	34.59	10.45	48.98	3.3
	$W_{d1} = W_{d2}$	40.59	7.33	47.71	2.41
	$W_{d1} < W_{d2}$	39.79	6.7	46.16	9.05

โดยที่

กรณีที่ 1 คือ การปรับความกว้างของสายอากาศในกรณีที่สายอากาศไมโครสตริปโคโพลไม่มีองค์ประกอบพาราสิติก

กรณีที่ 2 คือ การปรับความกว้างของสายอากาศในกรณีที่สายอากาศไมโครสตริปโคโพล มีองค์ประกอบพาราสิติกวางอยู่ด้านหลังของวัสดุฐานรอง ณ ตำแหน่งสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูง

กรณีที่ 3 คือ การปรับความกว้างของสายอากาศในกรณีที่สายอากาศไมโครสตริปโคโพลมีองค์ประกอบพาราสิติกวางอยู่ด้านหลังของวัสดุฐานรอง ณ ตำแหน่งสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำ

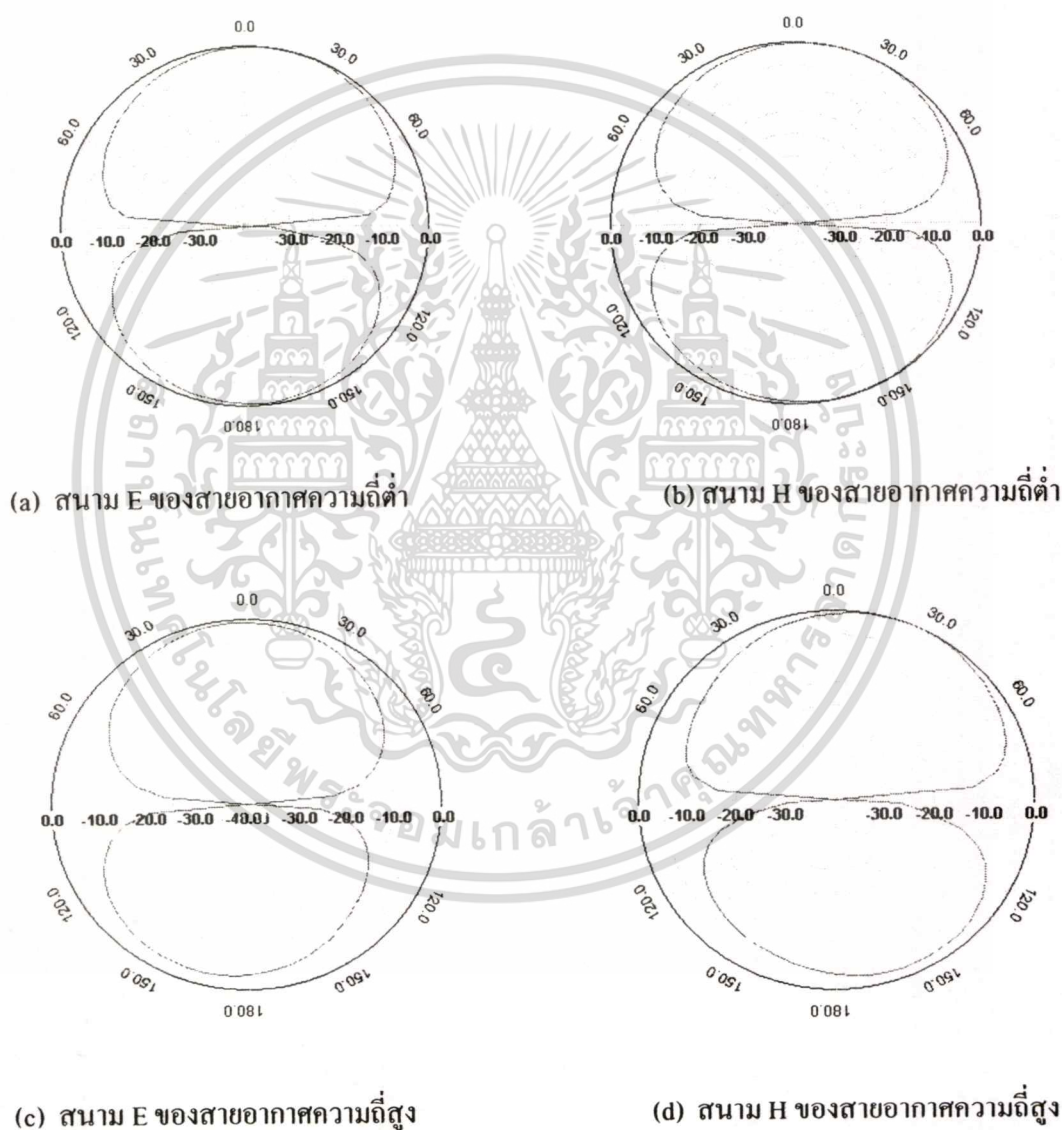
กรณีที่ 4 คือ การปรับความกว้างของสายอากาศในกรณีที่สายอากาศไมโครสตริปโคโพลมีองค์ประกอบพาราสิติกวางอยู่ด้านหลังของวัสดุฐานรอง ณ ตำแหน่งสายอากาศทั้งสองตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 5.2 จะเห็นว่าเมื่อทำการใส่องค์ประกอบพาราติคเข้าไปในสายอากาศแล้วจะช่วยให้คุณลักษณะต่าง ๆ ของสายอากาศโดยเฉพาะค่าคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์มีค่าดีขึ้น โดยการวางพาราติคไว้ที่ด้านหลังของสายอากาศเพียงตัวใดตัวหนึ่งจะให้ค่าคุณลักษณะที่ดีกว่าเมื่อวางไว้พร้อมกันสองตัวหรือไม่ใส่พาราติค เมื่อพิจารณาค่าในส่วนรีแอกแตนซ์ของอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศไดโพล 2 ความถี่ที่ไม่ได้ใส่พาราติค พบว่าจะแสดงลักษณะเป็นคาปาซิแตนซ์ ดังนั้นการวางแผนไมโครสตริปยาวเข้าไปด้านหลังของวัสดุฐานรอง ณ ตำแหน่งของสายอากาศเพียงตัวใดตัวหนึ่งจึงเป็นเสมือนการใส่อินดักแตนซ์เข้าไปเพื่อชดเชยขงจร ทำให้มีการเหนี่ยวนำและเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างแผ่นไมโครสตริปที่วางขนานกันผ่านวัสดุฐานรอง เป็นการช่วยให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ระหว่างสายส่งสัญญาณและสายอากาศดีขึ้น นั่นคือทำให้ส่วนรีแอกแตนซ์มีค่าเข้าใกล้ศูนย์ และส่วนรีซิสแตนซ์มีค่าเข้าใกล้ 