

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์เชิงตัวเลขของสายอากาศแถวลำดับแผ่น
แบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริป

NUMERICAL ANALYSIS OF MICROSTRIP PATCH ANTENNA ARRAY
USING COUPLED MICROSTRIP LINE



ฉัตรพล สุทธิพันธ์
NATTAPON SUTTINON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 39754

วัน, เดือน, ปี 2 1 ส.ย. 2544

ISBN 974-648-200-9

b.....
i.....

สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**NUMERICAL ANALYSIS OF MICROSTRIP PATCH ANTENNA ARRAY
USING COUPLED MICROSTRIP LINE**



**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**

2001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN 974-648-200-9



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์เชิงตัวเลขของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริป
นักศึกษา	นายณัฐพล สุทธิพันธ์
รหัสประจำตัว	40061021
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ประกิจ ตั้งติสานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการศึกษาและวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปขนาด 3 องค์ประกอบ ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศแถวลำดับนั้นถูกเชื่อมต่อกับสายไมโครสตริป สำหรับการวิเคราะห์ได้ทำการวิเคราะห์ทางโดเมนเวลาด้วยวิธี FDTD (Finite Difference Time Domain Method) โดยใช้เทคนิคการแบ่งกริดให้มีขนาดไม่คงที่ เพื่อให้ใช้เวลาและหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ในการคำนวณน้อยลงเมื่อเทียบกับการแบ่งกริดแบบที่มีขนาดคงที่ ขั้นตอนในการวิเคราะห์ประกอบไปด้วยการวิเคราะห์คุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริป ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของการวางตำแหน่งและความยาวของสายไมโครสตริปกับคุณลักษณะการเชื่อมต่อ จากนั้นเป็นการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปขนาด 3 องค์ประกอบ ทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz ที่ใช้การเชื่อมต่อกับสายไมโครสตริป และมีวงจรถายความถี่สูงย่านไมโครเวฟชุดเซตสัญญาณในการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ โดยจะทำการวิเคราะห์แยกส่วนไปจนถึงโครงสร้างสมบูรณ์ ผลที่ได้จากการวิเคราะห์จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดของสายอากาศที่ได้ทำการสร้างจริง เพื่อแสดงให้เห็นถึงความถูกต้องของผลการวิเคราะห์ ซึ่งได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ครบถ้วนแล้ว วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นข้อมูลพื้นฐานที่จะนำไปวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีรูปแบบต่างๆ และสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีจำนวนองค์ประกอบของสายอากาศมากขึ้น ได้อย่างสะดวกรวดเร็วและมีความแม่นยำสูง

Thesis Title	Numerical Analysis of Microstrip Patch Antenna Array using Coupled Microstrip Line
Student	Mr. Nattapon Suttinon
Student ID.	40061021
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Prakit Tangtisanon

ABSTRACT

This thesis presents numerical analysis of the 3 elements microstrip patch antenna array using coupled microstrip line between each element. The FDTD method using nonuniform grid size which can be reduced demand on computer's resources and calculation time is used for this analysis. The content included of an analysis of coupling characteristics between microstrip patch antenna and microstrip line. It is shown the relationship between position and length of microstrip line and coupling characteristics. The 3 elements of 1.8 GHz microstrip patch antenna array which using coupled microstrip line and microwave high frequency amplifier circuit for compensate the signal amplitude between antenna elements is analyzed in part and full structure. The numerical results and measured results from prototype antenna are compared to show the analysis accuracy. This thesis will be the fundamental information that is convenient, quick and accurate for supporting vary shapes of microstrip patch antenna analysis and higher element number of microstrip patch antenna array analysis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงลงด้วยดีเนื่องจากความร่วมมือและความช่วยเหลือจากบุคคลผู้มีพระคุณหลายท่านด้วยกัน ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ประกิจ ตั้งศิ-
सानนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา และอาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์ เป็นอย่างสูง ที่ได้ช่วยกรุณาฝึกฝน และ
ให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางในการทำการวิจัยตลอดเวลาที่ผู้เขียนทำงานวิจัยมาโดยตลอด รวมทั้งได้
ช่วยตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ มนต์ชัย แซ่มซ้อย และ อาจารย์ พิษณุ สุพรรณกุล ที่ให้คำปรึกษา
แนะนำเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีสำคัญที่เกี่ยวข้องในการทำวิจัย ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นประโยชน์
อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และช่วยให้ผู้เขียนสามารถทำงานวิจัยได้จนสำเร็จลุล่วงในที่สุด

ขอกราบขอบพระคุณ บิคาและมารดา ที่ช่วยเหลือและเป็นกำลังใจอันยิ่งใหญ่ในการศึกษา
ให้กับผู้เขียน มาโดยตลอด

ขอขอบคุณพี่น้องในห้องวิจัย Microwave communication laboratory ที่ช่วยเหลือให้คำ
แนะนำ ให้กำลังใจ และช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนสำเร็จสมบูรณ์

ณัฐพล สุทธินนท์.

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
สัญลักษณ์.....	XII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 สาขาอากาศไมโครสตริป.....	4
2.1 กล่าวนำ	4
2.2 คุณลักษณะทั่วไปและโครงสร้างของสาขาอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป.....	4
2.3 วิธีการป้อนสัญญาณและการแผ่กระจายคลื่น.....	6
2.4 สาขาอากาศไมโครสตริปแบบแถวลำดับ.....	10
2.5 สรุป.....	14
บทที่ 3 วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมเชิงจำกัดในโดเมนเวลา	15
3.1 กล่าวนำ	15
3.2 สมการแมกซ์เวลล์และอีล็กอริทึม (Yee algorithm).....	15
3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข	23
3.4 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน	27
3.5 ทฤษฎีการคำนวณแบบกริดไม่คงที่	32
3.6 สรุป.....	37

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้วิธีผลต่างสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลาสำหรับสายอากาศ	38
4.1 กล่าวนำ.....	38
4.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจาย.....	38
4.3 การวิเคราะห์อินพุตอิมพีแดนซ์และ <i>VSWR</i> ของสายอากาศ	41
4.4 การวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ	42
4.9 สรุป.....	59
บทที่ 5 การวิเคราะห์และออกแบบ.....	60
5.1 กล่าวนำ.....	60
5.2 การออกแบบสายอากาศไมโครสตริป.....	60
5.3 การวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติการเชื่อมต่อของสายอากาศ.....	70
5.4 การออกแบบวงจรขยายความถี่สูง.....	74
5.5 การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับ.....	85
5.6 สรุป.....	88
บทที่ 6 ผลการวิเคราะห์และทดลอง	89
6.1 กล่าวนำ.....	89
6.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์และทดลอง	89
6.3 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยว	92
6.4 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริป.....	95
6.5 วงจรขยายความถี่สูง.....	99
6.6 สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ.....	102
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	107

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	112
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์.....	115
ภาคผนวก ข. Data Sheet.....	127
ประวัติผู้เขียน.....	128



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 พารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองที่ใช้สร้างสายอากาศ.....	69
5.2 พารามิเตอร์ทั่วไปในการวิเคราะห์.....	72
5.3 พารามิเตอร์ในการวิเคราะห์สำหรับโครงสร้างในรูปที่ 5.6	73



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป	5
2.2 สายอากาศแผ่นไมโครสตริปรูปแบบต่างๆ	6
2.3 วิธีการป้อนสัญญาณสำหรับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป	7
2.4 วงจรสมมูลของการป้อนสัญญาณแบบต่างๆ.....	8
2.5 สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่อยู่บนแนวแกน z	11
3.1 ตำแหน่งของส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในหนึ่งหน่วยเซลล์ ลูกบาศก์ของยี่อัคริเทียม.....	18
3.2 แผนภูมิสเปซกับเวลาของยี่อัคริเทียม สำหรับการแพร่กระจายของคลื่นในหนึ่งมิติ	19
3.3 โครงสร้างของกริดของ FDTD แบบสองมิติ ที่มีเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้น แมตซ์สมบูรณ์ (PML ABC).....	29
3.4 สนามแม่เหล็กที่ขอบของเซลล์และระยะห่างระหว่างตำแหน่งกลางของเซลล์	33
3.5 สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งกลางของเซลล์และระยะห่างระหว่างขอบของเซลล์	33
4.1 วงจรสมมูลของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานภายใน	39
4.2 วงจรสองทางเข้าออกที่มีแบบจำลองของแหล่งกำเนิดต่ออยู่.....	40
4.3 การแผ่กระจายสนามในสองมิติ แสดงคอนทัวร์สำหรับการแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกล....	42
4.4 ระบบเรขาคณิตของสนามไกล ณ จุดสังเกตซึ่งสัมพันธ์กับคอนทัวร์ของสนามใกล้และ จุดกำเนิด	45
4.5 นิยามของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กสมมูลของทฤษฎี สมมูลผิว.....	48
5.1 (a) สายไมโครสตริป (b) สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น (c) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล	61
5.2 ความยาวจริงทางฟิสิกส์และความยาวประสิทธิผลของสายอากาศไมโครสตริป.....	62
5.3 (a) สายอากาศแผ่นไมโครสตริปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (b) วงจรสมมูลในแบบจำลองสายส่ง.....	64
5.4 การป้อนสัญญาณโดยทำเป็นช่องสี่เหลี่ยมเข้าไปในแผ่นสายอากาศ	68
5.5 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่ออกแบบ.....	70
5.6 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริป	71
5.7 ลักษณะการแบ่งเมชแบบกริดไม่คงที่ของโครงสร้างในการวิเคราะห์	72
5.8 พารามิเตอร์การกระจายเมื่อคงที่ความยาวของสายไมโครสตริปไว้ที่ $f_i = 0.8L_p$ แล้วปรับระยะห่าง g	73

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 พารามิเตอร์การกระจายเมื่อคงที่ระยะห่าง g ไว้ที่ 0.4 mm. แล้วปรับความยาวของสายไมโครสตริป.....	74
5.10 วงจรสองทางเข้าออกของวงจรขยายความถี่สูง.....	75
5.11 นิยามของกำลังต่างๆ.....	75
5.12 บล็อกอัตรขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว.....	77
5.13 ความเสถียรภาพของวงจรสองทางเข้าออก.....	79
5.14 โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในสมิตซ์ชาร์ต.....	81
5.15 สมิตซ์ชาร์ตแสดงบริเวณที่เสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_L	81
5.16 สมิตซ์ชาร์ตแสดงบริเวณที่เสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_S	82
5.17 เงื่อนไขสำหรับการเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข.....	82
5.18 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยาย.....	84
5.19 วงจรไบแอสของวงจรขยาย.....	84
5.20 คุณสมบัติของวงจรขยาย (a) พารามิเตอร์การกระจาย.....	84
5.20 คุณสมบัติของวงจรขยาย (b) $VSWR$	85
5.21 ตัวประกอบแวลวลำดับที่ได้จากการออกแบบ.....	86
5.22 โครงสร้างของสายอากาศแวลวลำดับไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ.....	86
5.23 แบบจำลองวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจาย, อินพุตอิมพีแดนซ์และ $VSWR$	87
5.24 แบบจำลองวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น.....	87
6.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปด้วยวิธี FDTD.....	90
6.2 วิธีและอุปกรณ์ในการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ.....	91
6.3 สายอากาศไดโพลแบบมีปลอกที่ใช้เป็นสายอากาศตัวรับ.....	91
6.4 ลักษณะการจัดวางสายอากาศด้านส่งสำหรับการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้า.....	91
6.5 ลักษณะการจัดวางสายอากาศด้านส่งสำหรับการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก.....	92
6.6 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว.....	92
6.7 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด.....	93
6.8 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว.....	93
6.9 $VSWR$ ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว.....	94

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.10 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียวใน ระนาบสนามไฟฟ้า.....	94
6.11 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียวใน ระนาบสนามแม่เหล็ก.....	94
6.12 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริป.....	95
6.13 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด	96
6.14 พารามิเตอร์ S_{21} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด	96
6.15 พารามิเตอร์ S_{22} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด.....	97
6.16 พารามิเตอร์ S_{32} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด.....	97
6.17 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อ ด้วยสายไมโครสตริป.....	98
6.18 $VSWR$ ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อกับสาย ไมโครสตริป.....	98
6.19 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่ เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริปในระนาบสนามไฟฟ้า.....	99
6.20 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่ เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริปในระนาบสนามแม่เหล็ก.....	99
6.21 วงจรขยายความถี่สูงที่ได้สร้างขึ้น.....	100
6.22 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด	100
6.23 พารามิเตอร์ S_{21} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด	100
6.24 พารามิเตอร์ S_{12} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด	101
6.25 พารามิเตอร์ S_{22} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด.....	101
6.26 $VSWR$ ที่พอร์ตอินพุตของวงจรขยายความถี่สูง	102
6.27 $VSWR$ ที่พอร์ตเอาต์พุตของวงจรขยายความถี่สูง	102
6.28 สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ.....	103
6.29 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด	103
6.30 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ.....	104

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.31 <i>VSWR</i> ของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ	104
6.32 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบในระนาบสนามไฟฟ้า	105
6.33 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบในระนาบสนามแม่เหล็ก	105



สัญลักษณ์

ซัสเซปแตนซ์ (Susceptance), Ω^{-1}	B
เวกเตอร์ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic flux density vector), $Weber \cdot m^{-2}$	\bar{B}
ความเร็วแสง (Velocity of light), $c = f\lambda = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \approx 3 \times 10^8$, m/s	c
สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity)	D
เวกเตอร์ความหนาแน่นฟลักซ์ไฟฟ้า (Electric flux density vector), $Coulomb \cdot m^{-2}$	\bar{D}
เวกเตอร์สนามไฟฟ้า (Electric field vector), Vm^{-1}	\bar{E}
เฟสเซอร์สนามไฟฟ้า (Electric field phasor), Vm^{-1}	\bar{E}
ความถี่ (Frequency), Hz	f
ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance frequency), Hz	f_r
ความนำ (Conductance), Ω^{-1}	G
อัตราขยาย (Gain)	G
กรีนฟังก์ชัน (Green function)	G
ความสูงของวัสดุฐานรอง (substrate height), m	h
เวกเตอร์สนามแม่เหล็ก (Magnetic field vector), Am^{-1}	\bar{H}
เฟสเซอร์สนามแม่เหล็ก (Magnetic field phasor), Am^{-1}	\bar{H}
จุดกริดในทิศทาง x (Grid point in x -direction)	i
กระแสโดยทั่วไป (general current)	I
ค่าจินตภาพ ($\sqrt{-1}$)	j
จุดกริดในทิศทาง y (Grid point in y -direction)	j
ความหนาแน่นกระแสเหนี่ยวนำไฟฟ้า (Electric conduction current density), Am^{-2}	\bar{J}_e
ความหนาแน่นกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กสมมูล – (Equivalent magnetic conduction current density), Vm^{-2}	\bar{J}_m
จุดกริดในทิศทาง z (Grid point in z -direction)	k
หมายเลขคลื่นเชิงตัวเลข (Numerical wave number), $rad \cdot m^{-1}$	\tilde{k}
หมายเลขคลื่นในอวกาศว่าง (Free Space wave number), $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, $rad \cdot m^{-1}$	k_0
ความยาวของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริบ (Length of microstrip antenna), m	L
อันดับการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียใน PML (Order of graded PML loss)	N
กำลัง (Power), W	P

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น ๆ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ (ต่อ)

ค่าความต้านทานโดยทั่วไป (general resistance)	R
ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา (Reflection factor at zero degree)	$R(0)$
พารามิเตอร์การกระจาย ($i, j =$ จำนวนเต็ม) (S-parameter)	S_{ij}
ความหนาของสายไมโครสตริปตัวนำ (Conducted microstrip line thickness), m	t
เวลา (Time), s	t
แรงดันโดยทั่วไป (general voltage)	V
ความกว้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป (Width of microstrip antenna), m	W
แอดมิตแตนซ์ (Admittance), $Y = 1/Z, \Omega^{-1}$	Y
แอดมิตแตนซ์คุณลักษณะ (Characteristic admittance), Ω^{-1}	Y_0
อินพุตแอดมิตแตนซ์ (Input admittance), Ω^{-1}	Y_{in}
อิมพีแดนซ์ (impedance), Ω	Z
อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance), Ω	Z_0
อินพุตอิมพีแดนซ์ (Input impedance), Ω	Z_{in}
ความกว้างทั้งหมดของ PML (PML thickness), m	δ
ความลึกผิว (Skin dept), $\delta = \sqrt{2/\omega\mu\sigma}, m$	δ
เดลตาฟังก์ชันหนึ่งหน่วย (Unit delta function)	δ
การสูญเสียสัมผัส (Loss tangent)	$\tan \delta$
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง x (x -direction increment), m	Δx
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง y (y -direction increment), m	Δy
การเพิ่มขึ้นในทิศทาง z (z -direction increment), m	Δz
การเพิ่มขึ้นของเวลา (Time increment), s	Δt
สภาพยอม (Permittivity), $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r, Fm^{-1}$	ϵ
สภาพยอมของอวกาศว่าง (Electric permittivity of free space), $\epsilon_0 \approx 1/36\pi \times 10^{-9}, Fm^{-1}$	ϵ_0
ค่าคงที่ไดอิเล็กทริกประสิทธิผล (Effective dielectric constant)	ϵ_{eff}
สภาพยอมสัมพัทธ์ (Relative permittivity), ค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric constant)	ϵ_r
อิมพีแดนซ์อินทรินซิก (Intrinsic impedance), $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}, \Omega$	η
อิมพีแดนซ์อินทรินซิกของอวกาศว่าง (Intrinsic impedance of free space), $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}, \Omega$	η_0
ค่าเฉพาะจง (Eigenvalue)	Λ

เอกสารความยาวคลื่น (Wavelength), m ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านใด ๆ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญลักษณ์ (ต่อ)

ความยาวคลื่นอวกาศว่าง (Free space wavelength), m	λ_0
ความซบซึ่มได้ (Permeability), $\mu = \mu_0 \mu_r$, Hm^{-1}	μ
ความซบซึ่มได้ของอวกาศว่าง (Permeability of free space), $\mu_0 \approx 400\pi \times 10^{-9}$, Hm^{-1}	μ_0
ความซบซึ่มได้สัมพัทธ์ (Relative permittivity)	μ_r
ความกว้างของ PML ในแต่ละชั้น (Depth within each PML), m	ρ
สภาพต้านทานทางแม่เหล็กสมมูล (Equivalent magnetic resistivity), Ωm^{-1}	ρ'
สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection coefficient)	Γ
สภาพนำไฟฟ้า (Electric conductivity), $Siemen \cdot m^{-1}$	σ
ความถี่เชิงมุม (Angular frequency), $\omega = 2\pi f$, $rad \cdot s^{-1}$	ω

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันการสื่อสารผ่านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟนั้นถูกใช้กันอย่างแพร่หลาย และมีแนวโน้มที่มากขึ้นเรื่อยๆ ทั้งนี้เนื่องจากระบบการสื่อสารผ่านไมโครเวฟและมิลลิเมตรเวฟเป็นการสื่อสารผ่านความถี่สูงความยาวคลื่นสั้น และด้วยคุณสมบัติของมัน จึงทำให้อุปกรณ์ที่ใช้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ราคาถูก และประสิทธิภาพสูง ซึ่งนำไปสู่การประยุกต์ใช้งานในเทคโนโลยีการสื่อสาร ข้อมูลไร้สาย สิ่งที่สำคัญเป็นอย่างยิ่งในการสื่อสารแบบนี้คือสายอากาศ อันประกอบไปด้วยชนิดและประเภทต่างๆ ด้วยกัน โดยสายอากาศที่ได้รับความนิยมมากคือสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป ทั้งนี้อันเนื่องมาจากคุณสมบัติที่ดีหลายประการด้วยกัน เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบาและราคาถูกเนื่องจากสร้างจากแผ่นวงจรพิมพ์ได้ และยังได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องเช่นสร้างบนวัสดุฐานรองชนิดอื่นเพื่อให้มีขนาดเล็กลงและมีคุณสมบัติของสายอากาศที่ดีขึ้น [1] คุณสมบัติหลายๆ อย่างที่ต้องการของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปอาจตอบสนองได้จากสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยว แต่อย่างไรก็ดี กรณีของสายอากาศในระบบไมโครเวฟนั้นจะต้องมีคุณสมบัติที่ต้องการมากขึ้นไปอีกเช่น มีอัตราขยายสูง, ความสามารถในการกวาดลำคลื่น (Beam scanning) หรือความสามารถในการจัดทิศทางลำคลื่น (Beam Steering) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้สามารถหาได้จากสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปเท่านั้น [2] โดยการจัดโครงสร้างของแถวลำดับนั้นสามารถทำได้หลายลักษณะ ซึ่งแถวลำดับแบบที่มีการเชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป (Microstrip Line) นั้นเป็นโครงสร้างที่มีความน่าสนใจเป็นอย่างมาก เนื่องจากทำให้ชุดป้อนสัญญาณสำหรับแต่ละองค์ประกอบมีขนาดเล็กและง่ายในการออกแบบชุดแมตซ์อิมพีแดนซ์ในแต่ละองค์ประกอบ อีกทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย ดังนั้นจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการศึกษาวิธีเชิงตัวเลขสำหรับการวิเคราะห์ เพื่อเป็นการศึกษาและทำความเข้าใจ รวมทั้งเป็นแนวทางที่สำคัญในการศึกษาวิเคราะห์สายอากาศโครงสร้างแบบอื่นๆ อีกด้วย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้นถึงความสำคัญในการศึกษาวิเคราะห์เพื่อปรับปรุงพัฒนาสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมีความมุ่งหมายที่จะนำเสนอการศึกษาวิธีเชิงตัวเลขสำหรับการใช้เป็นแนวทางที่สำคัญในการวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป โดยในที่นี้ใช้วิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์การแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กและไฟฟ้า ในสายอากาศหรืออุปกรณ์นำสัญญาณเช่นท่อนำคลื่นและ

สายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่อง [3] วิธี FDTD จะทำการวิเคราะห์ในโดเมนของเวลา ทำให้ได้ผลการวิเคราะห์ออกมาหลายความถี่ในการวิเคราะห์เพียงครั้งเดียว และเมื่อโครงสร้างสำหรับการวิเคราะห์เปลี่ยนแปลงก็เพียงแค่เปลี่ยนการแบ่งเมช (Mesh) ในโดเมนการวิเคราะห์ให้เหมาะสมกับโครงสร้างนั้นๆ โดยที่ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขยังคงเหมือนเดิม วิธี FDTD นี้สามารถทำได้ด้วยการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ผลที่ได้จากการวิเคราะห์จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดจริง ซึ่งจะเป็นแนวทางที่ดีในการนำไปใช้ในการปรับปรุงและวิเคราะห์สายอากาศโครงสร้างแบบต่างๆ ได้ต่อไป นอกจากนี้วัสดุประสงค์หลักอีกประการหนึ่งของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือการนำเสนอสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างซึ่งได้มีการปรับปรุงวิธีการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศจากโครงสร้างแบบเดิมที่เคยมีอยู่ กล่าวคือสามารถลดขนาดและความยุ่งยากในการออกแบบชุดเมตซ์อิมพีแดนซ์สำหรับการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศในแต่ละองค์ประกอบของแถวลำดับ อีกทั้งยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายเช่น ร่วมกับวงจรรขยายหรือวงจรถวมคุมเฟสเพื่อทำให้สามารถควบคุมเฟสและกำลังงานระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศในแถวลำดับได้โดยง่าย