50 โอห์ม ซึ่งเป็นขนาดของอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้ออกแบบไว้ แต่การวางแผนไมโครสตริปด้านหลังวัสดุฐานรองบริเวณที่มีสายอากาศทั้งสองตัวกลับให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ไม่ดี เนื่องจากแผ่นสตริปยาวทั้งสองแผ่นต่างทำหน้าที่เป็นอินดักแตนซ์ ดังนั้นเมื่อนำมาวางใกล้ ๆ กัน จึงเกิดเป็นคุณสมบัติของอินดักแตนซ์มากกว่าคาปาซิแตนซ์ ทำให้คุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ที่ได้มีส่วนรีแอกแตนซ์ที่แสดงค่าเป็นอินดักแตนซ์ขึ้น และหลังจากนั้นเมื่อนำไปปรับขนาดความกว้างของสายอากาศตามตารางที่ 5.3 เพื่อทำการแมตช์อิมพีแดนซ์ให้ดียิ่งขึ้นจะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้มีค่าใกล้ 50 โอห์มมากขึ้น โดยเมื่อปรับให้ความกว้างสายอากาศมีขนาดเท่ากันจะช่วยให้ค่าอิมพีแดนซ์ของสายอากาศดีกว่าเมื่อปรับขนาดไม่เท่ากัน แต่เมื่อเทียบกับการเพิ่มองค์ประกอบพาราติคแล้ว จะเห็นว่า การปรับขนาดความกว้างถือว่าไม่มีผลน้อยมาก นอกจากนี้เมื่อทำการพิจารณาแบนด์วิดท์ของสายอากาศในกรณีต่าง ๆ เปรียบเทียบกับแบนด์วิดท์ที่ได้จากสายอากาศความถี่เดียวในตารางที่ 5.1 แล้ว จะพบว่าสายอากาศไดโพลที่ความถี่เดียวจะมีแบนด์วิดท์ใกล้เคียงกันแม้ว่าจะพิจารณาที่ความถี่ต่างกันก็ตาม แต่สายอากาศไดโพลที่ทำงานได้สองความถี่กลับมีแบนด์วิดท์ของสายอากาศแต่ละตัวค่อนข้างต่างกัน โดยสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูงจะมีขนาดแบนด์วิดท์กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำไม่ว่าจะมีการใส่พาราติคหรือไม่ก็ตาม ซึ่งเกิดจากการวางตัวของสายอากาศที่ทำงานได้ในสองความถี่มีการวางตัวคล้ายกับสายอากาศแบบแถวลำดับ จึงทำให้แบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่ต่ำซึ่งวางอยู่ระหว่างสายส่งสัญญาณและสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูงถูกบีบทำให้มีขนาดเล็กกว่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศที่ตอบสนองความถี่สูงซึ่งวางอยู่ด้านนอก

แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

เนื่องจากงานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดขึ้นเมื่อมีการปรับปรุงคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ของสายอากาศ โดยที่ยังคงรูปร่างเดิมของสายอากาศเอาไว้ ดังนั้นแบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลที่ได้จากการจำลองแบบโครงสร้างในแต่ละกรณี จึงมีลักษณะคล้ายคลึงกัน และจากการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่พลังงานของสายอากาศที่ได้ในรูปที่ 5.1 จะพบว่า มีแบบรูปการแผ่พลังงานของสนามระยะไกลเป็นแบบบรอดไซด์ คือมีสนามแม่เหล็กไฟฟ้าพุ่งออกในลักษณะตั้งฉากกับตัวสายอากาศ และมีทิศพุ่งออกในสองทิศทาง



รูปที่ 5.1 แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการพัฒนา

จากบทสรุปที่ผ่านมาจะเห็นได้ว่ารูปร่างของสายอากาศไมโครสตริปโคโพลที่ได้ออกแบบให้ทำงานได้สองความถี่ และมีการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ด้วยสายส่งสัญญาณไมโครสตริป CPS ที่มีขนาดความกว้างไม่ต่อเนื่องร่วมกับการวางองค์ประกอบพาราสิติก จะให้ผลการทดลองที่ดีคือ มีการแผ่กระจายคลื่นตามความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ และมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดี จึงมีความเป็นไปได้ที่จะออกแบบสายอากาศที่หลากหลายความถี่โดยมีการทำแมตซ์อิมพีแดนซ์ในลักษณะเช่นนี้ แต่ปัญหาของการออกแบบนี้ก็คือ แบบรูปการแผ่พลังงานสนามระยะไกลนั้นมีอัตราการขยายกำลังค่อนข้างต่ำ ทำให้ส่งสัญญาณได้ไม่ไกลเท่าที่ควร ซึ่งควรจะมีการศึกษาปัญหาต่อไปในอนาคต โดยการหาวิธีปรับให้สายอากาศมีอัตราการขยายกำลังที่มากกว่านี้ และนำการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ในลักษณะนี้ไปทดลองใช้กับสายอากาศที่มีรูปร่างอื่น ๆ เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการใช้งานต่อไป

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยหวังว่าข้อมูลที่ได้จากการวิเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐานที่จะนำไปช่วยในการศึกษาวิจัยและพัฒนาสายอากาศไมโครสตริปแบบโคโพลที่ทำงานได้หลายย่านความถี่ และวิธีการปรับแมตซ์อิมพีแดนซ์ เพื่อที่จะเป็นแนวทางในการนำสายอากาศไมโครสตริปไปประยุกต์ใช้กับงานที่ต้องการต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.W. Chiu. "Equivalent circuit parameters of coplanar stripline discontinuities," IEEE Proc.-Microw. Antennas Propaga., Vol. 149, No.1, 2002, pp. 11-16
- [2] นรินทร์ คำประเสริฐ. วิศวกรรมแม่เหล็กไฟฟ้าและวิศวกรรมไมโครเวฟ เล่ม 3. กรุงเทพฯ ฯ ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ. 2545
- [3] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon. **Microstrip Antenna Handbook.** Boston : Artech House. 2000
- [4] S. Gao, J. Li. "FDTD ANALYSIS OF A SIZE-REDUCED,DUAL-FREQUENCY PATH ANTENNA" Progress In Electromagnetics Research, PIER 23, 1999, pp. 59-77
- [5] Yongxi Qian, Tatsuo Itoh. **FDTD Analysis and Design of Microwave Circuits and antennas Software and Applications.** Tokyo : Realize Inc.1999.
- [6] Allen Taflove. **Advances in Computational Electrodynamics The Finite - Difference Time-Domain Method.** London : Artech House. Inc. 1998
- [7] Tatsuo Itoh, Bijan Houshmand. **Time -- Domain Methods for Microwave Structures.** New York : The Institute of Electrical and Electronics Engineers. Inc. 1998
- [8] K. Goverdhanam, R. N. Simona ,Linda P. B. Katehi. "Coplanar Stripline Components for High-Frequency Applications," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No.10, 1997, pp. 1725-1729
- [8] Engquist, B., and A. Majda, "Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves," Mathematics of Computation, vol. 31, 1997, pp. 629-651
- [9] บัณฑิต โรจน์อารยานนท์. วิศวกรรมไมโครเวฟ. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2539.
- [10] R. N. Simon, N. I. Dib, Linda P. B. Katehi. "Modeling of Coplanar Stripline Discontinuities," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No.5, 1996, pp. 711-716
- [11] Fubini, E. G., J.A. McDonough, and R. Malech. "Strip Line Radiators. "IRE Trans., Vol. MTT-3, Mar. 1995, pp. 157-162
- [12] Allen Taflove. **Computational Electrodynamics The Finite – Differential Time Domain Method.** London : Artech House. Inc. 1995

- [13] Fred Gardiol. **Microstrip Circuits**. United States of America : John Wiley & Sons. Inc. 1994.
- [14] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. **The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics**. United States : CRC Press, Inc. 1993.
- [15] Terry Edwards. **Foundations for Microstrip Circuit Design**. Great Britain : John Wiley & Sons. Inc. 1992
- [16] บัณฑิต วิจารณ์อารยานนท์. **วิศวกรรมสายอากาศ**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2534.
- [17] DAVID M. POZAR, "Microstrip Antenna," *Proceeding of the IEEE*, VOL 80, NO. 1, 1992 pp. 79-90
- [18] Guo Dacheng. "A Compact Step Impedance Stripline Bandpass Filter," *China 1991 International Conference on Circuits and System*, 1991, China, pp. 960-963
- [19] Mur, G., "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetics field equations," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 23, 1981, pp. 377-382.
- [20] Wolfgang Menzel, Ingo Wolff. "A Method for Calculating the Frequency-Dependent Properties of Microstrip Discontinuities," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-25, No.2, 1977, pp. 107-112
- [21] V. Nalbandain, W. Steenaart. "Discontinuities in Symmetric Striplines Due to Impedance Steps and Their Compensations," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-20, No.9, 1972, pp. 573-578
- [22] Garg, R., Bahl, I.J. "Characteristic of couple microstrip lines," *IEE Trans*, MTT-27, NO.7, 1979, pp. 700-705
- [23] Akhtarzad, S., Rowbotham, T.R, Jones, P.B. "The design of couple microstrip lines," *IEEE Trans*, MTT-23, NO.6, 1975, pp. 486-492
- [24] Bryant, T. G., Weiss. "Parameter of microstrip transmission lines and of couple pairs of microstrip lines," *IEE Trans*, MTT-16, NO.12, 1968, pp. 1021-1027
- [25] K.S.Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-14, pp. 302 - 307, May 1966
- [26] Oliner, A.A. "The Radiation Conductance of a Series in Strip Transmission Line," *IRE National Conv. Rec.*, Vol. 2, Part 8, 1954, pp. 89-99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [27] V. P. Meschanov, I. A. Rasukova, V.D. Tupikin."Stepped Transformer on TEM-Transmission Lines," IEEE Trans, Vol 44, No.6, 1996, pp. 793-797
- [28] Henry J. Riblet."A General Theorem on an Optimum Stepped Impedance Transformer," IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1959, pp. 169-170
- [29] Dahlel, J. S. and K.F. Lee."Theory and Experiment on Microstrip Antennas with Airgap," IEE Proc, Vol. 132, Pt. H, 1985, pp. 455-460



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] M. Tangjitjesada, N. Anantrasirichai, T. Wakabayachi “Improved Impedance Matching of Dual-Frequency Microstrip Printed-Dipole Antenna with Conductor Back” ICCAS2003, October 22-25, Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea pp. 1668-1671

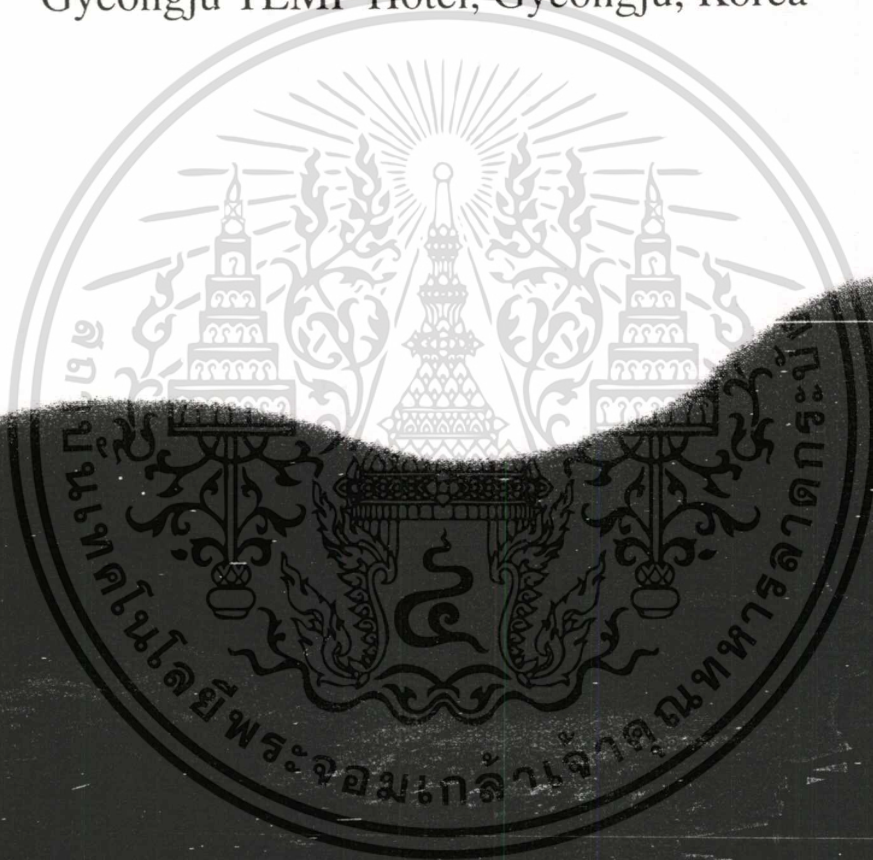


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICCAS 2003 International Conference on Control, Automation and Systems