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจากจุดด้อยอย่างหนึ่งของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปคือเบนด์วิตซ์แคบ จึงได้มีการศึกษาทดลองด้วยการใช้องค์ประกอบปรสิต (Parasitic Element) [4],[5] อย่างเช่นสายไมโครสตริปวางเอาไว้ที่ขอบของแผ่นสายอากาศด้านที่ไม่ได้ใช้ในการแผ่กระจายคลื่น โดยจากผลที่ได้พบว่าองค์ประกอบปรสิตหรือสายไมโครสตริปนี้สามารถปรับปรุงเบนด์วิตซ์ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปให้ดีขึ้นได้ และในอีกมุมมองหนึ่งคือสายไมโครสตริปดังกล่าวยังสามารถใช้เป็นตัวป้อนสัญญาณไปยังสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบอื่นๆ ในสายอากาศแถวลำดับได้อีกด้วย ซึ่งแนวความคิดนี้เองได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปสำหรับทำการศึกษาวเคราะห์ด้วยวิธีเชิงตัวเลขในวิทยานิพนธ์นี้ โดยวิธีเชิงตัวเลขสำหรับการศึกษาวเคราะห์สายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธี FDTD แบบกริดไม่คงที่ ซึ่งทำให้จำนวนกริดโดยรวมของโดเมนการคำนวณน้อยลง จึงเป็นการลดเวลาและหน่วยความจำที่ใช้ในการคำนวณลงได้เป็นอย่างดี และผลที่ได้จากการวิเคราะห์ยังคงมีความเที่ยงตรงอีกด้วย

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

การวิจัยในวิทยานิพนธ์นี้มุ่งเน้นไปที่การนำเสนอแนวความคิดและการศึกษาวิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีการปรับปรุงโครงสร้างของการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ และเพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะสมบัติ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสายอากาศแถวลำดับที่อาศัยการเชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริปและแสดงให้เห็นถึงความแม่นยำในการวิเคราะห์ซึ่งได้ทำการออกแบบและสร้างสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปขนาด 3 องค์ประกอบที่เชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบด้วยสายไมโครสตริป โดยยกตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานคือใช้วงจรขยายความถี่สูงในย่านไมโครเวฟเพื่อชดเชยสัญญาณระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ ซึ่งสามารถใช้ศึกษาและเป็นต้นแบบในการนำไปประยุกต์ใช้งานและใช้ในการวัดทดสอบได้เป็นอย่างดี โดยผลที่ได้จากการวัดนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์เพื่อเป็นการพิสูจน์ความถูกต้องของการวิเคราะห์

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

จากแนวความคิดและหลักการดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถสรุปขั้นตอนของการศึกษาสำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้คือ อันดับแรก ทำการศึกษาวิธีวิเคราะห์เชิงตัวเลข FDTD สำหรับใช้ในการนำมาวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป และทำการปรับปรุงให้เหมาะสมกับโครงสร้างที่จะต้องทำการวิเคราะห์ จากนั้นศึกษาหลักการและคุณสมบัติของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป รวมทั้งทฤษฎีอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องอย่างเช่นสายไมโครสตริปและวงจรขยายความถี่สูงในย่านไมโครเวฟ ต่อมาจึงทำการออกแบบสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวรวมทั้งทำการศึกษาวเคราะห์คุณลักษณะการเชื่อมต่อของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริป จากนั้นจึงนำข้อมูลที่ได้ทั้งหมด ไปออกแบบและสร้างสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบที่มีการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบด้วยสายไมโครสตริปสำหรับใช้เป็นต้นแบบในการประยุกต์ใช้งานและใช้ในการวัดทดสอบ แล้วใช้วิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขทำการวิเคราะห์ผลทั้งหมด สุดท้ายจึงนำผลที่ได้จากการวิเคราะห์และทดสอบมาเปรียบเทียบกัน รวมทั้งทำการสรุปและวิจารณ์ผลที่ได้ พร้อมทั้งเสนอแนวทางในการแก้ไขปรับปรุงเพื่อให้เหมาะสมในการนำไปศึกษาและประยุกต์ใช้งานได้ต่อไป

บทที่ 2

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

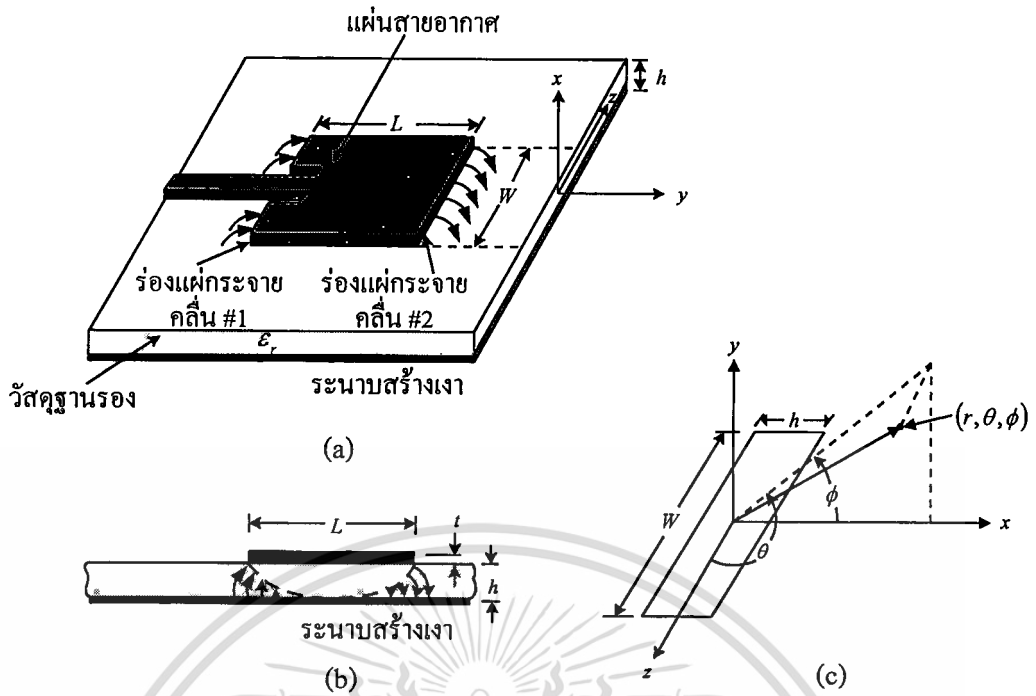
2.1 กล่าวนำ

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปได้ถูกสร้างขึ้นมาครั้งแรกเมื่อปี 1970 โดยแนวความคิดเกี่ยวกับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้นมีมาตั้งแต่ปี 1953 [6] และหลังจากนั้นได้มีการศึกษาปรับปรุงกันอย่างกว้างขวางในเวลาต่อมา สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนี้สามารถเปรียบเทียบกับลักษณะต่างๆ ได้เหมือนกับสมุดที่มีปกด้านหน้าและปกด้านหลังซึ่งเป็นแผ่นตัวนำขนานกันสองแผ่น ส่วนตรงกลางเป็นหน้าสมุดก็คือวัสดุฐานรอง (Substrate) ซึ่งมีความบางมาก โดยที่ตัวนำด้านหนึ่งจะเปรียบเสมือนเป็นระนาบสร้างเงา (Ground Plane) ส่วนอีกด้านหนึ่งจะใช้เป็นตัวแผ่กระจายคลื่นซึ่งสามารถสร้างได้ตามขนาดและรูปแบบที่ต้องการ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างดังกล่าวจึงทำให้สายอากาศแบบนี้มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีความบาง และราคาถูกเนื่องจากสามารถสร้างได้โดยอาศัยเทคโนโลยีการผลิตวงจรรวม ดังนั้นสายอากาศชนิดนี้จึงมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการซึ่งเหมาะกับการใช้งานเฉพาะอย่างหลายประเภทเช่น ใช้เป็นสายอากาศที่ติดไปกับยานพาหนะหรือแม้กระทั่งจรวด ยานอวกาศ และดาวเทียม อีกทั้งยังเหมาะกับการใช้ใน โครงสร้างวงจรรวมไมโครเวฟ (Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC) อีกด้วย [7]

ในบทที่ 2 นี้จะได้กล่าวถึงคุณลักษณะสมบัติทั่วไปและโครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการบ่อนสัญญาณและการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป สุดท้ายกล่าวถึงสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปและสรุป

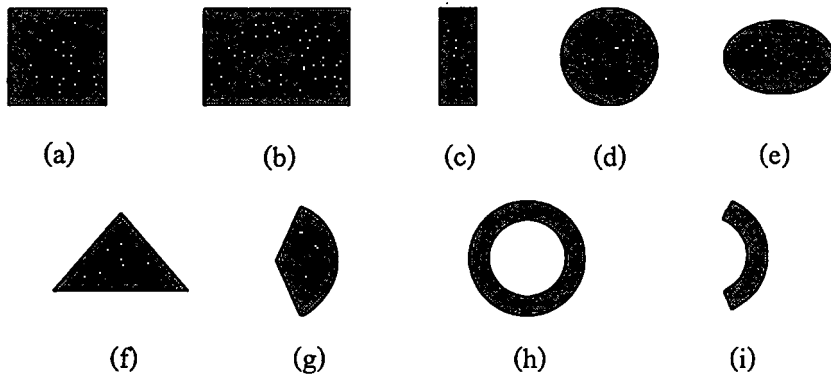
2.2 คุณลักษณะทั่วไปและโครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

จากที่ได้ทราบมาแล้วในตอนต้นว่าสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้นประกอบไปด้วยแผ่นตัวนำบางมาก ($t \ll \lambda_0$ เมื่อ λ_0 คือความยาวคลื่นของอวกาศว่าง) ที่ทำหน้าที่ยึดแผ่กระจายคลื่นซึ่งเรียกว่าแผ่นสายอากาศ (Patch) วางอยู่บนวัสดุฐานรองซึ่งมีความหนา $h \ll \lambda_0$ (โดยทั่วๆ ไปจะอยู่ในช่วง $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$) ส่วนแผ่นตัวนำอีกด้านหนึ่งของวัสดุฐานรองทำหน้าที่เป็นระนาบสร้างเงา ดังแสดงในรูปที่ 2.1(a)



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป (a) รูปด้านบน (b) รูปด้านข้าง (c) ระบบพิกัดของแต่ละร่องแผ่กระจายคลื่น

วัสดุฐานรองสำหรับนำมาใช้สร้างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้นมีด้วยกันหลายชนิด ซึ่งโดยปกติแล้วค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (Dielectric constant) ของวัสดุฐานรองจะอยู่ในช่วง $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ และสิ่งที่ต้องพิจารณาสำหรับคุณสมบัติของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปคือ ความหนา (h) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง โดยการใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนา มากและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำๆ จะทำให้สายอากาศมีประสิทธิภาพสูง และมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง ขึ้น แต่ข้อเสียคือสายอากาศจะมีขนาดใหญ่ตามไปด้วย [8] ส่วนการใช้วัสดุฐานรองที่บางและมีค่า คงตัวไดอิเล็กตริกสูงนั้นส่วนใหญ่จะนำมาใช้ร่วมกับวงจรไมโครเวฟ ทั้งนี้เนื่องจากวงจรทาง ไมโครเวฟนั้นต้องการขอบเขตของสนามที่แน่นอนเพื่อลดการแผ่กระจายคลื่นและการเชื่อมต่อ (Coupling) ที่ไม่ต้องการให้มัน้อยที่สุด และยังทำให้วงจรมีขนาดเล็กลงอีกด้วย แต่อย่างไรก็ดี เนื่อง จากการสูญเสียที่มีมาก จึงทำให้ประสิทธิภาพและแบนด์วิดท์ลดลง [8] ดังนั้นในการใช้งานสาย อากาศแผ่นแบบไมโครสตริปในวงจรไมโครเวฟจึงจำเป็นต้องคำนึงถึงความเหมาะสมทั้งในด้าน ของประสิทธิภาพของสายอากาศและในด้านของการออกแบบวงจร



รูปที่ 2.2 สายอากาศแผ่นไมโครสตริปรูปแบบต่างๆ (a) สี่เหลี่ยมจัตุรัส (b) สี่เหลี่ยมผืนผ้า (c) ไคโพล (d) วงกลม (e) วงรี (f) สามเหลี่ยม (g) ชิ้นส่วนวงกลม (h) วงแหวน (i) ชิ้นส่วนวงแหวน

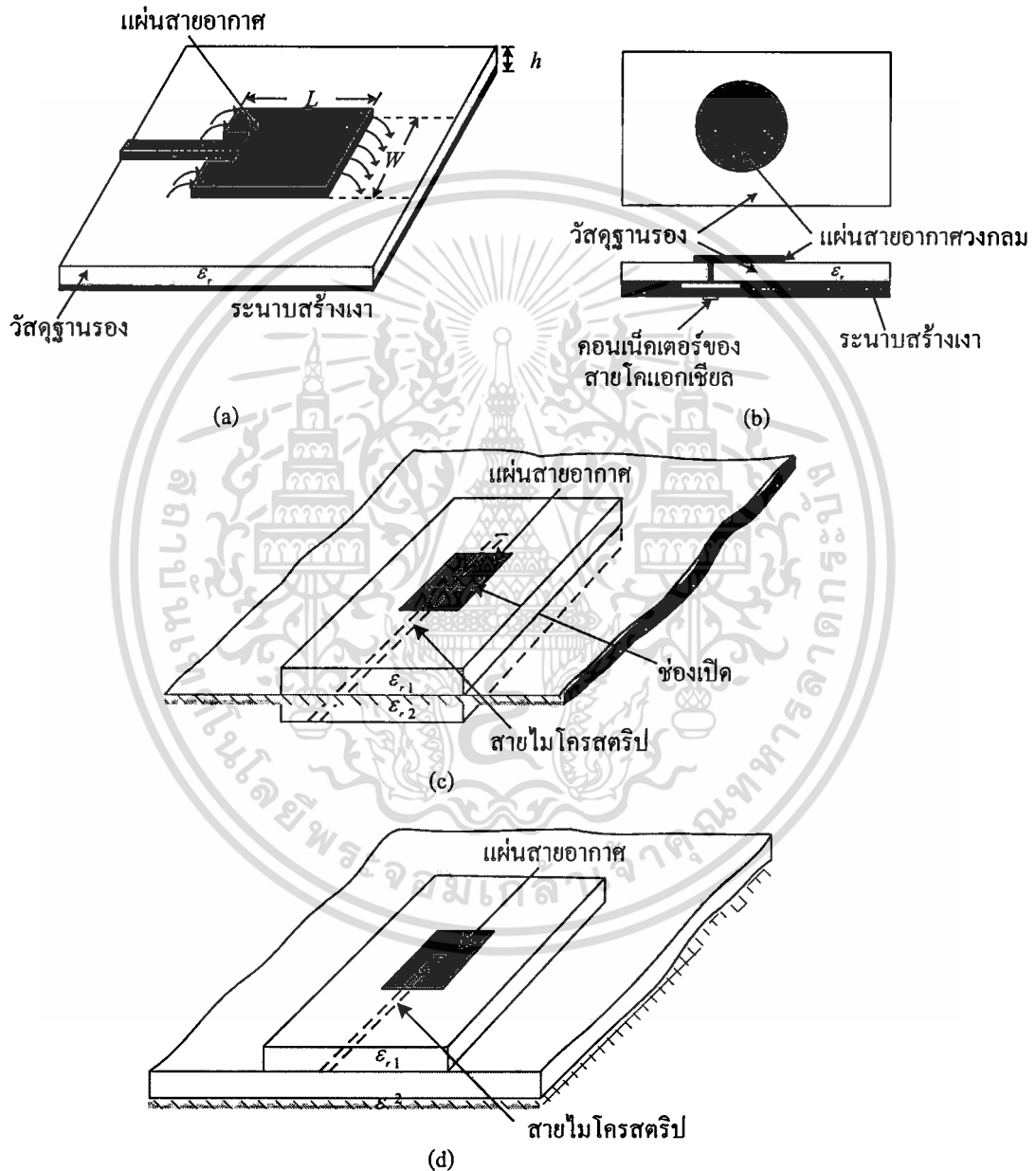
โดยปกติส่วนที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่นหรือแผ่นสายอากาศ (Patch) และส่วนที่ใช้ในการป้อนสัญญาณให้กับตัวสายอากาศมักจะถูกสร้างให้อยู่บนวัสดุฐานรองเดียวกัน ซึ่งส่วนที่ใช้แผ่กระจายคลื่นนั้นอาจมีรูปแบบเป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส, สี่เหลี่ยมผืนผ้า, แถบแคบบางๆ (Thin strip) หรือ ไคโพล (Dipole), วงกลม, วงรี, สามเหลี่ยม หรือรูปร่างอื่นๆ ซึ่งรูปแบบต่างๆ ดังกล่าวแสดงไว้ในรูปที่ 2.2 โดยแบบที่เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส, สี่เหลี่ยมผืนผ้า, ไคโพล และวงกลมเป็นแบบที่นิยมใช้กันมากที่สุด เนื่องจากง่ายต่อการวิเคราะห์และการสร้าง อีกทั้งยังมีคุณสมบัติในการแผ่กระจายคลื่นที่ดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งคือ มีการแผ่กระจายคลื่นแบบโพลาไรเซชันไขว้ (Cross-polarization) ต่ำ ซึ่งแผ่นสายอากาศแบบไคโพลจะมีคุณสมบัตินี้มากที่สุดเนื่องจากว่าโดยธรรมชาติแล้วจะมีแบนด์วิดท์ที่กว้างและใช้พื้นที่ในการสร้างน้อย จึงเหมาะสมที่จะใช้ในการสร้างเป็นสายอากาศแบบแถวลำดับ (Array) [9] โดยทั้งสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยว (Single element) และแบบแถวลำดับนั้นสามารถทำให้มีลักษณะการโพลาไรซ์ได้ทั้งแบบเชิงเส้น (Linear polarization) และแบบวงกลม (Circular polarization)

2.3 วิธีการป้อนสัญญาณและการแผ่กระจายคลื่น

การป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้นสามารถทำได้หลายวิธี แต่วิธี 4 วิธีที่เป็นที่นิยมนั้นประกอบไปด้วย การป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริป (Microstrip line) สายโคแอกเซียล การเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด (Aperture) และการเชื่อมต่อด้วยการวางไว้ใกล้กัน (Proximity) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 และวงจรสมมูลของการป้อนสัญญาณในแต่ละแบบแสดงดังรูปที่

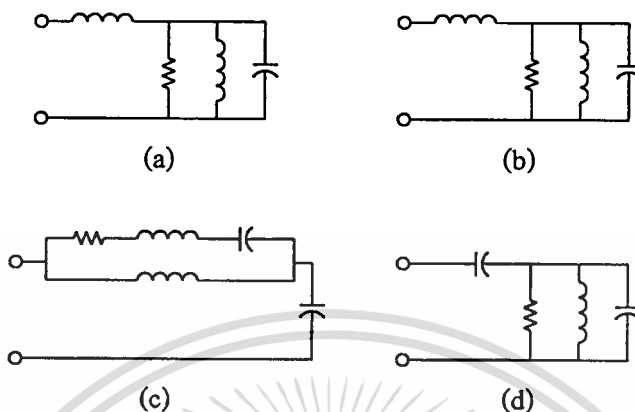
2.4 ลักษณะของสายป้อนสัญญาณแบบสายไมโครสตริปจะเป็นแผ่นตัวนำ ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีความกว้างน้อยกว่าความกว้างของแผ่นสายอากาศมาก การป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริปนี้

จะง่ายต่อการสร้างและการแมตซ์อิมพีแดนซ์ (Impedance) โดยการควบคุมตำแหน่งจุดป้อน อีกทั้งยังค่อนข้างง่ายต่อการวิเคราะห์ แต่อย่างไรก็ตาม ถ้าหากใช้วัสดุฐานรองที่มีความหนามากจะทำให้เกิดคลื่นผิวมากขึ้น และยังทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นปลอมปนเนื่องจากสายไมโครสตริปที่เป็นตัวป้อนสัญญาณอีกด้วย โดยในทางปฏิบัติแล้วการป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริปนี้จะมีแบนด์วิดท์ประมาณ 2-5%



รูปที่ 2.3 วิธีการป้อนสัญญาณสำหรับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป (a) แบบสายไมโครสตริป (b) แบบสายโคแอกเซียล (c) แบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด (d) แบบเชื่อมต่อด้วยการวางไว้ใกล้กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของการป้อนสัญญาณแบบต่างๆ (a) แบบสายไมโครสตริป (b) แบบสายโคแอกเซียล (c) แบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิด (d) แบบเชื่อมต่อด้วยการวางไว้ใกล้กัน

การป้อนสัญญาณแบบใช้สายโคแอกเซียล โดยใช้ตัวนำภายในของสายโคแอกเซียลเชื่อมต่อกับแผ่นสายอากาศที่ทำหน้าที่แผ่กระจายคลื่น ในขณะที่ตัวนำด้านนอกของสายจะต่ออยู่กับระนาบสร้างเงา ซึ่งการป้อนสัญญาณแบบนี้เป็นที่นิยมใช้กันมาก เพราะง่ายต่อการสร้างและการแมตซ์อิมพีแดนซ์ และยังมีการแผ่กระจายคลื่นปลอมปนที่น้อยอีกด้วย แต่มีข้อเสียคือมีแบนด์วิดท์แคบและยากต่อการสร้างแบบจำลอง โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับวัสดุฐานรองที่หนามาก ($h > 0.02\lambda_0$)

ทั้งการป้อนสัญญาณแบบใช้สายไมโครสตริปและแบบใช้สายโคแอกเซียลโดยธรรมชาติแล้วจะเป็นแบบไม่สมมาตรซึ่งทำให้เกิดแบบแผนคลื่นในอันดับที่สูงกว่า (Higher order modes) และทำให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นแบบไขว้ขึ้น เพื่อเป็นการแก้ปัญหาเหล่านี้ จึงต้องใช้การป้อนสัญญาณแบบเชื่อมต่อโดยไม่มีการสัมผัสกันระหว่างตัวป้อนสัญญาณกับแผ่นสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 2.3(c,d) การป้อนสัญญาณแบบเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.3(c) นั้นเป็นการป้อนสัญญาณแบบที่ยากในการสร้างที่สุดและเป็นแบบที่มีแบนด์วิดท์แคบ แต่ง่ายในการสร้างแบบจำลองและมีการแผ่กระจายคลื่นปลอมปนไม่มากนัก โดยการเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดประกอบไปด้วยวัสดุฐานรองสองชั้นที่ถูกแยกออกจากกันด้วยระนาบสร้างเงา ที่ด้านล่างของวัสดุฐานรองชั้นล่างจะเป็นสายไมโครสตริปที่ใช้ป้อนสัญญาณซึ่งพลังงานจะถูกเชื่อมต่อไปยังแผ่นสายอากาศที่ใช้แผ่กระจายคลื่นโดยผ่านช่องเปิด (Slot) บนระนาบสร้างเงาซึ่งอยู่ระหว่างวัสดุฐานรองทั้งสองชั้น โครงสร้างลักษณะนี้ทำให้สามารถปรับปรุงส่วนที่เป็นการป้อนสัญญาณและส่วนที่เป็นการแผ่กระจายคลื่นได้ทั้งนี้ทั้งนั้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระจายคลื่นได้อย่างอิสระ โดยทั่วไปแล้ว วัสดุฐานรองชั้นล่างจะมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูง ส่วนวัสดุฐานรองชั้นบนจะมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกที่ต่ำกว่า ในส่วนของระนาบสร้างเงาระหว่างวัสดุฐานรองทั้งสองชั้นจะทำหน้าที่แยกส่วนของการป้อนสัญญาณและส่วนของการแผ่กระจายคลื่นออกจากกันและลดการรบกวนที่เกิดจากการแผ่กระจายคลื่นปลอมปนทำให้เกิดการโพลาไรเซชันที่บริสุทธิ์ โดยทั่วไปแล้ว การแมตซ์อิมพีแดนซ์สามารถทำได้โดยการควบคุมความกว้างของสายป้อนสัญญาณ ไมโครสตริปและความยาวของช่องเปิด โดยการเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดนี้สามารถสร้างแบบจำลองได้โดยใช้ทฤษฎีของ Bethe [10] ซึ่งสามารถใช้อธิบายการเชื่อมต่อผ่านช่องเปิดบนระนาบของตัวนำได้ด้วย จากการป้อนสัญญาณทั้ง 4 แบบที่ได้กล่าวมานี้ การป้อนสัญญาณแบบใช้การเชื่อมต่อโดยวางไว้ใกล้กัน เป็นแบบที่แบนด์วิดท์กว้างที่สุด, ง่ายต่อการสร้างแบบจำลองและมีการแผ่กระจายคลื่นปลอมปนต่ำ แต่การสร้างทำได้ยาก

สำหรับการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปนั้นเกิดจากสนามฟริงกิง (Fringing fields) ระหว่างขอบของตัวนำส่วนที่ใช้แผ่กระจายคลื่นของสายอากาศกับระนาบสร้างเงา โดยกลไกของการแผ่กระจายคลื่นนั้นเกิดจากสายไมโครสตริปแบบวงจรถูกเปิด [11] ซึ่งสามารถทำความเข้าใจได้โดยง่ายด้วยการพิจารณากรณีที่ง่ายที่สุดของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าซึ่งมีความยาวเป็นส่วนหนึ่งของความยาวคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 2.1(a) สมมติว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามไฟฟ้าตลอดแนวความกว้างและความหนาของโครงสร้างสายอากาศ ดังนั้นรูปร่างสนามไฟฟ้าของตัวแผ่กระจายคลื่นจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1(b) สนามจะเปลี่ยนแปลงตามความยาวของแผ่นสายอากาศ ที่มีความยาวประมาณครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ($\lambda/2$) ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าการแผ่กระจายคลื่นเกือบทั้งหมดนั้นเป็นผลมาจากสนามฟริงกิงที่ขอบวงจรถูกเปิดของแผ่นสายอากาศ โดยสนามที่จุดปลายสามารถแยกออกได้เป็นส่วนประกอบตั้งฉาก (Normal component) และส่วนประกอบสัมผัส (Tangential component) โดยพิจารณาเทียบกับระนาบสร้างเงา ส่วนประกอบตั้งฉากนั้นจะมีเฟสที่แตกต่างกันเพราะความยาวของแผ่นสายอากาศจะประมาณเท่ากับ $\lambda/2$ ดังนั้นสนามไกลในทิศทางด้านข้างที่ถูกสร้างขึ้นโดยแผ่นสายอากาศนี้จึงหักล้างกันหมดไป สำหรับส่วนประกอบสัมผัส (ขนานกับระนาบสร้างเงา) จะมีเฟสที่ตรงกัน ทำให้มีการรวมกันของสนามขึ้นซึ่งเป็นผลให้เกิดการแผ่กระจายคลื่นที่ตั้งฉากกับผิวหน้าของโครงสร้างมีค่าสูงสุด

การแผ่กระจายคลื่นจากความไม่ต่อเนื่องของไมโครสตริปนั้นจะมีพื้นฐานของการวิเคราะห์มาจากการไหลของกระแสในตัวนำ [12] ซึ่งวิธีการนี้ยังใช้ในการคำนวณผลกระทบที่มีต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป อันเกิดจากตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor, Q) ได้อีกด้วย โดยการวิเคราะห์จะใช้หลักการของสนามในช่องเปิดที่เกิดจากปลายเปิดของไมโครสตริปและระนาบสร้างเงา เมื่อใช้การวิเคราะห์ลักษณะนี้จะได้ว่าผลกระทบของตัวประกอบคุณภาพที่มีต่อการแผ่กระจายคลื่นนั้นเป็นฟังก์ชันขนาดของตัวแผ่กระจายคลื่น, ความถี่ทำงาน, ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ และความหนาของวัสดุฐานรอง ซึ่งผลของทฤษฎีและผลจากการทดลองได้แสดง

ให้เห็นว่าที่ความถี่สูงๆ นั้น ความสูญเสียอันเนื่องมาจากการแผ่กระจายคลื่นจะมีค่ามากกว่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากตัวนำและไดอิเล็กตริกมาก ดังนั้นจึงเป็นการยืนยันได้ว่าสายไมโครสตริปแบบวงจรเปิดจะแผ่กระจายคลื่นได้มากขึ้นเมื่อสร้างอยู่บนวัสดุฐานรองที่หนาและมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำ

2.4 สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป

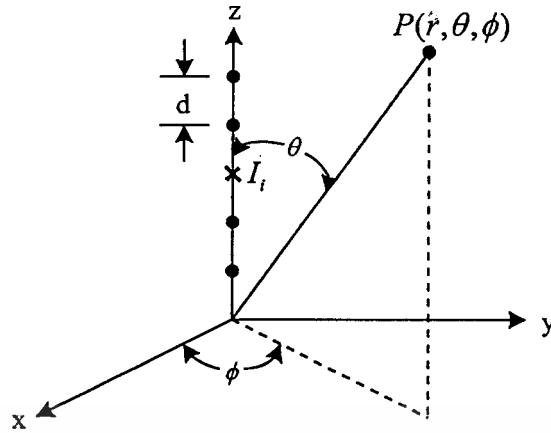
คุณสมบัติหลายๆ อย่างที่ต้องการของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปอาจตอบสนองได้จากสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยว แต่อย่างไรก็ดี กรณีของสายอากาศในระบบไมโครเวฟนั้นจะต้องมีคุณสมบัติที่ต้องการมากขึ้นไปอีกเช่น มีอัตราขยายสูง, ความสามารถในการกวาดลำคลื่น (Beam scanning) หรือความสามารถในการจัดทิศทางลำคลื่น (Beam Steering) ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้สามารถหาได้จากการนำตัวแผ่กระจายคลื่นแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete radiator) มารวมกันให้อยู่ในรูปของแถวลำดับเท่านั้น โดยแต่ละองค์ประกอบของแถวลำดับอาจจะเหมือนหรือแตกต่างกันก็ได้และอาจจะจัดให้อยู่ในรูปของ แถวลำดับแบบเส้น (Linear array), แถวลำดับระนาบ (Planar array), หรือแถวลำดับปริมาตร (Volume array) ก็ได้ แถวลำดับแบบเส้นจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบซึ่งวางห่างกันในระยะจำกัดในแนวของเส้นตรงเดียวกัน และในทำนองเดียวกัน แถวลำดับระนาบประกอบไปด้วยองค์ประกอบที่แยกกันอยู่ในระนาบเดียวกัน และแถวลำดับปริมาตรนั้นจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบที่จัดเรียงกันในรูปแบบสามมิติ ซึ่งในที่นี้จะกล่าวเพียงสายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่มีลำคลื่นคงที่

พิจารณาแถวลำดับที่มีสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปจำนวน n องค์ประกอบวางเรียงกันแบบคงที่อยู่บนแนวแกน z ของระบบพิกัดดังแสดงในรูปที่ 2.5 สนามไกลที่เกิดจากองค์ประกอบตัวที่ i^{th} จะเป็น

$$E_i(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) I_i \exp[j(k_0 z_i \cos \theta + \beta_i)] \quad (2.1)$$

เมื่อ $f(\theta, \phi)$ แทนฟังก์ชันการแผ่กระจายของสนามไกลขององค์ประกอบและ $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ โดย I_i และ β_i คือขนาดและเฟสของการกระตุ้นให้กับองค์ประกอบตามลำดับ ดังนั้น สำหรับสายอากาศ n องค์ประกอบจึงมีสนามรวมคือ

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{i=1}^n I_i \exp[j(k_0 z_i \cos \theta + \beta_i)] \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.5 สายอากาศแถวลำดับแบบเส้นที่อยู่บนแนวแกน z

และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะสามารถหาได้จากการพิจารณาขนาดของ $E(\theta, \phi)$ นั่นคือ

$$|E(\theta, \phi)| = |f(\theta, \phi)| \cdot |T| \quad (2.3)$$

เมื่อ

$$T = \sum_{i=1}^n I_i \exp[j(k_0 z_i \cos \theta + \beta_i)] \quad (2.4)$$

โดย T คือตัวประกอบแถวลำดับ (Array factor) ซึ่งขึ้นอยู่กับ การแจกแจงเชิงอวกาศ (Spatial distribution) ขององค์ประกอบในแถวลำดับและการกระตุ้น สมการ (2.3) คือทฤษฎีการคูณแบบรูป (Pattern multiplication theorem) ซึ่งเป็นตัวกำหนดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของแถวลำดับ โดยเป็นผลคูณระหว่าง $f(\theta, \phi)$ กับขนาดของของตัวประกอบแถวลำดับ T

สำหรับองค์ประกอบที่เหมือนกัน, ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบตามแนวแกน z เท่ากัน ($z = 0, d, 2d, \dots, (n-1)d$) และถูกกระตุ้นด้วยเฟสแบบรูดหน้า (Progressive phase) ที่ไม่คงที่ ค่าสูงสุดของตัวประกอบแถวลำดับจะหาได้เมื่อ

$$mk_0 d \cos \theta_m + \beta_m = 0, \quad m = 0, 1, \dots, n-1 \quad (2.5)$$

หรือ

$$\theta_m = \cos^{-1} \left(\frac{\beta_0 \lambda_0}{2\pi d} \right), \quad \beta_m = m\beta_0 \quad (2.6)$$

เมื่อ β_0 คือตัวประกอบการเลื่อนเฟส (Phase shift factor) และเป็นค่าคงที่ โดย θ_m เป็นตัวกำหนดทิศทางของลำคลื่นหลัก สำหรับสายอากาศเอนด์ไฟร์ (Endfire antenna) แกนของลำคลื่นหลักจะระคาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนานกับทิศทางแกนของแถวลำดับนั้นคือ $\theta_m = 0$ ส่วนสายอากาศแถวลำดับด้านข้าง (Broadside array antenna) ที่มีลำคลื่นหลักวางอยู่ในระนาบที่ขวางกับแกนของแถวลำดับจะมี $\theta_m = \pi/2$

ตัวประกอบแถวลำดับ T อาจใช้ในการหาตำแหน่งของนัลล์ (Null) และพูข้าง (Side lobe) เพื่อที่จะหาความกว้างลำ (Beamwidth) ได้ ตัวประกอบแถวลำดับ T จากสมการ (2.4) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$T = \sum_{i=0}^{n-1} I_i \exp(jiu) \quad (2.7)$$

เมื่อ $u = k_0 d (\cos \theta - \cos \theta_m)$ โดยพิจารณาค่าสูงสุดสำหรับ $u = 0, \pm 2\pi, \pm 4\pi$ เป็นต้น มุม θ_m สำหรับ $u = 0$ จะเป็นตัวกำหนดทิศทางของลำคลื่นหลัก ในขณะที่มุม θ_i สำหรับ $u = \pm 2\pi, \pm 4\pi$ จะเป็นตัวกำหนดโครงสร้างของพูแบบแกรตติ้ง (Grating lobe) ซึ่งเป็นที่ไม่ต้องการสำหรับลำคลื่นแบบเจาะจงทิศทาง ซึ่งสามารถที่จะกำจัดได้โดยเลือก $d < \lambda_0$ ยิ่งไปกว่านั้น ถ้าหากกระแสงค์ประกอบมีแอมพลิจูดที่เท่ากัน ขนาดของตัวประกอบแถวลำดับจะเป็น

$$|T| = \frac{\sin\left(\frac{nu}{2}\right)}{n \sin\left(\frac{u}{2}\right)} \quad (2.8)$$

และเนื่องจากตำแหน่งนัลล์ (Null) คือ

$$\sin\left(\frac{nu}{2}\right) = 0 \quad (2.9)$$

หรือ

$$u_0 = k_0 d (\cos \theta_0 - \cos \theta_m) = \frac{2\pi m}{n} \quad (2.10)$$

หรือ

$$\cos \theta_0 - \cos \theta_m = \frac{m\lambda_0}{nd}, \quad m = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.11)$$

เนื่องจากจำนวนของนัลล์จะขึ้นอยู่กับ d และ θ_m ดังนั้นสำหรับแถวลำดับด้านข้าง ($\theta_m = \pi/2$) นัลล์แรกจะเกิดขึ้นที่

$$\cos \theta_0 = \frac{\lambda_0}{nd} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกัน สำหรับแอมพลิจูดแบบเอนด์ไฟร์ ($\theta_m = 0$) นัลส์ตัวแรกจะเกิดขึ้นที่

$$\cos \theta_0 = 1 - \frac{\lambda_0}{nd} \quad (2.13)$$

ความกว้างลำครึ่งกำลัง (Half power beamwidth) จึงสามารถประมาณค่าได้จาก T โดยใช้

$$|T(u_1)|^2 = \frac{1}{2} |T_{\max}|^2 = \frac{n^2}{2} \quad (2.14)$$

เมื่อ

$$u_1 = k_0 d (\cos \theta_1 - \cos \theta_m) \quad (2.15)$$

และ θ_1 คือตำแหน่งจุดครึ่งกำลัง ดังนั้นความกว้างลำสำหรับแอมพลิจูดด้านข้างและแอมพลิจูดเอนด์ไฟร์จะเป็น $2(\pi/2 - \theta_1)$ และ $2\theta_1$ ตามลำดับ สุดท้าย ตำแหน่งของพูข้างสามารถหาได้โดยการกำหนดให้ u มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งจะได้

$$n \tan\left(\frac{u}{2}\right) = \tan\left(\frac{nu}{2}\right) \quad (2.16)$$

และ $u = \pm\pi, \pm3\pi, \dots$ คือตำแหน่งที่เป็นไปได้ของพูข้างเมื่อ n เป็นจำนวนคี่
สภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) สำหรับแอมพลิจูดชนิดนี้เป็นไปดังสมการ

$$D = \frac{2n^2}{\int_0^\pi |E^2| \sin \theta d\theta} \quad (2.17)$$

นั่นคือ

$$D = \frac{n^2 (k_0 d)^2}{nk_0 d + 2 \sum_{p=1}^{n-1} \frac{n-p}{n} \sin(pk_0 d) \cos(pk_0 d \cos \theta_m)} \quad (2.18)$$

โดยสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดจะเป็น

เมื่อ θ_{BE} และ θ_{BH} คือความกว้างลำครึ่งกำลังบนระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กในหน่วยของมุมตามลำดับ [13]

จากสมการที่ผ่านมา (ยกเว้นสมการ (2.19)) เป็นพฤติกรรมของแฉวลำดับเมื่อแบบรูปองค์ประกอบ $f(\theta, \phi)$ เป็นเอกภาพ (Unity) ในกรณีที่แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนั้นเหมือนกับตัวประกอบแฉวลำดับ ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วจะถือเป็นเรื่องเล็กน้อยเพราะส่วนใหญ่ $f(\theta, \phi)$ มักจะไม่เป็นเอกภาพเสมอ และจะเป็นผลต่อการคาดเดาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นโดยรวม โดยคุณลักษณะสมบัติอย่างเช่นระดับของพูข้าง, นัลล์ ฯลฯ โดยทั่วไปแล้วจะมีผลกระทบน้อยมากกับ $f(\theta, \phi)$ แต่อย่างไรก็ดี อัตราขยาย, แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น, สภาพเจาะจงทิศทาง ฯลฯ จะมีผลกับค่า $f(\theta, \phi)$ มาก

2.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงคุณลักษณะสมบัติทั่วไป รูปร่างและ โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป วิธีการป้อนสัญญาณและวงจรสมมูลของวิธีการป้อนสัญญาณแบบต่างๆ รวมทั้งลักษณะการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป และกล่าวถึงสายอากาศแฉวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปซึ่งเป็นการปรับปรุงจากสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียวให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการในระบบไมโครเวฟในปัจจุบัน ซึ่งสิ่งต่างๆ ที่กล่าวมาทั้งหมดเหล่านี้ล้วนแล้วแต่เป็นความรู้พื้นฐานที่สำคัญในการศึกษาและการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

บทที่ 3

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา

3.1 กล่าวนำ

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite-Difference Time-Domain Method, FDTD) เป็นวิธีวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่นิยมใช้ในการหาผลเฉลยทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งเป็นความคิดที่ถูกนำเสนอครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1966 โดย เคน ยี (Kane Yee) [14] ยี ได้เลือกความสัมพันธ์ทางเรขาคณิตมาใช้ในการชักค้วอย่างส่วนประกอบเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นการแทนสมการของแมกซ์เวลล์ทั้งในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล แม้ว่าวิธี FDTD จะถือกำเนิดมากกว่า 30 ปีแล้วและในช่วงเวลาระหว่างนั้นได้มีแนวคิดอื่นๆ ในการแทนสมการของแมกซ์เวลล์อีกหลายวิธีถูกนำเสนอก็ตาม แต่จนถึงปัจจุบันนี้ วิธี FDTD ก็ยังมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและยังคงเป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย

ในบทที่ 3 นี้จะได้กล่าวถึงสมการของแมกซ์เวลล์, ยีอัลกอริทึม (Yee Algorithm) โดยจะเป็นแนวความคิดและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นที่มาของสมการผลต่างสืบเนื่อง จากนั้นกล่าวถึงเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการผลต่างสืบเนื่องดังกล่าว และหลังจากนั้นจะกล่าวถึงเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน ที่ใช้ในการจำลองขอบเขตในการวิเคราะห์ให้เสมือนเป็นอนันต์ซึ่งมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน โดยในวิทยานิพนธ์นี้ใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer Absorbing Boundary Condition, PML ABC) และสุดท้ายกล่าวถึงทฤษฎีการคำนวณแบบกริดไม่คงที่ (Nonuniform Grid) ซึ่งทำให้ลดเวลาและหน่วยความจำที่ใช้ในการคำนวณลงได้จากการคำนวณแบบกริดคงที่

3.2 สมการของแมกซ์เวลล์และยีสอัลกอริทึม (Yee Algorithm)

สมการของแมกซ์เวลล์ประกอบไปด้วยสมการที่อยู่ในรูปแบบเชิงอนุพันธ์และรูปแบบอินทิกรัล โดย

กฎของฟาราเดย์ :

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{J}_m \quad (3.1a)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = -\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} - \iint_S \vec{J}_m \cdot d\vec{S} \quad (3.1b)$$

กฎของแอมแปร์ :

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J}_e \quad (3.2a)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} - \iint_S \vec{J}_e \cdot d\vec{S} \quad (3.2b)$$

โดยที่ \vec{E} คือเวกเตอร์สนามไฟฟ้าในหน่วยโวลต์ต่อเมตร, \vec{D} คือเวกเตอร์ความหนาแน่นฟลักซ์ไฟฟ้าในหน่วยคูลอมบ์ต่อตารางเมตร, \vec{H} คือเวกเตอร์สนามแม่เหล็กในหน่วยแอมแปร์ต่อเมตร, \vec{B} คือเวกเตอร์ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในหน่วยเวเบอร์ต่อตารางเมตร, \vec{J}_e คือความหนาแน่นกระแสเหนี่ยวนำไฟฟ้าในหน่วยแอมแปร์ต่อตารางเมตร, \vec{J}_m คือความหนาแน่นกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กสมมูลในหน่วยโวลต์ต่อตารางเมตร, S เป็นพื้นผิวใดๆ ซึ่งมีเวกเตอร์ปกติหนึ่งหน่วยเป็น $d\vec{S}$ และ C เป็นคอนทัวร์ของ S ซึ่งมีเวกเตอร์เส้นทางหนึ่งหน่วยเป็น $d\vec{l}$

ในวัสดุเชิงเส้น, ไอโซทรอปิกที่ไม่มีการกระจายความถี่ (ตัวอย่างเช่น วัสดุที่ไม่ขึ้นอยู่กับสนาม, ไม่ขึ้นอยู่กับทิศทาง, และมีคุณสมบัติทางไฟฟ้ากับคุณสมบัติทางแม่เหล็กที่ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่) เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง \vec{B} กับ \vec{H} และ \vec{D} กับ \vec{E} โดยใช้สัดส่วนง่ายๆ ได้เป็น

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.3)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (3.4)$$

โดย μ เป็นความซาบซึมได้ (Permeability) ทางแม่เหล็กในหน่วยเฮนรีต่อเมตร และ ϵ เป็นสภาพยอม (Permittivity) ทางไฟฟ้าในหน่วยฟารัดต่อเมตร กำหนดให้การสูญเสียทางไฟฟ้าและแม่เหล็กสามารถแผ่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเข้าไปในวัสดุได้โดยเปลี่ยนเป็นพลังงานความร้อน เราสามารถนิยามกระแสแม่เหล็กสมมูลที่ทำให้เกิดการสูญเสียทางแม่เหล็กได้เป็น

$$\vec{J}_m = \rho' \vec{H} \quad (3.5)$$

และสามารถนิยามกระแสไฟฟ้าสมมูลที่ทำให้เกิดการสูญเสียทางไฟฟ้าได้เป็น

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} \quad (3.6)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ ρ' เป็นสภาพต้านทานแม่เหล็กสมมูลในหน่วยโอห์มต่อเมตร และ σ เป็นสภาพนำไฟฟ้าในหน่วยซีเมนส์ต่อเมตร นำสมการ (3.3) ถึง (3.6) แทนลงในสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (3.1a) และ (3.2a) จะได้

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{\rho'}{\mu} \vec{H} \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \vec{E} \quad (3.8)$$

เขียนองค์ประกอบเวกเตอร์ของตัวดำเนินการเคิร์ล (Curl Operator) ใน (3.7) และ (3.8) จะได้สมการสเกลาร์ 6 สมการที่สมมูลกับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติ (x, y, z) ดังนี้

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho' H_x \right) \quad (3.9a)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho' H_y \right) \quad (3.9b)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho' H_z \right) \quad (3.9c)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (3.10a)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (3.10b)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (3.10c)$$

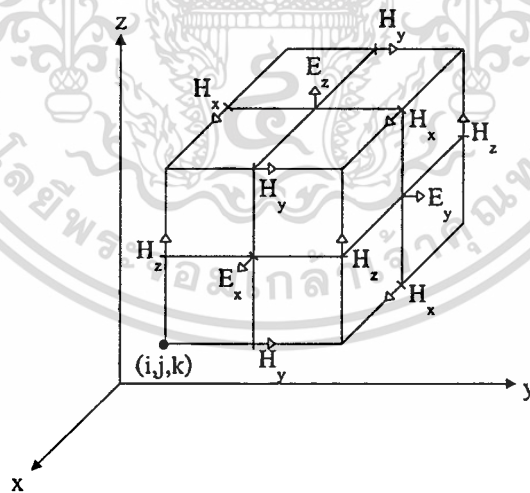
สมการเชิงอนุพันธ์ย่อยทั้ง 6 สมการนี้เป็นรูปแบบพื้นฐานของแนวความคิดเชิงตัวเลขของวิธี FDTD สำหรับการกระทำระหว่างกันของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ากับวัตถุในสามมิติทั่ว ๆ ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยี่อัครทิมหรือแนวความคิดพื้นฐานของยี่นั้นก็คือการสร้างกลุ่มของสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดสำหรับระบบสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ที่ขึ้นอยู่กับเวลาของ (3.9) และ (3.10) ในกรณีของวัสดุที่ไม่มีการสูญเสีย นั่นคือ $\rho' = 0$ และ $\sigma = 0$ [14] กล่าวคือ

1. ยี่อัครทิมจะทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในเวลาและสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์แทนที่จะแก้ปัญหาสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กเพียงอย่างเดียวด้วยการใช้สมการคลื่น

- คล้ายคลึงกับสูตรสมการอินทิกรัลสนามรวมของวิธีโมเมนต์ เมื่อเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} ถูกกำหนดให้กับพื้นผิวของโครงสร้างวัสดุ
- การใช้ข้อมูลของทั้ง \vec{E} และ \vec{H} จะได้ผลเฉลยที่ดีกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) คุณสมบัติทางไฟฟ้าและแม่เหล็กของวัสดุสามารถกำหนดได้โดยทำเป็นแบบจำลอง ซึ่งเป็นลักษณะที่มีความสำคัญ
- สนามที่มีลักษณะเฉพาะเช่น \vec{H} ที่สัมผัสบริเวณขอบและมุม, \vec{H} ที่ล้อมรอบเส้นลวด, \vec{E} ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด, ขอบ และเส้นลวดนั้น สามารถที่จะทำแบบจำลองได้ ถ้าหากว่ามีทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเกิดขึ้น