October, 22 ~ 25, 2003

Gyeongju TEMF Hotel, Gyeongju, Korea



Improved Impedance Matching of Dual-Frequency Microstrip Printed-Dipole Antenna with Conductor Back

M. Tangjitjesada*, 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

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

Abstract: A novel dual-frequency microstrip printed-dipole antenna operating at 5 GHz and 10 GHz is presented. This antenna is designed for wireless and mobile communication. The balance step coplanar strip is used to be a transmission line at the center of dipole with matching impedance at 50 ohm. Using the conductor plate align on the other side of antenna and adjust the width of step coplanar strip line to improved input impedance matching. By modification for matching impedance of dual frequency antenna are not affected to the radiation patterns. The Finite Difference Time Domain (FDTD) technique is applying to analyze the basic characteristic properties such as S_{11} , input impedance, VSWR and radiation patterns. And these parameters are discussed. The analyze problem space are $51 \times 197 \times 175$ cells and cell dimension are $\Delta x = 0.3$ mm and $\Delta y = \Delta z = 0.15$ mm.

Keywords: microstrip, dipole, antenna, dual-frequency, matching, FDTD

1. INTRODUCTION

Over the past decade microstrip antenna are very useful because of their advantages over the conventional antennas such as light weight, low cost and low profile. One of its well-known is printed-dipole antenna. Their attractive elements owing to desirable properties such as small size, linear polarization, higher input resistance (easier to match) and attain significant bandwidth. The choice of feed line is very important in the microstrip dipoles and should be include in the analysis. Coplanar strip (CPS) line is an attractive uniplanar transmission line for solid-state device integration. It comprises two adjacent conductive strips on one face of a dielectric substrate. Its useful in printed dipole antenna because of their properly structure and feeding characteristic are satisfaction.

2. ANALYTICAL METHOD

The Finite Difference Time Domain (FDTD) technique was used to analyze this antenna. A novel numerical algorithm was presented by K.S Yee. FDTD method is very useful in analytical the complex antenna, high-frequency circuit and wireless application system. Due to its advantages like extreme simplicity, flexibility, reduce the computation time compare with frequency-domain technique and can applying to all types of electromagnetic problems from simple structure to complicated structure. This method solve electromagnetic problem in time domain. It divides the problem space into small rectangular cells call 'Yee cell'. The properly time step (Δt) that relative to the space increments (Δx , Δy and Δz) is required to derive the Maxwell's equation. To ensure the numerical stability of the leap-frog algorithm. The following equation show the time step expression.

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

Where c is the light velocity and Δx , Δy , Δz are cell dimension. The analysis problem space of $51 \times 197 \times 175$ cells with the cell dimension are $\Delta x = 0.3$ mm and $\Delta y = \Delta z = 0.15$ mm.

3. ANTENNA GEOMETRY

3.1 Antenna design

This paper presents a new dual-frequency microstrip printed-dipole antenna shown in Fig 1. Glass bonded-mica was used as a substrate with a dielectric constant and thickness of 7.5 and 2.4 mm, respectively. By use the FDTD software to simulate electromagnetic problem. The basic characteristics are discussed.

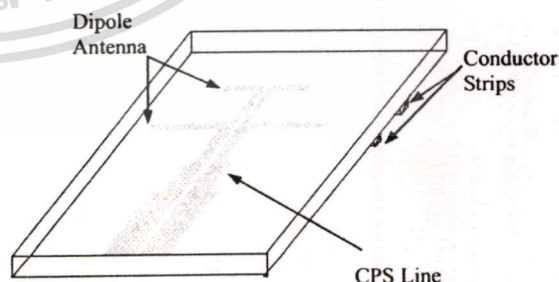


Fig 1. Antenna Structure

The layer thickness is a thin plate compare with the wavelength of the design dual-frequency (5 GHz and 10 GHz). An antenna consisting of two differential wavelengths dipole parallel strip aligned on the surface of substrate. The step coplanar strip line is used to be a feed line at the center of half wavelength dipole on the same plane. The dipole antennas are designed for dual frequency at 5 GHz and 10 GHz. Each dipole antenna independent according to their operating frequency with 50 ohm input impedance. The short dipole is designed for 10 GHz and the long dipole is designed for 5 GHz. Both dipoles are long approximate to half wavelength of their frequency. The length of antenna can define from following equations, eqs. (2)~(3).

$$\lambda_g \approx \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2)$$

where

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

where

- f is a design frequency
- λ_g is a design frequency wavelength
- ϵ_{eff} is an effective permittivity
- ϵ_r is a relative permittivity

The pulse signal source, Gaussian pulse, was used to excite along the feed line at input port of the circuit. The input voltage $v(t)$ of signal source can express as eq. (4)

$$v(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} \quad (4)$$

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

When operating, current flow along CPS line and flow to long dipole and short dipole, respectively and induces the radiation. Hence, careful design of the distance between long and short dipole is required to avoid the current coupling. And improved the matching impedance by align conductor strip on the other side of substrate at the antenna located and adjust the properly width of CPS line.

3.2 Antenna configuration

Fig 2. show the configuration of the proposed dual-frequency microstrip printed-dipole antenna with conductor back fed by step CPS line. This antenna is printed on a substrate of thickness $h=2.4$ mm and relative permittivity, $\epsilon_r = 7.5$. The configurations of antenna are as follows;

- The length of long dipole (L_1) = $0.49 \lambda_g$ of 5 GHz (f_1)
- The length of short dipole (L_2) = $0.45 \lambda_g$ of 10GHz (f_2)
- The width of long dipole (w_1) = 0.45 mm

- The width of short dipole (w_2) = 0.6 mm
- The distance of step CPS line d_1 = $0.25 \lambda_g$ of f_1
- The distance of step CPS line d_2 = $0.125 \lambda_g$ of f_1
- The distance of step CPS line d_3 = $0.125 \lambda_g$ of f_1
- The distance of step CPS line d_4 = $0.125 \lambda_g$ of f_2
- The width of step CPS line w_3 = 1.5 mm
- The width of step CPS line w_4 = 1.2 mm
- The width of step CPS line w_5 = adjust
- The width of step CPS line w_6 = adjust
- The gap (g) between dipole legs = 0.15 mm

And the width of conductor strip that align on the other side of design dual-frequency (5 GHz and 10 GHz) is equal to the width of antenna at their located.

(3)

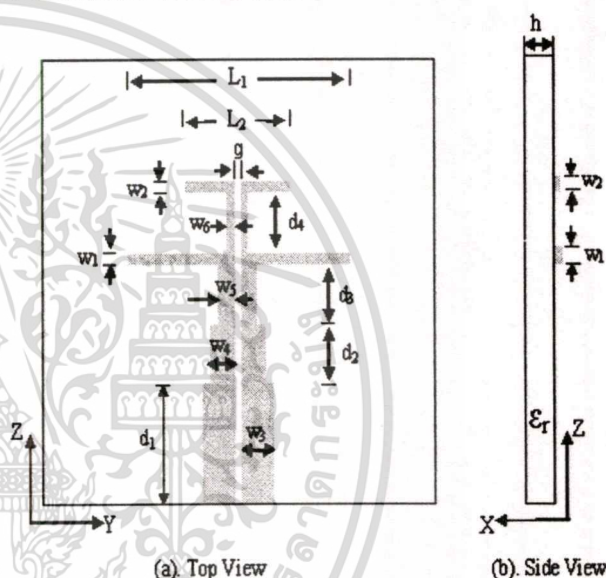


Fig 2. Antenna Configuration

3.3 Simulation

The antenna was designed for two frequencies at 5 and 10 GHz. And the conductor strip is used to improve matching impedance by aligned at the backside of antenna plane. After that the width of CPS line (w_5 or w_6) is adjusted for the best matching impedance of two frequencies. By FDTD software program the antenna was tried to simulate in 4 cases.

- I. Antenna has not conductor located at backside.
- II. Conductor strip located at the backside of long antenna.
- III. Conductor strip located at the backside of short antenna.
- IV. Conductor strip located at the backside of both antennas.

And the basic characteristic results are discussed.

4. SIMULATION RESULTS

The basic characteristic results from FDTD simulation are shown in table 1. And discussed in the below section.

Table 1. The basic characteristics of printed-dipole antenna.

characteristics		S_{11} (dB)	Z_r (Ω)	Z_i (Ω)	VSWR
CASE I	$f_1 = 5.07$	-13.39	74.72	-10.31	1.54
	$f_2 = 10.06$	-24.26	56.51	0.296	1.13
CASE II	$f_1 = 5.03$	-27.87	54.07	-1.04	1.08
	$f_2 = 10.06$	-29.56	52.31	-2.53	1.06
CASE III	$f_1 = 4.98$	-35.18	51.72	0.41	1.035
	$f_2 = 9.97$	-34.07	49.19	1.799	1.04
CASE IV	$f_1 = 5.03$	-19.38	41.29	4.55	1.24
	$f_2 = 9.97$	-24.39	44.93	2.67	1.13