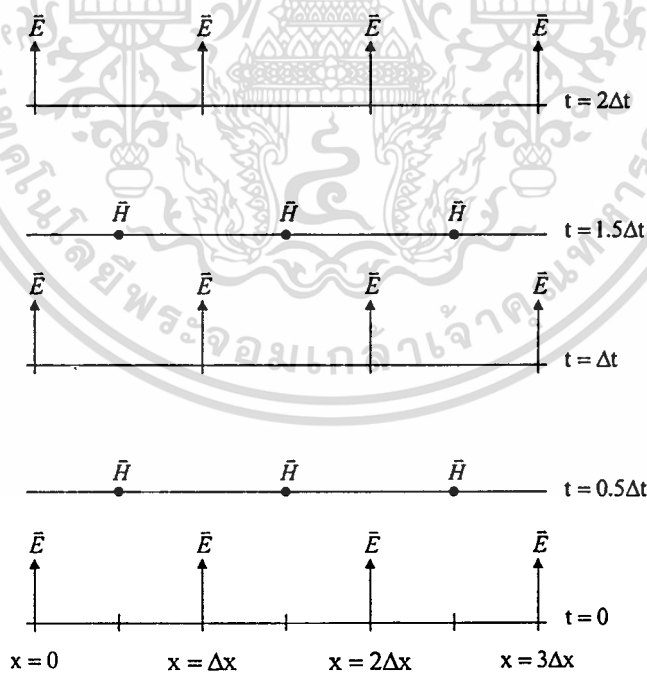


รูปที่ 3.1 ตำแหน่งของส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในหนึ่งหน่วยเซลล์ลูกบาศก์ของยี่อัครทิม

2. จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่ายี่อัครทิมจะวางส่วนประกอบของ \vec{E} และ \vec{H} ไว้ที่ตำแหน่งตรงกลางในสเปซสามมิติ ดังนั้นทุกส่วนประกอบของ \vec{E} จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของ \vec{H} และทุกส่วนประกอบของ \vec{H} ก็จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของ \vec{E} เช่นเดียวกัน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ทำให้ได้รูปแบบอย่างง่ายของสเปซสามมิติ ซึ่งประกอบไปด้วยแถวลำดับที่เชื่อมต่อกันตามกฎคอนทัวร์ของฟาราเดย์ และกฎคอนทัวร์ของแอมแปร์
- ผลของนิพจน์ผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสำหรับอนุพันธ์สเปซที่ใช้ในตัวดำเนินการเคิร์ดจะเป็นผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของสนามสัมผัส \vec{E} และ \vec{H} ข้ามรอยต่อของวัสดุที่มีชนิดต่างกัน และรอยต่อขนานกับแกนพิกัดของกริด จะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ โดยเพียงทำการกำหนดสภาพยอมและความซาบซึมได้ของวัสดุที่แต่ละตำแหน่งส่วนประกอบสนาม ถ้าเป็นเมช (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี่ จะมีลักษณะการประมาณพื้นผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่พิจารณาเป็นแบบขั้นบันได (Staircase) โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์แลตทิซ (Lattice)
- ตำแหน่งของส่วนประกอบ \vec{E} และ \vec{H} ในกริดของยี่ และการดำเนินการผลต่างสี่บเนื่องแบบตรงกลางบนส่วนประกอบเหล่านี้จะเป็นไปตามความสัมพันธ์ของกฎของเกาส์



รูปที่ 3.2 แผนภูมิสเปซกับเวลาของยี่อัลกอริทึม สำหรับการแพร่กระจายของคลื่นในหนึ่งมิติ

3. ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ยี่อัลกอริทึมจะกำหนดให้ส่วนประกอบของ \vec{E} และ \vec{H} ในเวลา

อยู่ในเทอมของสี่พروق (Leapfrog) ค่าที่ได้จากการคำนวณ \vec{E} ทั้งหมดในสเปซสามมิติที่พิจารณา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำที่ตำแหน่งเวลานั้นโดยใช้ข้อมูลของ \bar{H} ที่เก็บไว้ก่อนหน้า ในหน่วยความจำคอมพิวเตอร์ ต่อมา \bar{H} ก็จะถูกคำนวณทั้งหมดในแบบจำลองสเปซ และเก็บผลที่ได้ไว้ในหน่วยความจำโดยใช้ข้อมูลของ \bar{E} ที่ได้คำนวณจากครั้งที่ผ่านมา ซึ่งการคำนวณก็จะวนรอบไปเช่นนี้เรื่อยๆ เพื่อหาส่วนประกอบของ \bar{E} และ \bar{H} ค่าใหม่ โดยกระบวนการนี้จะกระทำต่อเนื่องไปเรื่อยๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาที่กำหนดไว้

- กระบวนการทำขั้นเวลาสี่ฟรอนท์นี้เป็นกระบวนการที่แน่นอน ดังนั้นจึงเป็นการหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกผกผันได้อย่างสมบูรณ์แบบ
- ผลของนิพจน์ผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสำหรับอนุพันธ์เวลาที่ใช้ในสมการเคิร์ลจะเป็นผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ผลของแนวความคิดแบบขั้นเวลาจะไม่เป็นการสิ้นเปลือง เนื่องจากแบบแผนคลื่นเชิงตัวเลขจะแพร่กระจายในเม็ชที่สร้างขึ้น โดยมีลักษณะที่ตรงตามจริง

ในวิธีการของบีอัลกอริทึมจะกำหนดสัญลักษณ์สำหรับจุดสเปซและฟังก์ชันของสเปซและเวลา ในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติเอาไว้ดังนี้

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (3.11)$$

ในที่นี้ Δx , Δy และ Δz คือค่าที่เพิ่มขึ้นในสเปซเลตทิซในทิศทางของพิกัด x , y และ z ตามลำดับ และ i , j และ k เป็นเลขจำนวนเต็ม ต่อมากำหนดให้ u เป็นฟังก์ชันใด ๆ ของสเปซและเวลาที่พิจารณา ที่จุดดิสครีต (Discrete) ในกริดและจุดดิสครีตในเวลาที่มีรูปแบบเป็น

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (3.12)$$

เมื่อ Δt คือเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นเวลา โดยกำหนดให้มีการเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอ และ n คือเลขจำนวนเต็ม

ยี่ได้ใช้การประมาณอนุพันธ์สเปซและเวลาด้วยนิพจน์ของผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง จึงทำให้ง่ายในการจัดระเบียบและทำให้มีความเที่ยงตรงอันดับที่สองในสเปซและเวลาที่เพิ่มขึ้น เมื่อพิจารณานิพจน์สำหรับอนุพันธ์สเปซของ u ในทิศทาง x, y และ z และพิจารณาเวลาคงที่ ณ $t_n = n\Delta t$ จะได้

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \quad (3.13a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial u}{\partial y}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j+1/2,k}^n - u_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \quad (3.13b)$$

$$\frac{\partial u}{\partial z}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k+1/2}^n - u_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \quad (3.13c)$$

โดยการเพิ่มขึ้น $\pm 1/2$ ในตัวห้อย i, j และ k ของ u แทนผลต่างสี่บเนื่องจำกัดสเปซที่ $\pm 1/2\Delta x$, $\pm 1/2\Delta y$ และ $\pm 1/2\Delta z$ ตามลำดับ

นิพจน์ของยี่สำหรับอนุพันธ์เวลาของ u เมื่อพิจารณาที่จุดสเปซคงที่ ณ (i, j, k) คือ

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k}^{n+1/2} - u_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} \quad (3.14)$$

โดยในที่นี้การเพิ่มขึ้น $\pm 1/2$ ที่ตัวยกกำลัง n ของ u แทนผลต่างสี่บเนื่องจำกัดเวลาที่ $\pm 1/2\Delta t$

นอกจากนี้สามารถนำแนวความคิดของนิพจน์ของอนุพันธ์สเปซ (3.13) และนิพจน์ของอนุพันธ์เวลา (3.14) มาประมาณค่าเชิงตัวเลขของสมการสเกลาร์ที่สมมูลกับสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (3.9) และ (3.10) ได้ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าพิจารณา (3.9a) โดยแทนนิพจน์ของอนุพันธ์สเปซและเวลาที่ขั้นเวลา n และที่จุดสเปซแลตทิซ (i, j, k) ลงไปจะได้

$$\frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \left(\begin{array}{l} \frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \\ \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \rho'_{i,j,k} \cdot H_x|_{i,j,k}^n \end{array} \right) \quad (3.15a)$$

เนื่องจากด้านขวามือของสมการ (3.15a) พิจารณาที่ขั้นเวลา n และเนื่องจากว่าสนามที่ขั้นเวลา n นั้นไม่ได้ถูกสมมติให้เก็บเอาไว้ในหน่วยความจำของคอมพิวเตอร์ (ค่าก่อนหน้าของสนามที่ขั้นเวลา $n-1/2$ เท่านั้นที่ถูกสมมติให้เก็บอยู่ในหน่วยความจำ) ดังนั้นเราจึงต้องมีการประมาณค่าสำหรับกรณีนี้ ซึ่งเรียกว่าการประมาณค่าแบบเซมิอิมพลิสิต (Semi-implicit) ดังสมการต่อไปนี้

$$H_x|_{i,j,k}^n = \frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_x|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \quad (3.15b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในที่นี้ H_x ที่ช่วงเวลา n จะถูกสมมติให้เป็นค่าเฉลี่ยระหว่าง H_x ณ ช่วงเวลา $n-1/2$ ที่ถูกคำนวณ และเก็บเอาไว้ในหน่วยความจำแล้ว กับค่า H_x ค่าใหม่ ณ ช่วงเวลา $n+1/2$ ที่กำลังจะถูกคำนวณ จากนั้นแทน (3.15b) ลงใน (3.15a) จะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดบนพื้นฐานของอีล็กอริทึมของส่วนประกอบสนาม H_x ดังนี้

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) \cdot \left(\frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (3.16a)$$

ในทำนองเดียวกันเราสามารถหาสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดสำหรับส่วนประกอบสนาม H_y , H_z , E_x , E_y และ E_z ที่อยู่ในสมการของแมกซ์เวลล์ (3.9b), (3.9c), (3.10a), (3.10b) และ (3.10c) ตามลำดับได้ดังนี้

$$H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) \cdot \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j,k}^n - E_z|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} - \frac{E_x|_{i,j,k+1/2}^n - E_x|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (3.16b)$$

$$H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) \cdot \left(\frac{E_x|_{i,j+1/2,k}^n - E_x|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_y|_{i+1/2,j,k}^n - E_y|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (3.16c)$$

$$E_x|_{i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) E_x|_{i,j,k}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) \cdot \left(\frac{H_z|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (3.17a)$$

$$E_y|_{i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) E_y|_{i,j,k}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) \cdot \left(\frac{H_x|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.17b)$$

$$E_z|_{i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) E_z|_{i,j,k}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) \cdot \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (3.17c)$$

3.3 เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข

สมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดนั้นกำหนดให้เวลาที่เพิ่มขึ้น Δt มีขอบเขตที่แน่นอนโดยสัมพันธ์กับสเปซแลตทิซที่เพิ่มขึ้น Δx , Δy และ Δz เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงความไม่เสถียรเชิงตัวเลข อันเป็นสาเหตุของการคำนวณที่ผิดพลาดทำให้ผลที่คำนวณได้เพิ่มค่าขึ้นอย่างไม่มีขีดจำกัดเมื่อเวลาล่วงไปเรื่อยๆ

เงื่อนไขความเสถียรสำหรับสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัด [15] จะเกี่ยวเนื่องกับส่วนประกอบเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและแม่เหล็กที่สัมพันธ์กันทั้ง 6 โดยเริ่มต้นจากการพิจารณาสมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (3.7) และ (3.8) โดยทำการนอร์มัลไลซ์ (Normalize) บริเวณของสเปซให้ $\mu = 1$, $\varepsilon = 1$, $\sigma = 0$, $\rho' = 0$ และ $c = 1$ และกำหนดให้ $j = \sqrt{-1}$ จะสามารถเขียนสมการของแมกซ์เวลล์ให้อยู่ในรูปแบบอย่างง่ายได้เป็น

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (3.18a)$$

หรือเขียนให้ง่ายขึ้นอีกเป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial}{\partial t} \vec{V} \quad (3.18b)$$

เมื่อ $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$ ซึ่งความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการ (3.18b) สามารถพิจารณาให้ง่ายขึ้นได้โดยใช้ค่าเจาะจง (Eigenvalue) สองค่าคือ

$$\frac{\partial}{\partial t} \Big|_{\text{numerical}} \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (3.19a)$$

$$j \nabla \Big|_{\text{numerical}} \times \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (3.19b)$$

ใช้วิธีการลึฟรอกของยี่เป็นอนุพันธ์เวลาเชิงตัวเลข ทำการหาค่าเจาะจงเวลา (Time eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการ (3.19a) สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสืบเนื่องที่มีตำแหน่งขั้นเวลาสมมาตรที่ $\pm 1/2$ จากตำแหน่งจริงที่ต้องการหาค่า ดังนั้น

$$\frac{V_{i,j,k}^{n+1/2} - V_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.20)$$

จากนั้น กำหนดค่าคงตัวของตัวร่วมการเพิ่มขึ้น (Growth factor) ของผลเฉลยเชิงตัวเลขที่จุดสเปซ i, j, k ที่ทุกๆ ค่าของ n ได้เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V_{i,j,k}^{n+1/2}}{V_{i,j,k}^n} = \frac{V_{i,j,k}^n}{V_{i,j,k}^{n-1/2}} \quad (3.21)$$

เราต้องทำให้ค่าของ $|q_{i,j,k}| \leq 1$ สำหรับทุกแบบแผนคลื่นสเปซที่สามารถเกิดขึ้นได้ในกริด FDTD และสำหรับทุกตำแหน่งกริด (i, j, k) เพื่อหลีกเลี่ยงการเพิ่มขึ้นของแบบแผนคลื่นใด ๆ โดยไม่มีขีดจำกัด ในระหว่างขั้นเวลาปกติ (การเพิ่มขึ้นจะเพิ่มตาม $q_{i,j,k}$ ยกกำลัง n) ซึ่งเงื่อนไขนี้เป็นหัวใจของความเสถียรเชิงตัวเลข จากนั้นแทน $q_{i,j,k}$ ลงในสมการ (3.20) จะได้

$$\frac{q_{i,j,k} V_{i,j,k}^n - (V_{i,j,k}^n / q_{i,j,k})}{\Delta t} = \Lambda V_{i,j,k}^n \quad (3.22a)$$

จากนั้นเอาตัวร่วม $V_{i,j,k}^n$ หารตลอด จะได้สมการกำลังสองสำหรับ $q_{i,j,k}$ เป็น

$$(q_{i,j,k})^2 - \Lambda \Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \quad (3.22b)$$

ใช้สูตรสมการกำลังสองแก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$q_{i,j,k} = \frac{\Lambda \Delta t}{2} \pm \sqrt{\frac{\Lambda \Delta t^2}{2} + 1} \quad (3.22c)$$

กำหนดให้ $a = \frac{\Lambda \Delta t}{2}$ ดังนั้น

$$q_{i,j,k} = a \pm \sqrt{a^2 + 1} \quad (3.22d)$$

เราจะเห็นได้ว่าค่าของ $|q_{i,j,k}|$ จะมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ (ด้วยเหตุที่ต้องอยู่ในเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข $|q_{i,j,k}| \leq 1$) เมื่อ a มีต้องมีเฉพาะส่วนจินตภาพและต้องมีค่าระหว่าง $-j1$ ถึง $j1$ ทำให้

$$a = j \operatorname{Im}(a) \quad (3.23a)$$

เมื่อ $-1 \leq \operatorname{Im}(a) \leq 1$ และ

$$\sqrt{a^2 + 1} = \sqrt{[j \operatorname{Im}(a)]^2 + 1} = \sqrt{1 - [\operatorname{Im}(a)]^2} = \text{a real number} \quad (3.23b)$$

แทนสมการ (3.23) ลงในสมการ (3.22d) ดังนั้น

$$|q_{i,j,k}| = \sqrt{1 - [\operatorname{Im}(a)]^2 + [\operatorname{Im}(a)]^2} = 1 \quad (3.24)$$

จากการที่ $a = \frac{\Lambda \Delta t}{2}$ และ a มีค่าเฉพาะส่วนจินตภาพ ดังนั้น Λ จึงมีเฉพาะส่วนจินตภาพเช่นเดียวกัน ($\Lambda = j \operatorname{Im}(\Lambda)$) เราจึงได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาเป็น

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

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \operatorname{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (3.25b)$$

ทำการหาค่าเจาะจงสเปซ (Space eigenvalue) โดยกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน $\vec{V}|_{i,j,k} = \vec{V}_0 e^{j(\vec{k}_x i \Delta x + \vec{k}_y j \Delta y + \vec{k}_z k \Delta z)}$ (3.26) การคำนวณค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิซใด ๆ ใช้การทำผลต่างสืบเนื่องสเปซแบบตรงกลางของยี่ แทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการ (3.19b) จะได้

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \times \vec{V}|_{i,j,k} = \Lambda \vec{V}|_{i,j,k} \quad (3.27)$$

เมื่อ \hat{x} , \hat{y} และ \hat{z} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในทิศทางพิกัด x , y และ z ตามลำดับ หลังจากทำผลคูณเชิงเวกเตอร์ในสมการ (3.27) และเขียนสมการให้อยู่ในเทอมของส่วนประกอบ x , y และ z แล้ว ผลของการแก้สมการเพื่อหาค่าของ Λ^2 คือ

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{1}{(\Delta x)^2} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{1}{(\Delta y)^2} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{1}{(\Delta z)^2} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \quad (3.28)$$

สำหรับค่าที่เป็นไปได้ทั้งหมดของ \tilde{k}_x , \tilde{k}_y และ \tilde{k}_z จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซเป็น

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (3.29a)$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (3.29b)$$

เพื่อเป็นการรับรองความเสถียรภาพเชิงตัวเลขสำหรับแบบแผนคลื่นใดๆ ค่าเจาะจงสเปซจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ (3.29) และค่าเจาะจงเวลาก็จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขของสมการ (3.25) อย่างสมบูรณ์ด้วย จากนั้นกำหนดให้ขอบเขตบนของสมการ (3.29b) น้อยกว่าหรือเท่ากับขอบเขตบนของสมการ (3.25b) และยกเลิกการนอร์มัลไลซ์ค่าของ c ดังนั้นเราจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.30)$$

สำหรับในกรณีของขั้นเวลาที่มีค่าผิดพลาดของการแพร่กระจายตามความถี่น้อยที่สุด หรือขั้นเวลา

เมจิก (Magic time step) จะมีเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta t = \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (3.31)$$

ในกรณีที่ เป็นแลตทิซแบบลูกบาศก์ หรือ $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขจะถูกลดรูปเป็น

$$\Delta t = \frac{\Delta}{c\sqrt{3}} \quad (3.32)$$

3.4 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน

พื้นฐานของวิธี FDTD ในการแก้ปัญหาทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านั้นมักจะนิยามให้บริเวณที่พิจารณาเป็นบริเวณเปิดซึ่งโดเมนการคำนวณสนามจะไม่ถูกจำกัดไว้ที่ทิศทางพิกัดใดๆ แต่แน่นอนว่าไม่มีคอมพิวเตอร์เครื่องใดที่สามารถเก็บข้อมูลได้อย่างไม่จำกัด ดังนั้นโดเมนการคำนวณจึงต้องถูกจำกัดเอาไว้ในขนาดหนึ่งซึ่งใหญ่เพียงพอที่จะครอบคลุมโครงสร้างที่พิจารณาและมีเงื่อนไขขอบเขตที่ขอบนอกของโดเมนเสมือนเป็นระยะอนันต์ เงื่อนไขขอบเขตนี้เรียกว่าเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (Absorbing Boundary Conditions, ABC) เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนี้จะทำหน้าที่กำจัดหรือลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ซึ่งทำให้เปรียบเสมือนว่าโดเมนการคำนวณมีขนาดเป็นอนันต์ในขณะที่ทำการคำนวณ

เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้นมีหลายแบบด้วยกัน [16]-[21] แต่สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตช์สมบูรณ์ (Perfectly Matched Layer Absorbing Boundary Condition; PML ABC) ซึ่งถูกคิดค้นโดย Berenger [22] เนื่องจากเป็นเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนที่มีประสิทธิภาพในการดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามากที่สุดโดยแนวความคิดพื้นฐานของ PML ABC มาจากการแบ่งส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและแม่เหล็กในบริเวณที่เป็นขอบเขตการดูดกลืนออกเป็นสองส่วนประกอบดังนี้

$$H_x = H_{xy} + H_{xz} \quad (3.33a)$$

$$H_y = H_{yz} + H_{yx} \quad (3.33b)$$

$$H_z = H_{zx} + H_{zy} \quad (3.33c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ลิขสิทธิ์นี้เป็นของเจ้าของ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_x = E_{xy} + E_{xz} \quad (3.34a)$$

$$E_y = E_{yz} + E_{yx} \quad (3.34b)$$

$$E_z = E_{zx} + E_{zy} \quad (3.34c)$$

ทำให้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์ (3.7) และ (3.8) ถูกแตกออกมาเป็นสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดที่
ใช้ร่วมกับ PML ABC ทั้งหมด 12 สมการ คือ

$$\mu_o \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \rho'_y H_{xy} = -\frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \quad (3.35a)$$

$$\mu_o \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \rho'_z H_{xz} = -\frac{\partial(E_{yx} + E_{yz})}{\partial z} \quad (3.35b)$$

$$\mu_o \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \rho'_z H_{yz} = -\frac{\partial(E_{xy} + E_{xz})}{\partial z} \quad (3.35c)$$

$$\mu_o \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \rho'_x H_{yx} = -\frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \quad (3.35d)$$

$$\mu_o \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \rho'_x H_{zx} = -\frac{\partial(E_{yx} + E_{yz})}{\partial x} \quad (3.35e)$$

$$\mu_o \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \rho'_y H_{zy} = -\frac{\partial(E_{xy} + E_{xz})}{\partial y} \quad (3.35f)$$

$$\epsilon_o \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \sigma_y E_{xy} = \frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \quad (3.36a)$$

$$\epsilon_o \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \sigma_z E_{xz} = -\frac{\partial(H_{yx} + H_{yz})}{\partial z} \quad (3.36b)$$

$$\epsilon_o \frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \sigma_z E_{yz} = \frac{\partial(H_{xy} + H_{xz})}{\partial z} \quad (3.36c)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \sigma_x E_{yx} = -\frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial x} \quad (3.36d)$$

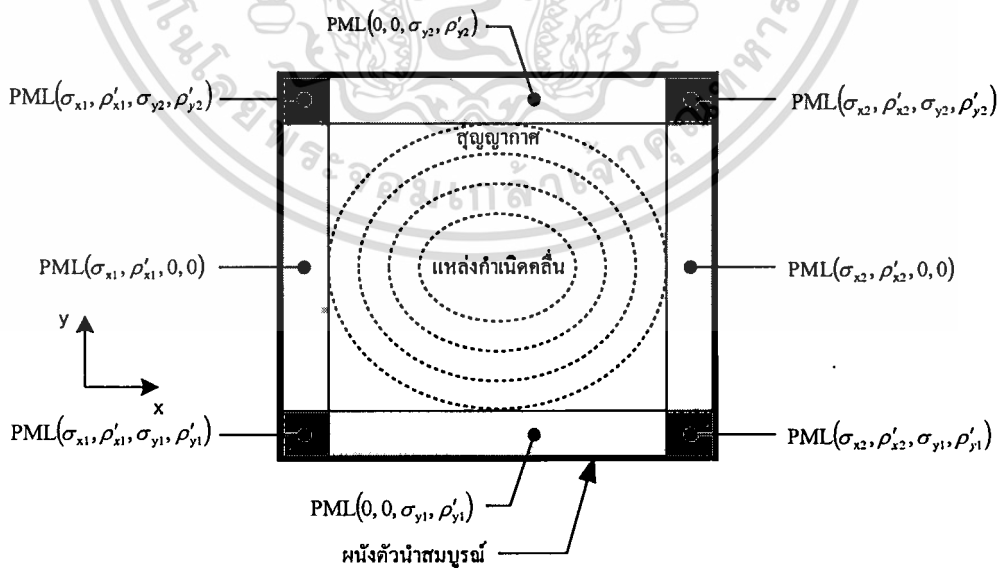
$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = \frac{\partial(H_{yx} + H_{yz})}{\partial x} \quad (3.36e)$$

$$\varepsilon_0 \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = -\frac{\partial(H_{xy} + H_{xz})}{\partial y} \quad (3.36f)$$