4.1 Return Loss (S_{11})

The return losses of the dual-frequencies microstrip printed-dipole antenna are depicted in Fig 3. and Fig 4. And the results are shown in table 1. Fig 3. shown the S_{11} parameters compare between the antenna without conductor strip at backside and the antenna with conductor strips at backside of both antennas place. The results of S_{11} parameters of the antenna with conductors back are better than the other case. In case IV, the conductor strips at the backside should be improved the impedance matching and for the better result the width of CPS line (w_5 and w_6) was adjusted. The figure below shown the distinguish result between case I and case IV at f_1 , the S_{11} of case IV was down more than case I clearly, but their are not at f_2 the S_{11} of two case are close to -25 dB. Even though the results are improved but it's not good enough.

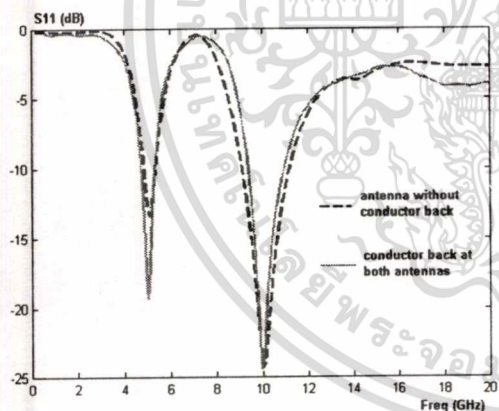


Fig 3. Return Losses compare with cases I and case IV

To consider in case of antenna with conductor located at backside for case II and III show in Fig 4. Case II, when located the conductor strip at the backside of long dipole place. The return loss of high frequency (10 GHz, L_2) was down more than the return loss of low frequency (5 GHz, L_1). By adjust the properly width of CPS line (w_5) the return loss of low frequency was improved. On the contrary, in case III, when located the conductor strip at the backside of short dipole place. The return loss of low frequency was down more than the other one and improve the return loss of high frequency by adjust the properly width of CPS line (w_6).

From the simulation results in case of conductor located at backside of antenna and compare them. The S_{11} parameters of

case III has received the best result and the values between f_1 and f_2 are nearly to -35 dB. So the next section should be shown only detail in case III.

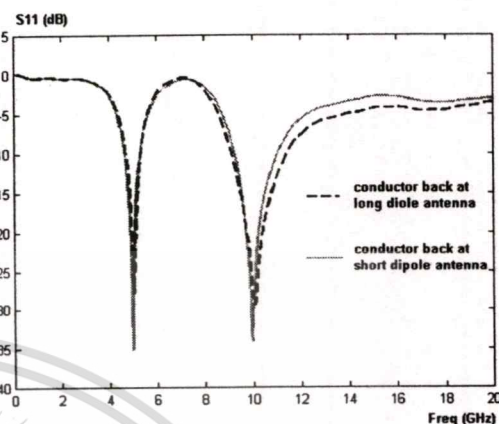


Fig 4. Return Losses compare with cases II and case III

4.2 Input Impedance (Z_{in})

The input impedance is one of the most significant characteristics. It relative with the S_{11} parameter for the less reflected wave the impedance should be matched. The input impedance at input port must be matched with source and load because of the impedance value change along feed line. So the matching impedance is necessary for design antenna.

From table 1. the best of input impedances of two frequencies are occurred at case III shown in fig 5. The input impedance of f_1 and f_2 in real and imaginary parts are 51.72, 0.41 Ω and 49.19, 1.799 Ω , respectively. Which they close to 50 Ω for real part and close to 0 Ω for imaginary part at the resonance frequency.

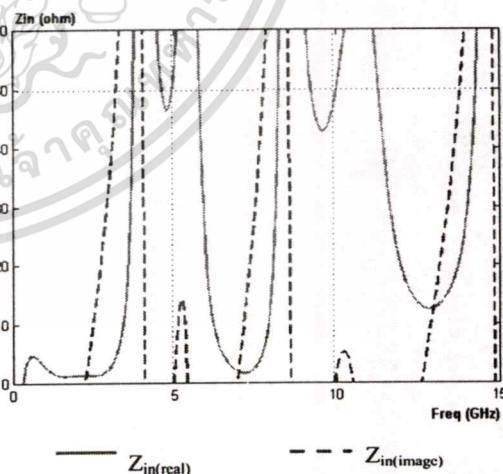


Fig 5. The input impedance

4.3 VSWR

VSWR characteristic show the antenna performance that relative with reflected wave. The VSWR, denoted by ρ , can define by the ratio between the maximum voltage V_{\max} and the minimum voltage V_{\min} as eq. (5).

$$\rho = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (5)$$

Where Γ is the reflection coefficient and it defined according to the following equation:

$$\Gamma = \frac{Z_i - Z_o}{Z_i + Z_o} \quad (6)$$

Where Z_i is input impedance

Z_o is characteristic impedance

From table 1. The best of VSWR characteristic is in case III shown in Fig 6. These figure shown the nearly values of VSWR between f_1 and f_2 are 1.035 with 12.8% bandwidth and 1.04 with 18.29% bandwidth, respectively. These values are in the maximum mismatch value to be expected for standard communication system.