เมื่อ ε_0 และ μ_0 คือสภาพยอมทางไฟฟ้าและความซึมซาบทางแม่เหล็กของอวกาศว่าง และ σ_x , σ_y และ σ_z เป็นสภาพนำทางไฟฟ้าในทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ ส่วน ρ'_x , ρ'_y และ ρ'_z เป็นความสูญเสียทางแม่เหล็กในทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ โดยเงื่อนไขที่แต่ละชั้นของ PML ABC คือ

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\rho'}{\mu_0} \quad (3.37)$$

พิจารณาสมการ (3.37) อิมพีแดนซ์ (Impedance) ของคลื่นในตัวกลางที่มีความสูญเสียเท่ากับในตัวกลางที่ไม่มี การสูญเสีย เป็นผลให้ไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้นเมื่อคลื่นระนาบแพร่กระจายตั้งฉากข้ามรอยต่อระหว่างตัวกลางทั้งสองนี้ ตัวกลางที่มีความสูญเสียชนิดนี้เรียกว่าชั้นแมตซ์สมบรูณ์ ซึ่งจะนำมาใช้ที่ปลายโดเมนการคำนวณ FDTD โดยที่ประสิทธิภาพการดูดกลืนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับจำนวนชั้นของ PML ที่ใช้วิเคราะห์



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของกริดของ FDTD แบบสองมิติ ที่มีเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบรูณ์ (PML ABC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณากริดของ FDTD ในแบบแผนคลื่น TE สองมิติ (พิกัด x และ y) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งมีโดเมนการคำนวณที่ล้อมรอบด้วย PML โดยมีผนังตัวนำสมบูรณ์ (Perfectly Conducting, PEC) อยู่ด้านนอกสุด ที่ทั้งด้านซ้ายและขวาของกริด (x_{\min} และ x_{\max}) แต่ละ PML จะมี σ_x และ ρ'_x เป็นไปตามเงื่อนไขของ (3.37) โดยมี $\sigma_y = \rho'_y = 0$ เพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนข้ามรอยต่อระหว่างโดเมนการคำนวณกับ PML ส่วนด้านล่างและด้านบนของกริด (y_{\min} และ y_{\max}) แต่ละ PML จะมี σ_y และ ρ'_y เป็นไปตามเงื่อนไขของ (3.37) เช่นเดียวกัน โดยมี $\sigma_x = \rho'_x = 0$ และที่มุมทั้งสี่ของกริดมีการซ้อนกันของสอง PML ดังนั้น จะมีทั้งหมดสี่ความสูญเสีย (σ_x , ρ'_x , σ_y และ ρ'_y) รูปแบบการแบ่ง PML ควรจะมีการเพิ่มขึ้นของสภาพนำทางไฟฟ้า และความสูญเสียทางแม่เหล็กอย่างราบเรียบ โดยมีความสัมพันธ์กับความหนาของ PML ในแต่ละชั้น (ρ) ซึ่งรูปแบบการแบ่ง PML โดยทั่วไปจะมีสภาพนำทางไฟฟ้าอยู่ในเทอมของฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียล คือ

$$\sigma(\rho) = \sigma_{\max} (\rho/\delta)^N \quad (3.38)$$

เมื่อ δ เป็นความหนาทั้งหมดของ PML σ เป็นได้ทั้ง σ_x , σ_y และ σ_z ส่วน N เป็นอันดับการเพิ่มขึ้นของ σ และค่าของ σ_{\max} หาได้จากการกำหนดค่าของตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์กลาง ($R(0)$) โดยจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$R(0) = e^{-2\sigma_{\max}\delta/(N+1)\epsilon_0 c} \quad (3.39)$$

เมื่อได้ค่าของสภาพนำไฟฟ้าใน PML แต่ละชั้นแล้ว จะหาค่าของความสูญเสียทางแม่เหล็กใน PML แต่ละชั้นได้โดยใช้สมการ (3.37) และในการทำขั้นเวลาในบริเวณของ PML จะต้องเป็นการทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียล [23] เพื่อให้สนามที่แพร่กระจายในบริเวณนี้ถูกลดทอนลงอย่างรวดเร็ว พิจารณาระบบสมการของแมกซ์เวลล์ในตัวกลางนำไฟฟ้าของสมการ (3.35) และ (3.36) ทำการจัดรูปใหม่จะได้ระบบสมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งใหม่ แล้วจึงทำการแก้สมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งนี้ โดยกำหนดค่าเริ่มต้นให้ที่เวลา $t = 0$ โดยแต่ละส่วนประกอบสนามมีค่าเป็นศูนย์ จากนั้นทำผลเฉลยที่ได้ให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างสี่เบื้องจำกัด ซึ่งจะได้สมการผลต่างสี่เบื้องจำกัดที่มีการทำขั้นเวลาแบบเอกซ์โพเนนเชียลที่นำไปใช้ร่วมกับ PML ABC ได้เป็น

$$H_{xy}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\rho'_y \Delta t/\mu} H_{xy}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\rho'_y \Delta t/\mu}}{\rho'_y} \left(\frac{E_z|_{i,j-1/2,k}^n - E_z|_{i,j+1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (3.40a)$$

$$H_{xz}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\rho'_z \Delta t / \mu} H_{xz}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\rho'_z \Delta t / \mu}}{\rho'_z} \cdot \left(\frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (3.40b)$$

$$H_{yz}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\rho'_z \Delta t / \mu} H_{yz}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\rho'_z \Delta t / \mu}}{\rho'_z} \cdot \left(\frac{E_x|_{i,j,k+1/2}^n - E_x|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (3.40c)$$

$$H_{yx}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\rho'_x \Delta t / \mu} H_{yx}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\rho'_x \Delta t / \mu}}{\rho'_x} \cdot \left(\frac{E_z|_{i+1/2,j,k}^n - E_z|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (3.40d)$$

$$H_{zx}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\rho'_x \Delta t / \mu} H_{zx}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\rho'_x \Delta t / \mu}}{\rho'_x} \cdot \left(\frac{E_y|_{i-1/2,j,k}^n - E_y|_{i+1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right) \quad (3.40e)$$

$$H_{zy}|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\rho'_y \Delta t / \mu} H_{zy}|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1 - e^{-\rho'_y \Delta t / \mu}}{\rho'_y} \cdot \left(\frac{E_x|_{i,j+1/2,k}^n - E_x|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (3.40f)$$

$$E_{xy}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon} E_{xy}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_y \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_y} \cdot \left(\frac{H_z|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (3.41a)$$

$$E_{xz}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon} E_{xz}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_z} \cdot \left(\frac{H_y|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (3.41b)$$

$$E_{yz}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon} E_{yz}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_z \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_z} \cdot \left(\frac{H_x|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (3.41c)$$

$$E_{yx}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon} E_{yx}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_x} \cdot \left(\frac{H_z|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.41d)$$

$$E_{zx}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon} E_{zx}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_x \Delta t / \varepsilon}}{\sigma_x} \cdot \left(\frac{H_y|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.41e)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{zy}|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_y \Delta t / \epsilon} E_{zy}|_{i,j,k}^n + \frac{1 - e^{-\sigma_y \Delta t / \epsilon}}{\sigma_y} \cdot \left(\frac{H_x|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (3.41f)$$

3.5 ทฤษฎีการคำนวณแบบกริดไม่คงที่

จากที่ทราบมาแล้วจากตอนต้นว่าวิธีการ FDTD จะทำการแบ่งโดเมนการคำนวณออกเป็นลักษณะของเมช (โครงสร้างที่พิจารณาจะถูกแบ่งออกเป็นเซลล์หนึ่งหน่วยหลายๆ เซลล์) แล้วจึงทำการคำนวณ โดยแต่เดิมนั้นการแบ่งเมชจะเป็นลักษณะของกริดคงที่ (Uniform grid) คือกริดจะมีขนาดเท่ากันหมดตลอดเมช ซึ่งถ้าหากนำไปใช้ในการคำนวณ โครงสร้างที่มีบางส่วนของโครงสร้างมีความละเอียดมาก ก็จะทำให้ขอบของกริดคงที่ไม่ตรงกับขอบของโครงสร้างได้ หรือถ้าหากว่าทำให้ตรงกันได้ก็จะต้องใช้กริดคงที่มีขนาดเล็กมากๆ ซึ่งทำให้ใช้ทรัพยากรในการคำนวณเช่น หน่วยความจำ, ภาระในการประมวลผลของตัวประมวลผล รวมทั้งเวลาในการคำนวณสูง ปัญหาที่สามารถแก้ไขได้โดยการใช้กริดไม่คงที่ (Nonuniform grid) [24] วิธีนี้จะใช้การปรับเปลี่ยนขนาดของกริดให้เหมาะสมและสอดคล้องกับโครงสร้างที่จะวิเคราะห์ นั่นคือในบริเวณของโครงสร้างที่มีความละเอียดมากและบริเวณขอบของโครงสร้าง กริดที่ใช้จะเป็นกริดขนาดเล็ก ส่วนในบริเวณของโครงสร้างที่ไม่ต้องการความละเอียดมากนัก ก็จะใช้กริดขนาดใหญ่ขึ้น ทำให้ลดจำนวนของกริดโดยรวมในเมชลงได้ นั่นคือสามารถลดทรัพยากรและเวลาในการคำนวณลงได้นั่นเอง

ในวิธีการ FDTD แบบใช้กริดไม่คงที่นั้นที่ตำแหน่งกลางของเซลล์ในแนวแกน x , y และ z จะถูกนิยามให้เป็น x_i , y_j และ z_k ตามลำดับ ดังนั้นระยะห่างระหว่างขอบของเซลล์จะเป็น

$$\Delta x_i = x_{i+1/2} - x_{i-1/2} \quad (3.42a)$$

$$\Delta y_j = y_{j+1/2} - y_{j-1/2} \quad (3.42b)$$

$$\Delta z_k = z_{k+1/2} - z_{k-1/2} \quad (3.42c)$$

และระยะห่างระหว่างตำแหน่งกลางของเซลล์คือ

$$sx_i = \Delta x_i / 2 + \Delta x_{i+1} / 2 \quad (3.43a)$$

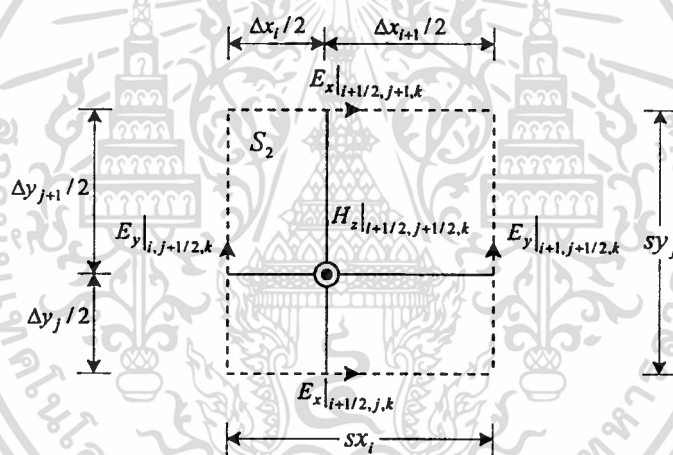
$$sy_j = \Delta y_j / 2 + \Delta y_{j+1} / 2 \quad (3.43b)$$

$$sz_k = \Delta z_k / 2 + \Delta z_{k+1} / 2 \quad (3.43c)$$

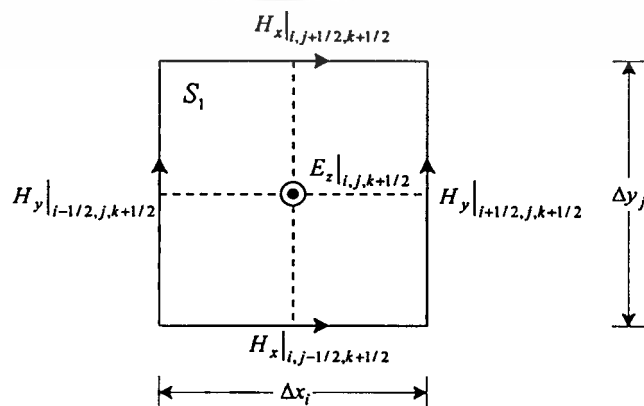
ส่วนสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก (u) ในกริดไม่คงที่แบบดิสครีตนั้นใช้เช่นเดียวกับวิธีกริดคงที่ ดังแสดงในสมการ (3.12) โดยวิธี FDTD แบบกริดไม่คงที่นี้จะมีพื้นฐานอยู่บนการดิสครีตของสมการของแมกซ์เวลล์ในรูปแบบอินทิกรัล (3.1b) และ (3.2b) และเมื่อนำสมการ (3.3) และ (3.4) แทนลงในสมการ (3.1b) และ (3.2b) ตามลำดับ จะได้

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_2} \mu \bar{H} d\bar{S} = - \oint_{C_2} \bar{E} d\bar{l} - \iint_{S_2} \rho' \bar{H} d\bar{S} \quad (3.44)$$

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_1} \epsilon \bar{E} d\bar{S} = \oint_{C_1} \bar{H} d\bar{l} - \iint_{S_1} \sigma \bar{E} d\bar{S} \quad (3.45)$$



รูปที่ 3.4 สนามแม่เหล็กที่ขอบของเซลล์และระยะห่างระหว่างตำแหน่งกลางของเซลล์



เอกสารที่ 3.5 สนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งกลางของเซลล์และระยะห่างระหว่างขอบของเซลล์ ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดที่ทั้งสี่ อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้ง่ายต่อการทำความเข้าใจ จึงยกตัวอย่างของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในทิศทาง z จากสมการ (3.44) และ (3.45) มาประกอบการอธิบาย พิจารณาการอินทิกรัลพื้นผิวของสมการ (3.44) ซึ่งเป็นการอินทิกรัลคอนทัวร์ที่แนวตำแหน่งกลางของเซลล์ แสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.4 และในทำนองเดียวกัน การอินทิกรัลพื้นผิวของสมการ (3.45) ก็เป็นการอินทิกรัลคอนทัวร์ที่ขอบของเซลล์ แสดงให้เห็นดังรูปที่ 3.5

พิจารณาสมการ (3.44) เมื่อทำการกระจายสมการในส่วนอินทิกรัลคอนทัวร์ของสนามไฟฟ้าตามรูปที่ 3.4 จะได้

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_2} \mu_{i+1/2,j+1/2,k} H_z|_{i+1/2,j+1/2,k} dS &= E_y|_{i,j+1/2,k} sy_j + E_x|_{i+1/2,j+1,k} sx_i - E_y|_{i+1,j+1/2,k} sy_j \\ &\quad - E_x|_{i+1/2,j,k} sx_i - \iint_{S_2} \rho'_{i+1/2,j+1/2,k} H_z|_{i+1/2,j+1/2,k} dS \end{aligned} \quad (3.46)$$

จากนั้นพิจารณาสมการ (3.45) และทำการกระจายสมการในส่วนอินทิกรัลคอนทัวร์ของสนามแม่เหล็กตามรูปที่ 3.5 จะได้

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_1} \varepsilon_{i,j,k+1/2} E_z|_{i,j,k+1/2} dS &= H_x|_{i,j-1/2,k+1/2} \Delta x_i + H_y|_{i+1/2,j,k+1/2} \Delta y_j - H_x|_{i+1/2,k+1/2} \Delta x_i \\ &\quad - H_y|_{i-1/2,j,k+1/2} \Delta y_j - \iint_{S_1} \sigma_{j,k+1/2} E_z|_{i,j,k+1/2} dS \end{aligned} \quad (3.47)$$

ใช้นิพจน์ของผลต่างสืบเนื่องจำกัดแบบตรงกลางสำหรับอนุพันธ์เวลา (3.14) และการประมาณค่าแบบเซมิอิมพลิสิต (ตัวอย่างเช่นสมการ (3.15b)) ทำการหาค่าเชิงตัวเลขของสมการ (3.46) และ (3.47) ได้เป็น

$$\begin{aligned} \mu_{i+1/2,j+1/2,k} sx_i sy_j \left(\frac{H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2}}{\Delta t} \right) &= \left(E_y|_{i,j+1/2,k}^n - E_y|_{i+1,j+1/2,k}^n \right) sy_j \\ &\quad + \left(E_x|_{i+1/2,j+1,k}^n - E_x|_{i+1/2,j,k}^n \right) sx_i - \rho'_{i+1/2,j+1/2,k} sx_i sy_j \left(\frac{H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} + H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2}}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.48)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i,j,k+1/2} \Delta x_i \Delta y_j \left(\frac{E_z|_{i,j,k+1/2}^{n+1} - E_z|_{i,j,k+1/2}^n}{\Delta t} \right) &= \left(H_x|_{i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} \right) \Delta x_i \\ &+ \left(H_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} \right) \Delta y_j - \sigma_{i,j,k+1/2} \Delta x_i \Delta y_j \left(\frac{E_z|_{i,j,k+1/2}^{n+1} + E_z|_{i,j,k+1/2}^n}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.49)$$

ทำการจัดรูปสมการ (3.48) และ (3.49) ใหม่ จะได้สมการผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดแบบกริดไม่คงที่ สำหรับส่วนประกอบสนามแม่เหล็กและไฟฟ้าในทิศทาง z ดังนี้

$$\begin{aligned} H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} &= \frac{1 - \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}} H_z|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} + \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}} \\ &\left[\left(\frac{E_x|_{i+1/2,j+1,k}^n - E_x|_{i+1/2,j,k}^n}{s y_j} \right) - \left(\frac{E_y|_{i+1,j+1/2,k}^n - E_y|_{i,j+1/2,k}^n}{s x_i} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.50a)$$

$$\begin{aligned} E_z|_{i,j,k+1/2}^{n+1} &= \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k+1/2}}} E_z|_{i,j,k+1/2}^n + \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k+1/2}}} \\ &\left[\left(\frac{H_y|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y|_{i-1/2,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x_i} \right) - \left(\frac{H_x|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_x|_{i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y_j} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.51a)$$

ในทำนองเดียวกันเราสามารถหาสมการผลต่างสี่เหลี่ยมเนื่องจำกัดแบบกริดไม่คงที่สำหรับส่วนประกอบสนามที่เหลือได้ดังนี้

$$\begin{aligned} H_x|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} &= \frac{1 - \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}} H_x|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} + \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}} \\ &\left[\left(\frac{E_y|_{i+1/2,j+1,k}^n - E_y|_{i+1/2,j,k}^n}{s z_k} \right) - \left(\frac{E_z|_{i+1,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j+1/2,k}^n}{s y_j} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.50b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_y \Big|_{i+1/2, j+1/2, k}^{n+1/2} = \frac{1 - \frac{\rho'_{i+1/2, j+1/2, k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2, j+1/2, k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2, j+1/2, k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2, j+1/2, k}}} H_y \Big|_{i+1/2, j+1/2, k}^{n-1/2} + \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i+1/2, j+1/2, k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2, j+1/2, k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2, j+1/2, k}}} \cdot \left[\left(\frac{E_z \Big|_{i+1/2, j+1, k}^n - E_z \Big|_{i+1/2, j, k}^n}{Sx_i} \right) - \left(\frac{E_x \Big|_{i+1, j+1/2, k}^n - E_x \Big|_{i, j+1/2, k}^n}{Sz_k} \right) \right] \quad (3.50c)$$

$$E_x \Big|_{i, j, k+1/2}^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i, j, k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i, j, k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i, j, k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i, j, k+1/2}}} E_x \Big|_{i, j, k+1/2}^n + \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i, j, k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i, j, k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i, j, k+1/2}}} \cdot \left[\left(\frac{H_z \Big|_{i+1/2, j, k+1/2}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i-1/2, j, k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y_j} \right) - \left(\frac{H_y \Big|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i, j-1/2, k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z_k} \right) \right] \quad (3.51b)$$

$$E_y \Big|_{i, j, k+1/2}^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i, j, k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i, j, k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i, j, k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i, j, k+1/2}}} E_y \Big|_{i, j, k+1/2}^n + \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i, j, k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i, j, k+1/2} \Delta t}{2\varepsilon_{i, j, k+1/2}}} \cdot \left[\left(\frac{H_x \Big|_{i+1/2, j, k+1/2}^{n+1/2} - H_x \Big|_{i-1/2, j, k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z_k} \right) - \left(\frac{H_z \Big|_{i, j+1/2, k+1/2}^{n+1/2} - H_z \Big|_{i, j-1/2, k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x_i} \right) \right] \quad (3.51c)$$

โดย

$$\varepsilon = \text{averaegd } \varepsilon = \frac{\sum_{i=1}^N A_i \varepsilon_i}{A_i} \quad (3.52)$$

$$\sigma = \text{averaegd } \sigma = \frac{\sum_{i=1}^N A_i \sigma_i}{A_i} \quad (3.53)$$

$$\rho' = \text{averaegd } \rho' = \frac{\sum_{i=1}^N A_i \rho'_i}{A_i} \quad (3.54)$$

เอกสารเมื่อ A_i คือพื้นที่ของแต่ละเซลล์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสี่บเนื่องจำกัดแบบใช้กริดไม่คงที่ จะเป็น

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x_{i_{\min}})^2 + (\Delta y_{j_{\min}})^2 + (\Delta z_{k_{\min}})^2}}} \quad (3.55)$$

เมื่อ $\Delta x_{i_{\min}}$, $\Delta y_{j_{\min}}$ และ $\Delta z_{k_{\min}}$ คือค่าที่น้อยที่สุดของความยาวขอบเซลล์ในกริดไม่คงที่ ตามทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ

3.6 สรุป

บทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของวิธี FDTD ซึ่งเป็นวิธีการวิเคราะห์ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในโดเมนเวลา โดยมีพื้นฐานของสมการทั้งหมดมาจากสมการของแมกซ์เวลล์และแนวความคิดของยี่ ซึ่งวิธี FDTD นี้จะทำการแบ่งโครงสร้างที่จะทำการวิเคราะห์ออกเป็นเซลล์ย่อยๆ แล้วทำการคำนวณหาสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กที่เซลล์ทั้งหมดใน โครงสร้างที่ขึ้นเวลาหนึ่งแล้วเก็บเอาไว้ในหน่วยความจำ จากนั้นจึงทำการคำนวณหาสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กที่ขึ้นเวลาต่อไปโดยใช้ค่าของสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็กที่เก็บเอาไว้ในขั้นเวลาที่ผ่านมา ซึ่งเป็นการทำขั้นเวลาแบบลิฟฟรอกนั่นเอง กระบวนการนี้จะกระทำจนกระทั่งถึงขั้นเวลาสุดท้ายที่กำหนดเอาไว้ ซึ่งแต่ละขั้นเวลาที่ใช้ในการคำนวณจะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขของความเสถียรเชิงตัวเลขอีกด้วย โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้ขั้นเวลาเมจิกเพื่อให้มีค่าผิดพลาดอันเกิดจากการแพร่กระจายตามความถี่น้อยที่สุด ส่วนการวิเคราะห์ที่ปลายของโดเมนการคำนวณในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เงื่อนไขขอบเขตของการดูดกลืนแบบ PML สำหรับจำลองให้เหมือนกับว่าขอบของโดเมนการคำนวณอยู่ที่ระยะอนันต์เพื่อลดการสะท้อนกลับของสนามที่ขอบของ โดเมนการคำนวณอันจะทำให้การวิเคราะห์มีความผิดพลาดได้ และเพื่อที่จะลดเวลาและทรัพยากรในการคำนวณลง จึงต้องใช้การคำนวณแบบกริดไม่คงที่โดยใช้การปรับเปลี่ยนขนาดของกริดให้เหมาะสมและสอดคล้องกับโครงสร้างที่วิเคราะห์ คือในบริเวณของโครงสร้างที่มีความละเอียดมากและบริเวณขอบของโครงสร้างกริดที่ใช้จะเป็นกริดขนาดเล็ก ส่วนในบริเวณของโครงสร้างที่ไม่ต้องการความละเอียดมากนัก ก็จะใช้กริดขนาดใหญ่ขึ้น ซึ่งทำให้ลดจำนวนของกริดโดยรวมในเมชลงได้