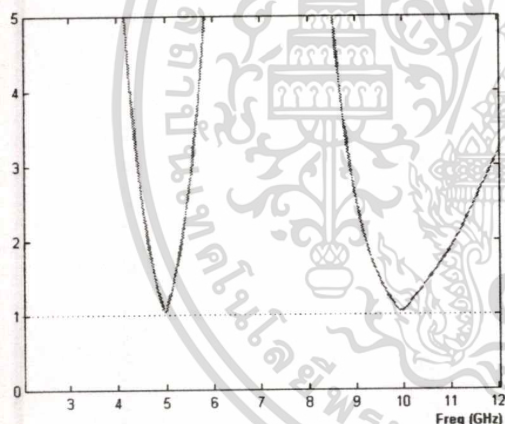


Fig 6. VSWR of the antenna in case III

4.4 Radiation Patterns

The radiation patterns should be affected from the modify design antenna for matching impedance of dual frequency antenna but it not significant. The antenna radiation patterns at dual-frequency are shown in fig 7. and 8, respectively. A center-fed coplanar strip dipole radiate wave propagation in forward directional from center of antenna and cross polarization is very low. Fig 7. shown the radiation patterns on electric field of two frequencies are likeness and their shape are base on ordinary shape of dipole pattern. Fig 8. shown the radiation patterns on magnetic field of two frequencies. The shape of low frequency is similar to the ordinary shape. But the shape of high frequency should be some affected from the strip of long dipole so its pattern is not omni.

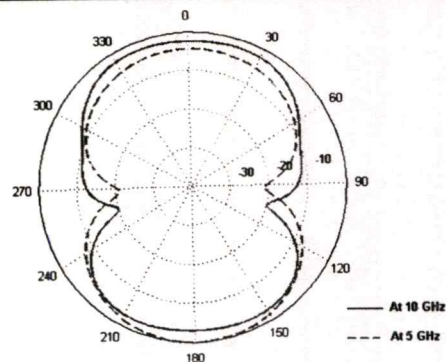


Fig 7. Radiation Patterns on electric field

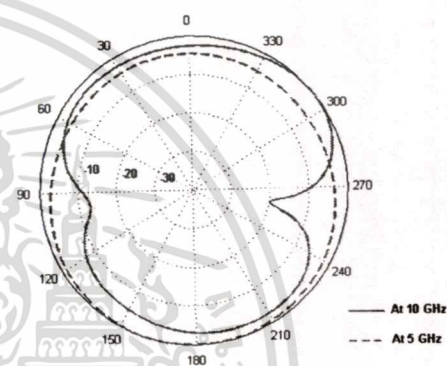


Fig 8. Radiation Patterns on magnetic field

5. CONCLUSION

A novel microstrip antenna has been proposed to operate at dual frequencies. The microstrip is a single layer printed-dipole antenna fed by coplanar strip line. Improve matching impedance with conductor at backside of the dipole antenna and adjust the width of CPS line.

REFERENCES

- [1] Yongxi Q, Tatsuo I, *FDTD Analysis and Design of Microwave Circuit and Antenna*, Realize Inc, Tokyo, Japan, 1999
- [2] Tilley, K., Wu.X.D., and chang,K., "Coplanar waveguide fed coplanar strip dipole antenna," *Electron Lett*, 30,(3), pp. 176-177.
- [3] Young-Ho Suh and Kai Chang, "Low cost microstrip-fed dual frequency printed dipole antenna for wireless communications," *Electron Lett*,
- [4] Ramesh G, Prakash B, Inder B., and Apisak T, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, Norwood, MA, 2001
- [5] Tilley, K, Xiao-Dong Wu, Kai Chang, "Dual frequency coplanar strip dipole antenna," *Antennas and propagation Society International Symposium, AP-S. Digest, Volume: 2, 20-24 June 1994 Page(s): 928 -931 vol.2, 1994*

ประวัติผู้เขียน

นางสาว มาลียา ตั้งจิตเจษฎา เกิดเมื่อวันที่ 26 กรกฎาคม 2515 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ปีการศึกษา 2539 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษา (วิทย์-คณิต) จากโรงเรียนสุรนารีวิทยา อำเภอเมือง จังหวัดนครราชสีมา ปีการศึกษา 2534

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

1. N. Anantrasirichai, M. Tangjitjesada and T. Wakabayashi. " FDTD Analysis Effective of Printed Dipole Antenna", (IC-SEC)2002, December 3-5, pp 255-258



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้