บทที่ 4

การประยุกต์ใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัด ในโดเมนเวลาสำหรับสายอากาศ

4.1 กล่าวนำ

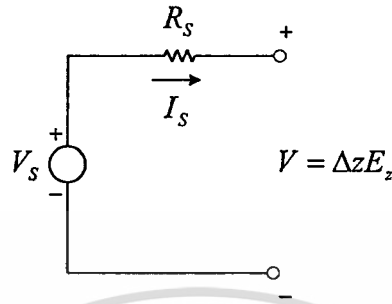
ในบทที่ 4 นี้จะได้กล่าวถึงการใช่วิธี FDTD มาทำการวิเคราะห์หาคุณลักษณะสมบัติต่างๆ ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป ซึ่งประกอบไปด้วยพารามิเตอร์การกระจาย, อิมพีแดนซ์, *VSWR* และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยคุณสมบัติทั้งหมดของสายอากาศนั้นสามารถวิเคราะห์ได้โดยเริ่มต้นที่การหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก จากนั้นจึงนำค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังกล่าวไปทำการประมวลผลต่อไป

4.2 การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจาย

การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจายนั้นในขั้นต้น จะใช้วิธีการวิเคราะห์สองครั้ง [25] โดยการวิเคราะห์ครั้งแรก จะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความยาวเป็นอนันต์ แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามที่เข้าไปในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สองจะสร้างแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่จะทำการวิเคราะห์ แล้วทำการวิเคราะห์หาสนามจากโครงสร้างดังกล่าว ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้ในครั้งนี้จะเป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามที่เข้าไปในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง เราจึงสามารถหาสนามที่สะท้อนออกมาได้โดยนำสนามที่ได้จากการวิเคราะห์ในครั้งที่สองลบออกด้วยสนามที่ได้จากการวิเคราะห์ในครั้งแรก จากนั้นจึงนำสนามในส่วนที่เข้าไปในโครงสร้างและสนามในส่วนที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ตที่อยู่ในโดเมนเวลาทำการแปลงฟูรีเยร์ก็จะได้สนามอยู่ในโดเมนของความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านี้มาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์การกระจายต่อไป ซึ่งจะเห็นว่าวิธีการวิเคราะห์แบบนี้ค่อนข้างยุ่งยากและต้องทำการวิเคราะห์ถึงสองครั้งซึ่งทำให้ใช้เวลาในการวิเคราะห์มากตามไปด้วย ดังนั้นต่อมาจึงมีผู้คิดค้นวิธีการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจายแบบที่ใช้วงจรสองทางเข้าออก (Two-Port Network) [26] มาช่วย ทำให้ลดเวลาในการวิเคราะห์ลงได้มากเนื่องจากไม่ต้องใช้การวิเคราะห์ถึงสองครั้ง ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เลือกใช้วิธีนี้ในการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจาย

การวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจายนี้ใช้เป็นการประยุกต์ใช้ทฤษฎีวงจรสองทางเข้าออกมาช่วย โดยที่พอร์ตทั้งสองด้านของวงจรสองทางเข้าออกนี้จะมีแบบจำลองของแหล่ง

กำเนิดที่มีความต้านทานภายใน [27] ต่ออยู่ โดยวงจรสมมูลของแหล่งกำเนิดที่มีตัวต้านทานภายใน แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 วงจรสมมูลของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานภายใน

แหล่งกำเนิดแรงดัน V_s นั้นมีลักษณะเดียวกันกับสนามไฟฟ้า E ในทิศทาง z ซึ่งอยู่ในตำแหน่งเมฆ $i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z$ ตามวิธีการของยี และเป็นค่าอะไรก็ได้ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเวลา โดยในที่นี้เป็นพัลส์แบบเกาส์ ส่วนความต้านทานภายในมีค่าเป็น R_s ดังนั้นถ้าหากว่าความต้านทาน R_s มีค่าเป็นศูนย์โอห์ม ก็จะทำให้สนามไฟฟ้าที่แหล่งกำเนิดมีค่าเป็น

$$E_s|_{i,j,k}^n = \frac{V_s(n\Delta t)}{\Delta z} \quad (4.1)$$

ส่วนกระแสที่ไหลผ่านแหล่งกำเนิดสามารถหาได้จากกฎของแอมปีแปร์ โดยใช้อินทิกรัลเชิงเส้นของสนามแม่เหล็กรอบๆ สนามไฟฟ้าที่แหล่งกำเนิด ซึ่งจะได้เป็น

$$I_s|^{n-1/2} = \left(H_x|_{i,j-1,k}^{n-1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} \right) \Delta x + \left(H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} - H_y|_{i-1,j,k}^{n-1/2} \right) \Delta y \quad (4.2)$$

เมื่อใช้กฎของโอห์มกับวงจรในรูปที่ 4.1 ก็จะได้สนามไฟฟ้าที่แหล่งกำเนิดเป็น

$$E_s|_{i,j,k}^n = \frac{V_s(n\Delta t)}{\Delta z} + \frac{I_s|^{n-1/2} R_s}{\Delta z} \quad (4.3)$$

ดังนั้นวงจรสองทางเข้าออกที่พอร์ตทั้งสองด้านมีแบบจำลองของแหล่งกำเนิดต่ออยู่จึงมีลักษณะดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 วงจรสองทางเข้าออกที่มีแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่อยู่

พิจารณาแรงดันและกระแสจากวงจรสองทางเข้าออกดังรูปที่ 4.2 ความต้านทาน R_{S1} และ R_{S2} เป็นความต้านทานคุณลักษณะที่ถูกกำหนดขึ้นสำหรับการหาพารามิเตอร์การกระจายกระจาย ซึ่งจากวิธีการใน [28] เรานิยามให้

$$a_i = \frac{V_i + R_{S1}I_i}{2\sqrt{R_{S1}}} \quad (4.4)$$

และ

$$b_i = \frac{V_i - R_{S1}I_i}{2\sqrt{R_{S1}}} \quad (4.5)$$

โดย

$$I_i = \frac{V_{S1} - V_i}{R_{S1}} \quad (4.6)$$

และ V_i ที่ตำแหน่งเสาข (i, j, k) และที่ชั้นเวลา n จะเป็น

$$V_i|_{i,j,k}^n = -\Delta z \cdot E_z|_{i,j,k}^n \quad (4.7)$$

จากนั้นเราจึงสามารถหาพารามิเตอร์การกระจายกระจายได้จาก

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (4.8)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (4.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (4.10)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (4.11)$$

ซึ่งจากรูปที่ 4.2 จะเห็นว่าเราสามารถหาพารามิเตอร์การกระจัดกระจายสองตัวได้จากการให้การกระตุ้นสัญญาณที่พอร์ต 1 ซึ่งมีแหล่งกำเนิด V_{S1} อยู่ ส่วน V_{S2} ก็จะมีค่าเป็นศูนย์ และในทำนองเดียวกัน พารามิเตอร์การกระจัดกระจายที่เหลืออีกสองตัวก็สามารถหาได้ในทางกลับกัน นั่นคือ กระตุ้นสัญญาณที่พอร์ต 2 ซึ่งมีแหล่งกำเนิด V_{S2} ส่วน $V_{S1} = 0$

4.3 การวิเคราะห์อินพุตอิมพีแดนซ์และ $VSWR$ ของสายอากาศ

การวิเคราะห์หอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศด้วยวิธี FDTD นั้นสามารถทำได้โดยง่าย ด้วยการใส่กฎของโอห์ม ณ ตำแหน่งที่ทำการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ สมมติว่าทำการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศที่ตำแหน่ง i, j, k ดังนั้นอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะเป็น

$$Z_{in} = \frac{\mathcal{I}[V_{i,j,k}^n]}{\mathcal{I}[I_{i,j,k}^n]} \quad (4.12)$$

โดยที่ V และ I สามารถหาได้จากการอินทิเกรตเชิงเส้นของสนามไฟฟ้ารอบๆ สนามแม่เหล็กที่แหล่งกำเนิด และการอินทิเกรตเชิงเส้นของสนามแม่เหล็กรอบๆ สนามไฟฟ้าที่แหล่งกำเนิด (ดังตัวอย่างในสมการที่ (4.2) เป็นต้น) ตามลำดับ ซึ่ง V และ I นี้จะต้องถูกนำมาทำการแปลงฟูริเยร์ให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ก่อนที่จะนำมาคำนวณ

ส่วนการวิเคราะห์หาค่า $VSWR$ (Voltage Standing-Wave Ratio) ก็สามารทำได้โดยใช้สมการ

$$VSWR = \frac{1 + |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|} \quad (4.13)$$

เมื่อ S_{ii} คือค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายที่พอร์ตใดๆ ซึ่งกรณีของสายอากาศในที่นี้จะเป็น S_{11} การค่า

ไปว่ากรณีนี้ต้องหาค่า S_{ii} อีกข้างหนึ่งเป็นให้ตัดแปลงไปหา และต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารทศวรรษที่เป็นการนำไปได้

4.4 การวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

การวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศก็คือการวิเคราะห์หาสนามไกล (Far-Field) ของสายอากาศนั่นเอง โดยในการวิเคราะห์นั้นจะไม่มี การขยายขอบเขตของกริดใน FDTD ออกไปเพื่อหาสนามไกล แต่จะใช้การวิเคราะห์สนามใกล้ (Near-Field) แล้วทำการแปลงสนามใกล้นี้เป็นสนามไกล หรือสามารถเรียกได้ว่าการแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกล (Near-to-Far-Field Transformation)

4.4.1 การแปลงระบบสองมิติในโดเมนเฟสเซอร์

พิจารณาการกระจายกระแสแบบ TM ในระบบสองมิติดังรูปที่ 4.3 ซึ่งมีเฟสเซอร์สนามแผ่กระจาย $\vec{E}_z, \vec{H}_x, \vec{H}_y$ อยู่ใน



รูปที่ 4.3 การแผ่กระจายสนามในสองมิติ แสดงคอนทัวร์สำหรับการแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกล

สมมติว่าโครงสร้างที่พิจารณาใดๆ ถูกล้อมรอบด้วยคอนทัวร์ C_a ซึ่งมีเวกเตอร์หนึ่งหน่วยตั้งฉาก \hat{n}_a อยู่ภายนอก จากนั้นสมมติให้รัศมีของคอนทัวร์วงกลมอนันต์ C_∞ มีเวกเตอร์หนึ่งหน่วยตั้งฉาก $\hat{n}_\infty = \hat{r}$ สุกท้ายสมมติให้ C_a และ C_∞ ต่อกันด้วยเส้นทางแคบๆ ยาวอนันต์ ซึ่งทำให้เป็นคอนทัวร์ปิดล้อมรอบพื้นผิว S เอาไว้ และสมมติให้คอนทัวร์ดังกล่าวมีทิศทางเป็นบวก (ทิศตามเข็มนาฬิกาหรือมือขวา) ดังนั้นจุดหนึ่งหน่วยตั้งฉากกับพื้นผิว dS จึงเป็นทิศทางของนิ้วหัวแม่มือในกฎมือขวา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.1.1 การใช้ทฤษฎีของกรีน (Green's Theorem)

โดยการประยุกต์ทฤษฎีของกรีน [29] มาใช้ในฟังก์ชันสเกลาร์ $\tilde{E}_z(\vec{r})$ และ $G(\vec{r}|\vec{r}')$ เราจะได้

$$\begin{aligned} & \int_S \left[\tilde{E}_z(\vec{r}') (\nabla^2)' G(\vec{r}|\vec{r}') - G(\vec{r}|\vec{r}') (\nabla^2)' \tilde{E}_z(\vec{r}') \right] ds' \\ &= \oint_{C_\infty} \left[\tilde{E}_z(\vec{r}') \frac{\partial G(\vec{r}|\vec{r}')}{\partial r'} - G(\vec{r}|\vec{r}') \frac{\partial \tilde{E}_z(\vec{r}')}{\partial r'} \right] dC' \\ & - \oint_{C_a} \left[\tilde{E}_z(\vec{r}') \frac{\partial G(\vec{r}|\vec{r}')}{\partial n'_a} - G(\vec{r}|\vec{r}') \frac{\partial \tilde{E}_z(\vec{r}')}{\partial n'_a} \right] dC' \end{aligned} \quad (4.14)$$

เมื่อ \vec{r} คือจุดที่สังเกตในสเปซสองมิติ, \vec{r}' คือจุดแหล่งกำเนิด และ dC' คือผลต่างขององค์ประกอบเส้นทางตามคอนทัวร์แหล่งกำเนิดที่เชื่อมกันของ C_a และ C_∞ ส่วนเครื่องหมายลบหน้าเทอมอินทิกรัลที่สองทางด้านขวามือของสมการ (4.14) เป็นผลมาจากการตรงข้ามกันของ $\hat{n}_\infty = \hat{r}$ และ \hat{n}_a ซึ่งสัมพันธ์กับพื้นผิว S

พิจารณาเทอมอินทิกรัลต่างๆ ในสมการที่ (4.14) ทีละเทอม สำหรับเทอม \oint_{C_∞} เราสามารถลดทั้ง $\tilde{E}_z(\vec{r}')$ และ $G(\vec{r}|\vec{r}')$ เป็น $1/\sqrt{r'}$ ในระบบสองมิติที่ $r' \rightarrow \infty$ ได้ และใช้ข้อมูลนี้ประมาณค่าในการอินทิกรัลจะได้

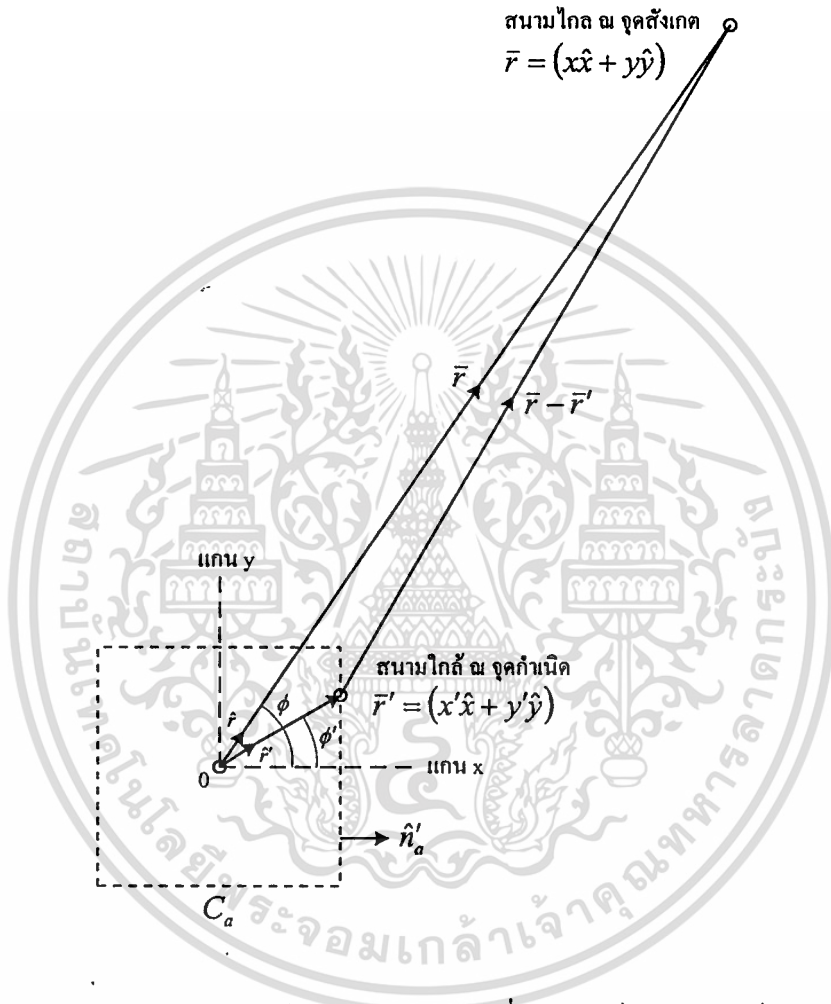
$$\begin{aligned} \int_{C_\infty} & \approx \lim_{r' \rightarrow \infty} \left[2\pi r' \cdot \frac{1}{\sqrt{r'}} \cdot \frac{\partial(1/\sqrt{r'})}{\partial r'} \right] \\ & \approx r' \cdot \frac{1}{(r')^{1/2}} \cdot \frac{1}{(r')^{3/2}} \approx \frac{r'}{(r')^2} \rightarrow 0 \end{aligned} \quad (4.15)$$

พิจารณาเทอม \oint_{C_a} ซึ่งหาค่าที่จุดสังเกต \vec{r} ใน S จากการนิยามของกรีนฟังก์ชันสำหรับระบบฮาร์โมนิกเวลา (Time-Harmonic) เราจะได้

$$(\nabla^2)' G(\vec{r}|\vec{r}') = \delta(\vec{r} - \vec{r}') - k^2 G(\vec{r}|\vec{r}') \quad (4.16a)$$

เมื่อ δ คือเดลตาฟังก์ชันหนึ่งหน่วย และ k คือหมายเลขคลื่น (Wave Number) ต่อไปจากสมการ Helmholtz เราได้

$$\begin{aligned}
 |\vec{r} - \vec{r}'|^2 &= |\vec{r}|^2 + |\vec{r}'|^2 - 2|\vec{r}||\vec{r}'|\cos(\phi - \phi') \\
 &= |\vec{r}|^2 \cdot \left[1 - 2\frac{|\vec{r}'|}{|\vec{r}|}\cos(\phi - \phi') + \frac{|\vec{r}'|^2}{|\vec{r}|^2} \right]
 \end{aligned}
 \tag{4.20a}$$



รูปที่ 4.4 ระบบเรขาคณิตของสนามไกล ณ จุดสังเกตซึ่งสัมพันธ์กับคอนทอร์ของสนามไกลและจุดกำเนิด

ถอดรากที่สองทั้งสองข้างของสมการ (4.20a) และสมมติให้ $|\vec{r}'|/|\vec{r}| \ll 1$ จะได้

$$\begin{aligned}
 |\vec{r} - \vec{r}'| &\cong |\vec{r}| \cdot \left[1 - \frac{|\vec{r}'|}{|\vec{r}|}\cos(\phi - \phi') + \frac{1}{2} \frac{|\vec{r}'|^2}{|\vec{r}|^2} \right] \\
 &\cong r - r' \cos(\phi - \phi')
 \end{aligned}
 \tag{4.20b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ลิขสิทธิ์ยังเป็นของผู้เผยแพร่ และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารหรือผู้ที่มีอำนาจแก้ไข

จากนั้นแทน $|\bar{r}|$ และ $|\bar{r}'|$ ให้อยู่ในรูปง่ายเป็น \bar{r} และ \bar{r}' ตามลำดับแล้วถอดรากที่สองสมการที่ (4.20b) อีกครั้งเราจะได้

$$\begin{aligned} |\bar{r} - \bar{r}'|^{1/2} &\cong \left\{ r \left[1 - \frac{r'}{r} \cos(\phi - \phi') \right] \right\}^{1/2} \\ &\cong r^{1/2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{r'}{r} \cos(\phi - \phi') \right] \cong r^{1/2} \end{aligned} \quad (4.20c)$$

แทน (4.20b) และ (4.20c) ลงในนิพจน์กรีนฟังก์ชันของสมการ (4.19b) จะได้

$$\begin{aligned} \lim_{k|\bar{r}-\bar{r}'| \rightarrow \infty} G(\bar{r}|\bar{r}') &= \frac{j^{3/2}}{\sqrt{8\pi kr}} e^{-jk[r-r'\cos(\phi-\phi')]} \\ &= \frac{j^{3/2}}{\sqrt{8\pi kr}} e^{-jkr} e^{-jk\bar{r}\bar{r}'} \end{aligned} \quad (4.21)$$

และจะได้

$$\lim_{k|\bar{r}-\bar{r}'| \rightarrow \infty} \nabla' G(\bar{r}|\bar{r}') = (jk\hat{r}') \frac{j^{3/2}}{\sqrt{8\pi kr}} e^{-jkr} e^{-jk\bar{r}\bar{r}'} \quad (4.22)$$

แทนผลจาก (4.21) และ (4.22) ลงในสมการ (4.18) จะได้นิพจน์ของสนามไกล \tilde{E}_z

$$\begin{aligned} \lim_{k|\bar{r}-\bar{r}'| \rightarrow \infty} \tilde{E}_z(\bar{r}) &= \frac{j^{3/2}}{\sqrt{8\pi kr}} e^{-jkr} \oint_{C_a} \left[e^{+jk\bar{r}\bar{r}'} \hat{n}'_a \cdot \nabla' \tilde{E}_z(\bar{r}') \right. \\ &\quad \left. - \tilde{E}_z(\bar{r}') \hat{n}'_a \cdot (jk\hat{r}') e^{+jk\bar{r}\bar{r}'} \right] dC' \\ &= \frac{e^{j3\pi/4}}{\sqrt{8\pi kr}} e^{-jkr} \oint_{C_a} \left[\hat{n}'_a \cdot \nabla' \tilde{E}_z(\bar{r}') - jk\tilde{E}_z(\bar{r}') \hat{n}'_a \cdot \hat{r}' \right] e^{+jk\bar{r}\bar{r}'} dC' \end{aligned} \quad (4.23)$$

4.4.1.3 การลดรูปเป็นรูปแบบมาตรฐาน

เป็นการหาการแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกลจากสมการที่ (4.23) ให้อยู่ในรูปแบบมาตรฐาน อันดับแรกพิจารณาระบบพิกัดมุมฉากเรามี

$$\nabla' \tilde{E}_z(\bar{r}') = \hat{x}' \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial x'} + \hat{y}' \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial y'} \quad (4.24a)$$

จากสมการของแมกซ์เวลล์ในระบบสองมิติเราสามารถแทนอนุพันธ์ย่อย x และ y ของ \tilde{E}_z ได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้ช่วยงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ด้วยขนาดของสนามแม่เหล็กดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\nabla' \ddot{E}_z(\vec{r}') &= \hat{x}'(-j\omega\mu_0 \ddot{H}_y) + \hat{y}'(-j\omega\mu_0 \ddot{H}_x) \\ &= j\omega\mu_0 \hat{z}' \times \ddot{H}(\vec{r}')\end{aligned}\quad (4.24b)$$

และ

$$\begin{aligned}\hat{n}'_a \cdot \nabla' \ddot{E}_z(\vec{r}') &= j\omega\mu_0 \hat{n}'_a \cdot [\hat{z}' \times \ddot{H}(\vec{r}')] \\ &= -j\omega\mu_0 \hat{z}' \cdot [\hat{n}'_a \times \ddot{H}(\vec{r}')] \end{aligned}\quad (4.24c)$$

ใช้ประโยชน์จากลักษณะของเวกเตอร์ เราสามารถเขียนได้ว่า

$$\begin{aligned}\ddot{E}_z(\vec{r}') \hat{n}'_a \cdot \hat{r}' &= \left\{ \hat{z}' \times [\hat{n}'_a \times \ddot{E}(\vec{r}')] \right\} \cdot \hat{r}' \\ &= \hat{n}'_a \cdot \underbrace{(\hat{z}' \cdot \ddot{E})}_{\ddot{E}_z} \cdot \hat{r}' - \underbrace{\ddot{E}(\hat{z}' \cdot \hat{n}'_a)}_0 \cdot \hat{r}'\end{aligned}\quad (4.24d)$$

แทน (4.24c) และ (4.24d) ลงในสมการ (4.23) จะได้การแปลงสนามไกลล์เป็นสนามไกลล์ในรูปแบบมาตรฐานเป็น

$$\begin{aligned}\lim_{k|\vec{r}-\vec{r}'| \rightarrow \infty} \ddot{E}_z(\vec{r}) &= \frac{e^{-jkr}}{\sqrt{r}} \frac{e^{j(\pi/4)}}{\sqrt{8\pi kr}} \oint_{C_a} \left[\omega\mu_0 \hat{z}' \cdot [\hat{n}'_a \times \ddot{H}(\vec{r}')] + k\hat{z}' \times [\hat{n}'_a \times \ddot{E}_z(\vec{r}')] \cdot \hat{r}' \right] e^{+jk\hat{r} \cdot \vec{r}'} dC' \\ &= \frac{e^{-jkr}}{\sqrt{r}} \frac{e^{j(\pi/4)}}{\sqrt{8\pi kr}} \oint_{C_a} \left[\omega\mu_0 \hat{z}' \cdot \ddot{J}_{eq}(\vec{r}') - k\hat{z}' \times \ddot{M}_{eq}(\vec{r}') \cdot \hat{r}' \right] e^{+jk\hat{r} \cdot \vec{r}'} dC'\end{aligned}\quad (4.25)$$

เมื่อ $\ddot{J}_{eq} \equiv \hat{n}'_a \times \ddot{H}$ และ $\ddot{M}_{eq} \equiv -\hat{n}'_a \times \ddot{E}$ ถูกนิยามเป็นเฟสเซอร์สัมผัส (Phasor Tangential) กระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กสมมูล ซึ่งสังเกตที่ C_a และเราสามารถกำหนดคฟังก์ชันแบบรูปเชิงซ้อน (Complex-Valued Pattern Function, $F(\phi)$) ได้เป็น

$$F(\phi) \equiv \frac{e^{j(\pi/4)}}{\sqrt{8\pi kr}} \oint_{C_a} \left[\omega\mu_0 \hat{z}' \cdot \ddot{J}_{eq}(\vec{r}') - k\hat{z}' \times \ddot{M}_{eq}(\vec{r}') \cdot \hat{r}' \right] e^{+jk\hat{r} \cdot \vec{r}'} dC' \quad (4.26a)$$

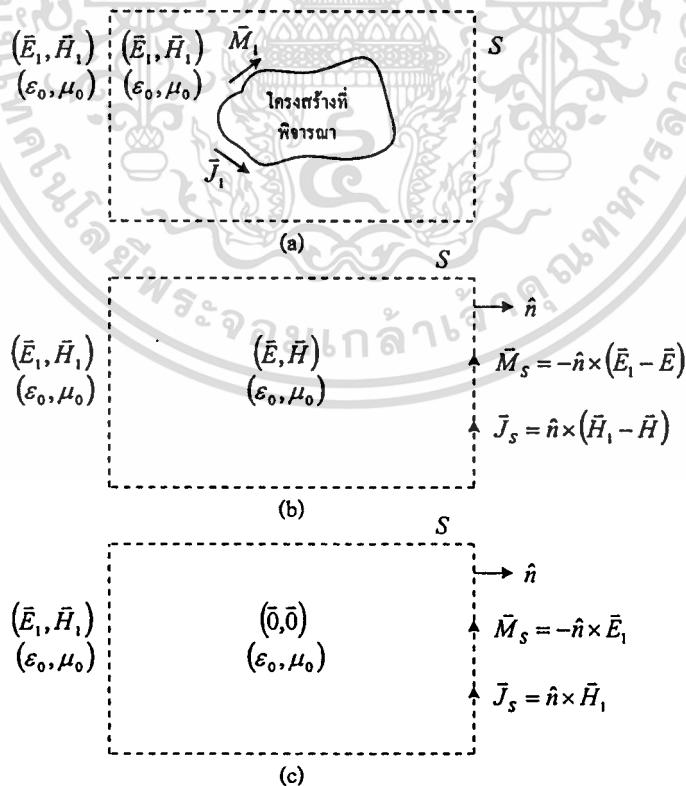
ดังนั้นภาคตัดขวางเป้าเรดาร์ (Radar Cross Section, RCS) ในระบบสองมิติจึงถูกนิยามเป็น

$$RCS(\phi) \equiv 2\pi \cdot \frac{\text{กำลังที่กระจกระบายต่อหน่วยมุมในทิศทางของ } \hat{r}}{\text{กำลังตกกระทบต่อหน่วยความยาว}} \equiv 2\pi \frac{|F(\phi)|^2}{|\ddot{E}_{inc}|^2} \quad (4.26b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ในอินเทอร์เน็ตโดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 ทฤษฎีสันมูลผิว

จากสมการที่ (4.25) เป็นความรู้เกี่ยวกับกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กสมมูลที่สัมผัสกับคอนทอร์ปิดใดๆ รอบโครงสร้างที่พิจารณาในระบบสองมิติแบบ TM โมด ซึ่งเพียงพอในการหาสนามไกลด้วยการอินทิเกรตกระแสรอบๆ คอนทอร์นี้ โดยที่ไม่มีแหล่งกำเนิดอื่นปรากฏ แต่ในความเป็นจริงแล้ว เราสามารถมองเสมือนได้ว่าบริเวณภายในคอนทอร์ที่สังเกตนั้นเป็นแหล่งกำเนิดเสรี (Source-Free) และสนามเสรี (Field-Free) แนวความคิดนี้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.5 โดยมีรากฐานมาจากทฤษฎีสันมูลผิว (Surface Equivalence Theorem) [30],[31] ซึ่งเป็นแนวความคิดที่มีประโยชน์มากต่อทฤษฎีสันมูลผิวแม่เหล็กไฟฟ้านั้นคือแหล่งกำเนิดจริงอย่างเช่นสายอากาศและตัวส่งจะถูกแทนด้วยแหล่งกำเนิดสมมูล ซึ่งตามทฤษฎีสันมูลผิวนี้ สนามข้างนอกผิวปิดที่ถูกสมมติขึ้นจะสามารถหาได้โดยวางความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กที่เหมาะสมกับเงื่อนไขขอบเขต เอาไว้รอบๆ ผิวปิด ความหนาแน่นกระแสดังกล่าวนี้จะทำให้สนามภายในผิวปิดเป็นศูนย์และที่ภายนอกจะเท่ากับการแผ่กระจายซึ่งเกิดขึ้นโดยแหล่งกำเนิดสมมูล ดังนั้นวิธีการนี้จึงสามารถใช้ในการหาการแผ่กระจายสนามภายนอกผิวปิดได้โดยคิดจากแหล่งกำเนิดภายในผิวปิด



รูปที่ 4.5 นิยามของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า, กระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กสมมูลของทฤษฎีสันมูลผิว

พิจารณาความหมายของรูปที่ 4.5 จากรูปที่ 4.5(a) แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างสามมิติทั่วไปซึ่งสัมพันธ์กับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จาก [31] เราจะสมมติให้สนามแม่เหล็กไฟฟ้า \vec{E}_1 และ \vec{H}_1 มีอยู่ทั่วไปในพื้นที่ว่าง โดยเกิดจากผลของแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็ก \vec{J}_1 และ \vec{M}_1 ซึ่งมีอยู่บริเวณผิวของโครงสร้างที่พิจารณา รูป 4.5(b) เราสมมติให้ \vec{J}_1 และ \vec{M}_1 ถูกกำจัดออกไปและยังคงเหลือสนามตัวใหม่คือ \vec{E} และ \vec{H} อยู่ในบริเวณผิวปิด S ที่พิจารณา อย่างไรก็ตามเราต้องการให้สนามเดิม \vec{E}_1 และ \vec{H}_1 อยู่ภายนอก S โดยสถานการณ์ที่ทำให้ตรงตามเงื่อนไขขอบเขตของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับส่วนประกอบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสัมผัสคือ

$$\vec{J}_S = \hat{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H}) ; \quad \vec{M}_S = -\hat{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}) \quad (4.27)$$

เมื่อ \hat{n} คือเวกเตอร์หนึ่งหน่วยตั้งฉากของ S กระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กเสมือนใน (4.27) จะแผ่กระจายไปยังอวกาศว่างทุกๆ ที่ (ภายในและภายนอกของ S) และกำเนิดสนามเดิม \vec{E}_1 และ \vec{H}_1 ขึ้นมาในบริเวณอวกาศว่างซึ่งไม่ได้ถูกปิดกั้นขอบเขตเอาไว้ ภายนอก S เนื่องจากสนามภายใน S เป็นอะไรก็ได้ เพราะเราพิจารณาเพียงสนามไกลจึงมิได้เกี่ยวข้องกับบริเวณนี้ จึงควรสมมติให้สนาม \vec{E} และ \vec{H} ภายใน S เป็นศูนย์ ดังนั้นปัญหาสมมูลในรูปที่ 4.5(b) จึงลดลงเป็นรูป 4.5(c) ซึ่งมีความหนาแน่นกระแสสมมูลเท่ากับ

$$\vec{J}_S = \hat{n} \times (\vec{H}_1 - \vec{H})_{\vec{H}=0} = \hat{n} \times \vec{H}_1 \quad (4.28a)$$

$$\vec{M}_S = -\hat{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E})_{\vec{E}=0} = -\hat{n} \times \vec{E}_1 \quad (4.28b)$$

4.4.3 การแปลงระบบสามมิติ ในโดเมนเฟสเซอร์

เมื่อใช้ทฤษฎีสมมูลผิวข้างต้น การแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกลจากสมการที่ (4.25) จะสามารถขยายเป็นแบบจำลอง FDTD ในระบบสามมิติได้ โดยผิวเสมือนในที่นี้ก็คือด้านทั้งหกของ S ซึ่งล้อมรอบโครงสร้างที่พิจารณาใน FDTD แลตทิซ กระแสไฟฟ้าเฟสเซอร์สมมูล \vec{J}_S และกระแสแม่เหล็กเฟสเซอร์สมมูล \vec{H}_S ที่แต่ละด้านของ S จะคำนวณได้โดยใช้ DFTs (Discrete Fourier Transform) กับค่าสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าสัมผัสซึ่งถูกคำนวณมาโดย FDTD ตามลำดับ ดังนั้นกระแสสมมูลจึงถูกรวมกับกรีนฟังก์ชันในอวกาศว่างและนำมาถ่วงน้ำหนักเพื่อหาขนาดของสนามไกลดังจะได้อธิบายต่อไป

จาก [31] เราสามารถนิยามศักย์เวกเตอร์สองตัวขึ้นมาเพื่อให้เหมาะสมในการคำนวณสนาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ลึกซึ้งหรือเป็นข้อสงสัย กรุณาติดต่อฝ่ายวิชาการ และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารหรือเรื่องที่มีการนำไปใช้

$$\vec{\tilde{A}} \equiv \frac{\mu_0}{4\pi} \iint_S \vec{\tilde{J}}_s \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \equiv \frac{\mu_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{\tilde{N}} \quad (4.29a)$$

$$\vec{\tilde{F}} \equiv \frac{\varepsilon_0}{4\pi} \iint_S \vec{\tilde{M}}_s \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \equiv \frac{\varepsilon_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \vec{\tilde{L}} \quad (4.29b)$$

เมื่อ

$$\vec{\tilde{N}} = \iint_S \vec{\tilde{J}}_s e^{jkr' \cos \Psi} ds' \quad (4.30a)$$

$$\vec{\tilde{L}} = \iint_S \vec{\tilde{M}}_s e^{-jkr' \cos \Psi} ds' \quad (4.30b)$$

$$\vec{r} = r\hat{r} \equiv \text{ตำแหน่งที่สังเกต } (x, y, z) \quad (4.30c)$$

$$\vec{r}' = r'\hat{r}' \equiv \text{ตำแหน่งของจุดกำเนิดบน } S (x', y', z') \quad (4.30d)$$

$$\vec{R} = R\hat{R} \equiv \vec{r} - \vec{r}' \quad (4.30e)$$

$$\Psi \equiv \text{มุมระหว่าง } \vec{r} \text{ กับ } \vec{r}' \quad (4.30f)$$

และ R หาได้จากกฎของโคไซน์ในสามเหลี่ยมคือ

$$R = \left[r^2 + (r')^2 - 2rr' \cos \Psi \right]^{1/2} \quad (4.30g)$$

$$\equiv \begin{cases} r - r' \cos \Psi & \text{สำหรับการเปลี่ยนแปลงทางเฟส} \\ r & \text{สำหรับการเปลี่ยนแปลงทางขนาด} \end{cases}$$

สนาม \vec{E} และ \vec{H} เนื่องจากศักย์เวกเตอร์ของสมการ (4.29) หาได้จาก

$$\vec{E} = -j\omega \left[\vec{\tilde{A}} + \frac{1}{k^2} \nabla (\nabla \cdot \vec{\tilde{A}}) \right] - \frac{1}{\varepsilon_0} \nabla \times \vec{\tilde{F}} \quad (4.31a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\check{H} = -j\omega \left[\check{F} + \frac{1}{k^2} \nabla (\nabla \cdot \check{F}) \right] + \frac{1}{\mu_0} \nabla \times \check{A} \quad (4.31b)$$

ตัวเลขเทอมที่มีค่าน้อยมาก และเลขรัศมีส่วนประกอบสนามของขนาดที่เลขได้เมื่อเทียบกับส่วนประกอบ θ และ ϕ เราจะได้

$$\check{E}_r \cong 0 \quad (4.32a)$$

$$\check{E}_\theta \cong -j\omega (\check{A}_\theta + \eta_0 \check{F}_\phi) = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (\check{L}_\phi + \eta_0 \check{N}_\theta) \quad (4.32b)$$

$$\check{E}_\phi \cong +j\omega (\check{A}_\phi - \eta_0 \check{F}_\theta) = +\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (\check{L}_\theta - \eta_0 \check{N}_\phi) \quad (4.32c)$$

$$\check{H}_r \cong 0 \quad (4.33a)$$

$$\check{H}_\theta \cong +\frac{j\omega}{\eta_0} (\check{A}_\phi - \eta_0 \check{F}_\theta) = +\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \left(\check{N}_\phi - \frac{\check{L}_\theta}{\eta_0} \right) \quad (4.33b)$$

$$\check{H}_\phi \cong -\frac{j\omega}{\eta_0} (\check{A}_\theta + \eta_0 \check{F}_\phi) = -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} \left(\check{N}_\theta + \frac{\check{L}_\phi}{\eta_0} \right) \quad (4.33c)$$

เมื่อ $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0}$ คืออินทรีนซิกอิมพีแดนซ์ของอวกาศว่าง

เนื่องจากโดยทั่วไปแล้วกริดของ FDTD และการแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกลในผิว S ของมันจะอยู่ในระบบพิกัดฉาก ดังนั้นอันดับแรกจึงทำการคำนวณเวกเตอร์เฟสเซอร์ \check{N} และ \check{L} ในระบบพิกัดฉากก่อนแล้วจึงแปลงไปเป็นระบบพิกัดทรงกลมเพื่อแทนลงในสมการ (4.32) และ (4.33) และจาก [31] เราได้

$$\check{N} = \iint_S (\hat{x}\check{J}_x + \hat{y}\check{J}_y + \hat{z}\check{J}_z) e^{+jkr' \cos \psi} ds' \quad (4.34)$$

$$\check{L} = \iint_S (\hat{x}\check{M}_x + \hat{y}\check{M}_y + \hat{z}\check{M}_z) e^{+jkr' \cos \psi} ds' \quad (4.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากริดก็ดังข้างขึ้น อีกข้างห่วยเป็นหัตถ์แปลงป้อนหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเช่นเดียวกับส่วนประกอบ θ และ ϕ

$$\tilde{N}_\theta = \iint_S (\tilde{J}_x \cos\theta \cos\phi + \tilde{J}_y \cos\theta \sin\phi - \tilde{J}_z \sin\theta) e^{+jkr' \cos\psi} ds' \quad (4.36a)$$

$$\tilde{N}_\phi = \iint_S (-\tilde{J}_x \sin\phi + \tilde{J}_y \cos\phi) e^{+jkr' \cos\psi} ds' \quad (4.36b)$$

$$\tilde{L}_\theta = \iint_S (\tilde{M}_x \cos\theta \cos\phi + \tilde{M}_y \cos\theta \sin\phi - \tilde{M}_z \sin\theta) e^{+jkr' \cos\psi} ds' \quad (4.37a)$$

$$\tilde{L}_\phi = \iint_S (-\tilde{M}_x \sin\phi + \tilde{M}_y \cos\phi) e^{+jkr' \cos\psi} ds' \quad (4.37b)$$

นิพจน์อินทิกรัลใน (4.36) และ (4.37) สามารถนำมาประมวลเชิงตัวเลขได้โดยคำนึงถึงตำแหน่งและการวางของแต่ละด้านของผิว S สมมติว่า S คือกล่องสี่เหลี่ยมผืนผ้าเป็น $2x_0, 2y_0, 2z_0$ วางอยู่ที่บริเวณจุดเริ่มต้น ดังนั้นจึงมีด้านหกด้านที่ต้องนำมาพิจารณาในการอินทิเกรต ซึ่งสามารถแบ่งคู่ของแต่ละด้านได้เป็นสามคู่ให้ง่ายต่อการพิจารณาเนื่องจากมีคุณสมบัติที่เหมือนกัน ได้ดังนี้

1. ด้านทั้งสองของ S ซึ่งวางอยู่ที่ $x' = \pm x_0$:

ส่วนประกอบที่ไม่เป็นศูนย์ของ \tilde{J}_S และ \tilde{M}_S : $\tilde{J}_y, \tilde{J}_z, \tilde{M}_y$ และ \tilde{M}_z
เทอมเฟสเอกซ์โพเนนเชียล :

$$\begin{aligned} r' \cos\psi &= \bar{r}' \cdot \hat{r} = (\pm x_0 \hat{x} + y' \hat{y} + z' \hat{z}) \cdot (\hat{x} \sin\theta \cos\phi + \hat{y} \sin\theta \sin\phi + \hat{z} \cos\theta) \\ &= \pm x_0 \sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi + z' \cos\theta \end{aligned}$$

ขีดจำกัดในการอินทิเกรต : $-y_0 \leq y' \leq y_0, \quad -z_0 \leq z' \leq z_0; \quad ds' = dy' dz'$

2. ด้านทั้งสองของ S ซึ่งวางอยู่ที่ $y' = \pm y_0$:

ส่วนประกอบที่ไม่เป็นศูนย์ของ \tilde{J}_S และ \tilde{M}_S : $\tilde{J}_x, \tilde{J}_z, \tilde{M}_x$ และ \tilde{M}_z
เทอมเฟสเอกซ์โพเนนเชียล :

$$r' \cos\psi = \bar{r}' \cdot \hat{r} = (x' \hat{x} \pm y_0 \hat{y} + z' \hat{z}) \cdot (\hat{x} \sin\theta \cos\phi + \hat{y} \sin\theta \sin\phi + \hat{z} \cos\theta)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขีดจำกัดในการอินทิเกรต : $-x_0 \leq x' \leq x_0$, $-z_0 \leq z' \leq z_0$; $ds' = dx'dz'$

3. ด้านทั้งสองของ S ซึ่งวางอยู่ที่ $z' = \pm z_0$:

ส่วนประกอบที่ไม่เป็นศูนย์ของ \vec{J}_S และ \vec{M}_S : $\vec{J}_x, \vec{J}_y, \vec{M}_x$ และ \vec{M}_y

เทอมเฟสเอกซ์โพเนนเชียล :

$$\begin{aligned} r' \cos \psi &= \vec{r}' \cdot \hat{r} = (x'\hat{x} + y'\hat{y} \pm z_0\hat{z}) \cdot (\hat{x} \sin \theta \cos \phi + \hat{y} \sin \theta \sin \phi + \hat{z} \cos \theta) \\ &= x' \sin \theta \cos \phi + y' \sin \theta \sin \phi \pm z_0 \cos \theta \end{aligned}$$

ขีดจำกัดในการอินทิเกรต : $-x_0 \leq x' \leq x_0$, $-y_0 \leq y' \leq y_0$; $ds' = dx'dy'$

สุดท้ายสมมติค่าที่ทราบของ $\vec{N}_\theta, \vec{N}_\phi, \vec{L}_\theta$ และ \vec{L}_ϕ เราสามารถเขียนนิพจน์ค่าเฉลี่ยเวลาสำหรับเวกเตอร์ของพอยน์ติง (Poynting Vector) ของสนามกระจัดกระจายได้คือ

$$\begin{aligned} P_{scat} &= \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E}_\theta \vec{H}_\phi^*) + \frac{1}{2} \text{Re}(-\vec{E}_\phi \vec{H}_\theta^*) \\ &= \frac{k^2}{32\pi^2 \eta_0 r^2} \left(|\vec{L}_\phi + \eta_0 \vec{N}_\theta|^2 + |\vec{L}_\theta + \eta_0 \vec{N}_\phi|^2 \right) \end{aligned} \quad (4.38)$$

แทนสมการ (4.38) ลงใน RCS แบบสามมิติจะได้

$$RCS(\theta, \phi) \equiv \lim_{r \rightarrow \infty} \left(4\pi r^2 \frac{P_{scat}}{P_{inc}} \right) \quad (4.39)$$

เราจะได้นิพจน์สุดท้ายสำหรับ RCS คือ

$$RCS(\theta, \phi) \equiv \frac{k^2}{8\pi \eta_0 P_{inc}} \left(|\vec{L}_\phi + \eta_0 \vec{N}_\theta|^2 + |\vec{L}_\theta - \eta_0 \vec{N}_\phi|^2 \right) \quad (4.40)$$

เมื่อ P_{inc} คือความเข้มของกำลังในการส่องของคลื่น (Illuminating Wave) ซึ่งจะเห็นว่าสมการ (4.40) นี้เป็นฟังก์ชันของ θ และ ϕ เท่านั้น โดยไม่ขึ้นอยู่กับ r

4.4.4 การแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกลในโดเมนเวลา

Luebbers [32] ได้เสนอวิธีทางโดเมนเวลาที่มีประสิทธิภาพในการแปลงสนามใกล้เป็นสนามไกลซึ่งคำนวณการกระจัดกระจายหรือการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ณ ตำแหน่งมุมที่เลือกในสนามไกลด้วยขั้นตอนเวลา FDTD ตามปกติ วิธีนี้ใช้การจัดตั้งแถวลำดับขนาดของเวลา (Time-Dimensioned Array) สำหรับศักย์เวกเตอร์สนามไกล แต่ละส่วนประกอบของแถวลำดับถูกกำหนดโดยผลรวมของการกระจาย (Contribution) แหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าและกระแสแม่เหล็กในโดเมนเวลาซึ่งได้จากการคำนวณด้วย FDTD ที่ S การกระจายเหล่านี้จะมีการหน่วง (Delay) เวลาเนื่องจากการหน่วงจากการแพร่กระจายระหว่างส่วนประกอบแหล่งกำเนิดบน S และสนามไกลที่จุดสังเกต ถ้าต้องการทราบแบบรูป RCS ของสนามไกลหรือแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ เฉพาะที่ความถี่ที่ต้องการ, รูปคลื่นระหว่างสนามกับเวลา ก็จะสามารถหาได้โดยใช้การแปลงฟูรีเยร์เร็ว (Fast Fourier Transform, FFT)

เพื่อที่จะทำความเข้าใจวิธีการแปลงดัง [32] จะเริ่มด้วยสมการ (4.32b) และ (4.32c) โดยแทน $k = 2\pi / \lambda_0$

$$\vec{E}_\theta \equiv -\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (\vec{L}_\phi + \eta_0 \vec{N}_\theta) = -\frac{je^{-jkr}}{2\lambda_0 r} (\vec{L}_\phi + \eta_0 \vec{N}_\theta) \quad (4.41a)$$

$$\vec{E}_\phi \equiv +\frac{jke^{-jkr}}{4\pi r} (\vec{L}_\theta - \eta_0 \vec{N}_\phi) = +\frac{je^{-jkr}}{4\lambda_0 r} (\vec{L}_\theta - \eta_0 \vec{N}_\phi) \quad (4.41b)$$

ต่อไปนิยามให้

$$\vec{W} \equiv \frac{je^{-jkr}}{2\lambda_0 r} \vec{N} \quad (4.42a)$$

$$\vec{U} \equiv \frac{je^{-jkr}}{2\lambda_0 r} \vec{L} \quad (4.42b)$$

ดังนั้นเราจึงเขียน (4.41a) และ (4.41b) ให้อยู่ในรูปที่ง่ายขึ้นเป็น

$$\vec{E}_\theta \equiv -\eta_0 \vec{W}_\theta - \vec{U}_\phi \quad (4.43a)$$

$$\vec{E}_\phi \equiv -\eta_0 \vec{W}_\phi + \vec{U}_\theta \quad (4.43b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้การแปลงฟูรีเยร์ผกผันกับสมการ (4.42a) และ (4.42b) โดยใช้นิยามพื้นฐานของ \vec{N} และ \vec{L} ในสมการ (4.34) และ (4.35) ตามลำดับ จะได้สมการในโดเมนเวลาของ (4.42a) และ (4.42b) ดังนี้

$$\vec{W}(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi rc} \frac{\partial}{\partial t} \left[\iint_S \vec{J}_s \left(t - \frac{r - \vec{r}' \cdot \hat{r}}{c} \right) dS' \right] \quad (4.44)$$

$$\vec{U}(\vec{r}, t) = \frac{1}{4\pi rc} \frac{\partial}{\partial t} \left[\iint_S \vec{M}_s \left(t - \frac{r - \vec{r}' \cdot \hat{r}}{c} \right) dS' \right] \quad (4.45)$$

และสำหรับการแปลงฟูรีเยร์ผกผันของ (4.43a) และ (4.43b) จะเป็น

$$E_\theta(\vec{r}, t) \cong -\eta_0 W_\theta(\vec{r}, t) - U_\phi(\vec{r}, t) \quad (4.46)$$

$$E_\phi(\vec{r}, t) \cong -\eta_0 W_\phi(\vec{r}, t) + U_\theta(\vec{r}, t) \quad (4.47)$$

สมการ (4.44) ถึง (4.47) เป็นรูปแบบทฤษฎีพื้นฐานของการแปลงสนามไกลเป็นสนามไกลในโดเมนเวลา โดย \vec{J}_s และ \vec{M}_s ใน (4.44) และ (4.45) แสดงถึงการหน่วงของเวลา τ_d ระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กบนผิวเสมือน S และผลกระทบของมันเป็นไปตามศักระยะของสนามไกล \vec{W} และ \vec{U}

$$\tau_d = \frac{r - \vec{r}' \cdot \hat{r}}{c} = \frac{r - r' \cos \psi}{c} \quad (4.48)$$

ในความเป็นจริงแล้ว การหน่วงเวลานี้จะตรงกับเวลาประวิงการแพร่กระจาย (Propagation Delay) ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในอวกาศว่างที่ระยะห่าง R (ในสมการ (4.30g)) ระหว่างจุดกำเนิด \vec{r}' บน S และจุดสังเกตสนามไกลที่ \vec{r}

พิจารณาการนำสมการ (4.44) ถึง (4.47) มาใช้ในสภาวะแวดล้อมของวิธี FDTD วิธีการทั้งหมดคือการหาค่าอินทิกรัลของ (4.44) และ (4.45) ในระบบพิกัดฉากตามระนาบที่ด้านทั้ง 6 ของ S ที่แต่ละชั้นเวลา ด้วยการหาส่วนประกอบมุมฉากของค่าที่เพิ่มขึ้นของ \vec{W} และ \vec{U} ที่แต่ละเซลล์ของแต่ละด้านที่ชั้นเวลานั้นๆ โดยการเพิ่มขึ้นนี้จะเป็นการรวมผลบวกในการสุ่มค่าเวลาของรูปคลื่น \vec{W} และ \vec{U} โดยสมมติว่า τ_d เป็นค่าที่เหมาะสม หลังจากสิ้นสุดชั้นเวลา ส่วนประกอบมุมฉากของรูป

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่น \vec{W} และ \vec{U} ที่สะสมเอาไว้ทั้งหมดจะถูกแปลงเป็นส่วนประกอบ θ และ ϕ ในระบบพิกัดทรงกลมสำหรับแทนลงในสมการ (4.46) และ (4.47)

เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงวิธีการดังกล่าว ยกตัวอย่าง [32] การกระตุ้นด้วยกระแสแม่เหล็ก

$$M_z \hat{z} = -\hat{y} \times E_x \hat{x} = E_x \hat{z} \quad (4.49)$$

โดยมีแผ่นสายอากาศสี่เหลี่ยม $\Delta x \Delta z$ ถูกวางอยู่ที่ $\vec{r}' = (x' \hat{x} + y_0 \hat{y} + z' \hat{z})$ บนด้าน $y = +y_0$ ของ S , จาก (4.45) กระแสแม่เหล็กจะเพิ่มขึ้นเป็น

$$\begin{aligned} \Delta \vec{U} = \Delta U_z \hat{z} &= \frac{1}{4\pi r c} \frac{\partial}{\partial t} (M_z \hat{z} \Delta x \Delta z) \\ &= \frac{\Delta x \Delta z}{4\pi r c} \frac{\partial}{\partial t} (E_x \hat{z}) \end{aligned} \quad (4.50)$$

ซึ่งการเพิ่มขึ้นนี้ทำให้ $\vec{U}(\vec{r}, t)$ หลังการหน่วงเวลา τ_d ของ (4.48) ถูกแสดงเป็นตัวเลขย่อยๆ ของชั้นเวลา

$$f = \frac{\tau_d}{\Delta t} = \frac{r - r' \cos \psi}{c \Delta t} \quad (4.51)$$

สมมติว่าอนุพันธ์เวลาที่มีความแม่นยำอันดับที่สองของสมการ (4.50) ถูกหาค่าที่จุดครึ่งชั้นเวลา $(n+1/2)$ และสมมติให้วิธีการ FDTD ทั่วไปสามารถรวมสมการ (4.50) และ (4.51) เพื่อได้สมการผลบวก

$$U_z|_{\vec{r}}^{n+1/2+f} = U_z|_{\vec{r}}^{n+1/2+f} + \frac{\Delta x \Delta z}{4\pi r c \Delta t} (E_x|_{\vec{r}'}^{n+1} - E_x|_{\vec{r}'}^n) \quad (4.52)$$

จะเห็นว่าสมการ (4.52) แสดงความหมายของสมการ (4.45) ในอนุพันธ์เวลาของกระแสแม่เหล็กบนผิวของแผ่นสายอากาศที่ชั้นเวลา $n+1/2$ โดยปรากฏในศักราชเวกเตอร์สนามไกลหลังจากการหน่วงเวลาไปเป็นชั้นเวลาเท่ากับ f ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับเวลาประวิงการแพร่กระจายระหว่างผิวของแผ่นสายอากาศและจุดที่ทำการสังเกต สมการผลบวก (4.52) ใช้สำหรับเตือนให้เราทราบว่ากระแสแม่เหล็กที่ไหลอยู่บน S โดยไม่จำเป็นว่าจะอยู่ที่ชั้นเวลาเดียวกันหรือไม่นั้น สามารถทำให้เกิด

$U_z|_{\vec{r}}^{n+1/2+f}$ ซึ่งจะต้องถูกบวกโดยทันที หลังจากที่หาค่าในชั้นเวลาปกติของ FDTD แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นสุดท้ายในวิธีการก็คือทำตามสมการ (4.52) ด้วยความเป็นจริงที่ว่า $U_z|_F^n$ คือแถวลำดับแบบจำกัดของการสุ่มเวลาที่ขึ้นเวลาแบบไม่ต่อเนื่อง M , และเนื่องจากการหน่วงขึ้นเวลา f ของสมการ (4.51) เป็นเศษส่วนทศนิยมต่างๆ ไป จึงเป็นไปได้ยากที่ค่าในการหน่วงของการเพิ่มขึ้นในสมการ (4.50)จะเป็นหนึ่งเท่าของการสุ่มเวลาของ U_z ซึ่งการตัดสินใจจะต้องกระทำโดยพิจารณาว่าทำอะไรจึงสามารถแบ่งค่าในการหน่วงของการเพิ่มขึ้นให้เท่ากับสองเท่าของค่าไม่ต่อเนื่องของ U_z วิธีการคือใช้การประมาณค่าในช่วงแบบเชิงเส้น (Linear Interpolation) โดยให้

$$nn = INT\left(n + \frac{1}{2} + f\right) \quad (4.53a)$$

เมื่อ INT คือฟังก์ชันในการหาค่าจำนวนเต็มที่มีมากที่สุดในการสมการ ดังนั้น

$$a = \left(n + \frac{1}{2} + f\right) - nn \quad (4.53b)$$

คือช่วงเวลาส่วนย่อย ($0 \leq a \leq 1$) ระหว่างตำแหน่งเวลาที่แท้จริงของการเพิ่มขึ้นของการหน่วง และการสุ่มค่าของ U_z ($U_z|_F^{nn}$) ซึ่งเกิดขึ้นก่อนหน้า และ $(1-a)$ คือช่วงเวลาส่วนย่อยระหว่างตำแหน่งเวลาที่แท้จริงของการเพิ่มขึ้นของการหน่วงและการสุ่มค่าของ U_z ($U_z|_F^{nn+1}$) ซึ่งเกิดขึ้นทีหลัง ดังนั้นเราจึงได้

$$U_z|_F^{nn} = U_z|_F^{nn} + (1-a) \frac{\Delta x \Delta z}{4\pi r c \Delta t} (E_x|_F^{nn+1} - E_x|_F^n) \quad (4.54a)$$

$$U_z|_F^{nn+1} = U_z|_F^{nn+1} + (a) \frac{\Delta x \Delta z}{4\pi r c \Delta t} (E_x|_F^{nn+1} - E_x|_F^n) \quad (4.54b)$$

ใช้สมการ (4.54) สำหรับแต่ละผิวของแผ่นสายอากาศบน S ในแต่ละขั้นเวลาของแบบจำลอง FDTD ในการหาค่าอินทิกรัลของ U_z ของสมการ (4.45) ดังนั้นจึงได้รูปคลื่นศักย์เวกเตอร์สนามไกล $U_z(\vec{r}, t)$ ที่สมบูรณ์ เราต้องทำให้แน่ใจว่า M หรือจำนวนทั้งหมดของตำแหน่งในการเก็บค่าเวลาที่กำหนดสำหรับแถวลำดับ $U_z|_F^n$ นั้นมากกว่า $NMAX$ หรือจำนวนของขั้นเวลาในการคำนวณด้วยวิธี FDTD เพื่อที่จะทำให้การหน่วงนั้นไปถึงทุกๆ ส่วนของ S ที่จุดสิ้นสุดของขั้นเวลา สมมติว่าระยะห่างที่มากที่สุดระหว่างจุดสองจุดใน S คือ $s\Delta$ และความสัมพันธ์ของขั้นเวลา $2c\Delta t = \Delta$ ถูกนำมาใช้ ดังนั้นจึงเป็นการเพียงพอที่จะกำหนดให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M = NMAX + 2s \quad (4.55)$$

เพื่อที่จะแน่ใจได้ว่ามีตำแหน่งการเก็บเพียงพอในแถวลำดับของ $U_z|_{\bar{r}}$ สำหรับการวางมุมที่ไม่แน่นอนของสนามไกลที่จุดสังเกต \bar{r}

ขั้นตอนที่ได้กล่าวมาข้างต้นนี้สามารถนำไปใช้หา $U_x(\bar{r}, t)$ และ $U_y(\bar{r}, t)$ ในสมการ (4.45) ได้ด้วยการใช้วิธีการเปรียบเทียบ เช่นเดียวกับส่วนประกอบทั้งสามในระบบมุมฉากของ $\bar{W}(\bar{r}, t)$ ในสมการ (4.44) โดยสำหรับกรณีหลังนี้จะต้องมีสองสิ่งที่พิจารณาเพิ่มขึ้นมาคือ

- (1) ส่วนประกอบสนามแม่เหล็กใน FDTD ที่ใช้สำหรับหา \bar{J}_s นั้นจะถูกเลื่อนเวลาไปครึ่งหนึ่งของขั้นเวลาที่สัมพันธ์กับสนามไฟฟ้าในสมการ (4.45)
- (2) มีการสลับเครื่องหมายในนิยามของกระแสสมมูล

และเพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงดังกล่าว พิจารณานิพจน์ดังต่อไปนี้ (เกิดจากการเปรียบเทียบมาจากสมการ (4.52) ถึง (4.54)) ที่ใช้สำหรับหาผลบวกของ W_z บนด้าน $y = +y_0$ ของ S อันดับแรกเรามีตำแหน่งที่แท้จริงของการหน่วงเวลา J_s

$$W_z|_{\bar{r}}^{n+f} = W_z|_{\bar{r}}^{n+f} - \frac{\Delta x \Delta z}{4\pi r c \Delta t} (H_x|_{\bar{r}}^{n+1/2} - H_x|_{\bar{r}}^{n-1/2}) \quad (4.56)$$

ต่อไปหาตัวประกอบการประมาณค่าในช่วงของเวลา

$$nn = INT(n + f) \quad (4.57a)$$

$$a = (n + f) - nn \quad (4.57b)$$

และสุดท้ายจะได้

$$W_z|_{\bar{r}}^{nn} = W_z|_{\bar{r}}^{nn} - (1-a) \frac{\Delta x \Delta z}{4\pi r c \Delta t} (H_x|_{\bar{r}}^{n+1/2} - H_x|_{\bar{r}}^{n-1/2}) \quad (4.58a)$$

$$W_z|_{\bar{r}}^{nn+1} = W_z|_{\bar{r}}^{nn+1} - (a) \frac{\Delta x \Delta z}{4\pi r c \Delta t} (H_x|_{\bar{r}}^{n+1/2} - H_x|_{\bar{r}}^{n-1/2}) \quad (4.58b)$$

รวมแล้วจะมีทั้งหมด 6 แถวลำดับในแบบหนึ่งมิติ ซึ่งแต่ละแถวลำดับจะประกอบไปด้วยตำแหน่งในการเก็บเป็น $M = NMAX + 2s$ สำหรับใช้เก็บการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของส่วนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบเวกเตอร์ทั้ง 6 ในระบบมุมฉากของ $\vec{W}(\vec{r}, t)$ และ $\vec{U}(\vec{r}, t)$ สำหรับแต่ละ (θ, ϕ) ในสนามไกลซึ่งต้องการรูปคลื่นในแบบของสนามกับเวลา หลังจากใส่เงื่อนไขแอมพลิจูดแล้วเราจึงสามารถทำการแปลงส่วนประกอบเวกเตอร์ในระบบมุมฉากไปเป็นส่วนประกอบเวกเตอร์ในทรงกลมได้โดย

$$W_\theta(\vec{r}, t) = W_x(\vec{r}, t)\cos\theta\cos\phi + W_y(\vec{r}, t)\cos\theta\sin\phi - W_z(\vec{r}, t)\sin\theta \quad (4.59a)$$

$$W_\phi(\vec{r}, t) = -W_x(\vec{r}, t)\sin\phi + W_y(\vec{r}, t)\cos\phi \quad (4.59b)$$

$$U_\theta(\vec{r}, t) = U_x(\vec{r}, t)\cos\theta\cos\phi + U_y(\vec{r}, t)\cos\theta\sin\phi - U_z(\vec{r}, t)\sin\theta \quad (4.60a)$$

$$U_\phi(\vec{r}, t) = -U_x(\vec{r}, t)\sin\phi + U_y(\vec{r}, t)\cos\phi \quad (4.60b)$$

รูปคลื่นเวลาของศักย์เวกเตอร์ของสมการ (4.59) และ (4.60) สามารถแทนลงในสมการ (4.46) และ (4.47) เพื่อใช้หารูปคลื่นเวลาที่ต้องการของสนามไฟฟ้าที่จุดสังเกต \vec{r} ในบริเวณไกล จากสมการ (4.44) และ (4.45) จะต้องอย่าลืมว่าขนาดของรูปคลื่นนี้จะลดลงเป็น $1/r$ ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่จะหาสนามไกลซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับระยะห่างจากจุดเริ่มต้นได้โดยง่าย ด้วยการคูณสมการ (4.46) และ (4.47) ด้วย r

4.5 สรุป

ในบทนี้ได้แสดงให้เห็นถึงการประยุกต์ใช้วิธี FDTD มาวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติต่างๆ ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป การวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจัดกระจายนั้น ใช้วงจรสองทางเข้าออกที่มีแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานภายในต่ออยู่มาช่วยในการคำนวณ โดยสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กจะถูกคำนวณก่อนจากนั้นหาค่ากระแสและแรงดันจากสนามที่คำนวณได้เหล่านั้น และสุดท้ายจึงนำค่ากระแสและแรงดันที่ได้ไปใช้ในการหาพารามิเตอร์การกระจัดกระจายได้ในที่สุด ซึ่งนำไปสู่การหาค่า $VSWR$ ของสายอากาศได้เนื่องจากสามารถคำนวณได้จากค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจายเช่นเดียวกัน ส่วนการวิเคราะห์อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศก็ทำได้โดยง่ายด้วยการใช้กฎของโอห์ม ณ ตำแหน่งที่ทำการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ สำหรับการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นจะใช้การวิเคราะห์หาสนามไกลก่อน แล้วจึงทำการแปลงสนามไกลเหล่านี้เป็นสนามไกลซึ่งเป็นสนามที่ใช้แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศนั่นเอง

การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การวิเคราะห์และการออกแบบ

5.1 กล่าวนำ

ในบทที่ 5 นี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีการออกแบบสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป โดยใช้แบบจำลองสายส่ง (Transmission line model) จากนั้นกล่าวถึงการวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติการเชื่อมต่อของสายอากาศ เพื่อหาตำแหน่งและความยาวของสายไมโครสตริปที่เหมาะสมนำไปใช้ร่วมในการออกแบบสายอากาศแถวลำดับ หลังจากนั้นกล่าวถึงทฤษฎีและการออกแบบวงจรขยายความถี่สูงในย่านไมโครเวฟที่นำมาใช้ประกอบในสายอากาศแถวลำดับโดยใช้พารามิเตอร์การกระจายเพื่อแสดงให้เห็นถึงการนำสายอากาศแถวลำดับโครงสร้างนี้ไปประยุกต์ใช้งาน สุดท้ายกล่าวถึงวิธีการออกแบบและวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปและสรุป

5.2 การออกแบบสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป

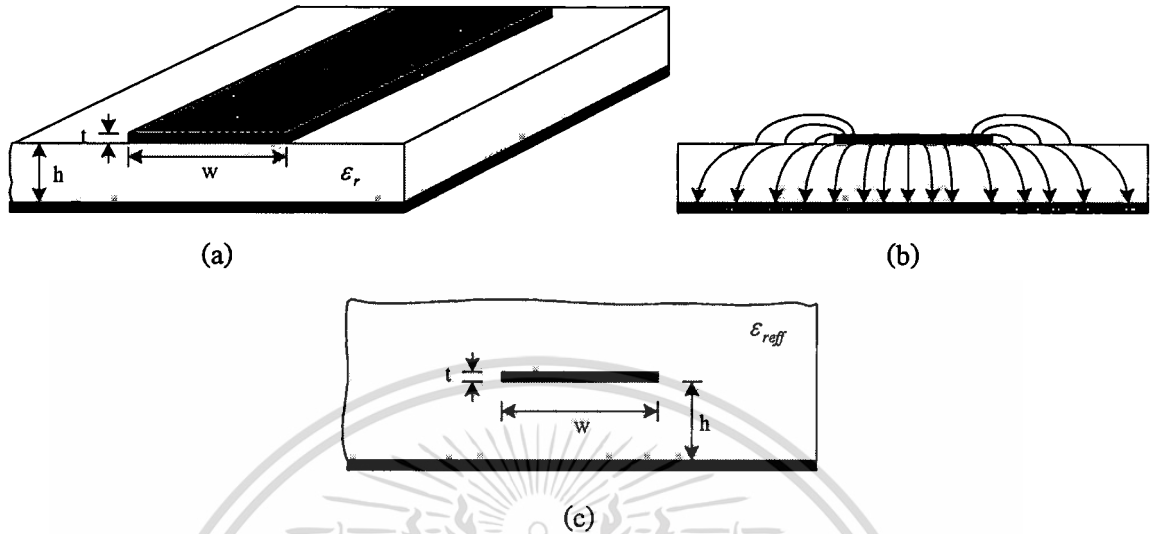
การออกแบบสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปทำได้หลายวิธีด้วยกันเช่น แบบจำลองสายส่ง (Transmission line model), แบบจำลองโพรง (Cavity model) และวิธีฟูลเวฟ (Full-wave) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วิธีแบบจำลองสายส่งเนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายเหมาะกับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นอกจากนี้ยังทำให้เห็นภาพทางฟิสิกส์ของสายอากาศได้ดี และความแม่นยำเป็นที่ยอมรับ

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าสามารถแทนได้ด้วยแถวลำดับของช่องเปิดแคบๆ ที่ใช้แผ่กระจายคลื่น หรือ ร่อง (Slot) โดยแต่ละร่องมีความกว้าง W และสูง h ถูกแยกออกจากกันด้วยระยะห่าง L ซึ่งโดยพื้นฐานแล้วแบบจำลองสายส่งจะแทนสายอากาศนี้ด้วยร่องสองร่องที่ถูกแยกออกจากกันด้วยสายส่งที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่างๆ Z_c และมีความยาวเท่ากับ L

5.2.1 ผลของฟริงกิง (Fringing effect)

เนื่องจากขนาดของแผ่นสายอากาศมีความยาวและความกว้างจำกัด ดังนั้นสนามที่บริเวณขอบของแผ่นสายอากาศจึงเกิดสนามฟริงกิงขึ้นที่ร่องทั้งสองที่ใช้แผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป (ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 2.1(a,b)) จำนวนของสนามฟริงกิงจะเป็นฟังก์ชันของขนาดของแผ่นสายอากาศและความสูงของวัสดุฐานรอง สำหรับระนาบไฟฟ้า (E-plane) หรือระนาบ xy นั้น สนามฟริงกิงจะเป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนของความยาวของแผ่นสายอากาศ L กับความสูง h ของวัสดุฐานรอง (L/h) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_r ของวัสดุฐานรอง ดังนั้นสำหรับ

สายอากาศไมโครสตริปที่มี $L/h \gg 1$ สนามฟริ่งกิงจะถูก ลดลง ซึ่งมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศจึงต้องนำมาพิจารณาด้วย



รูปที่ 5.1 (a) สายไมโครสตริป (b) สนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้น (c) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

รูปที่ 5.1(a) แสดงสายไมโครสตริป ส่วนสนามไฟฟ้าโดยทั่วไปแสดงดังรูปที่ 5.1(b) ซึ่งเป็นลักษณะของเส้นที่แสดงสนามไฟฟ้าระหว่างไดอิเล็กตริกสองชนิดที่ไม่เอกพันธ์หรือไม่เป็นเนื้อเดียวกันนั่นเอง ปกติมักจะเป็นวัสดุฐานรองกับอากาศ จะเห็นได้ว่าสนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในส่วนที่เป็นวัสดุฐานรองและบางส่วนจะเกิดขึ้นในอากาศ เมื่อค่า $L/h \gg 1$ และ $\epsilon_r \gg 1$ สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะรวมกันอยู่ในวัสดุฐานรอง และสนามฟริ่งกิงในกรณีนี้จะทำให้สายไมโครสตริปมีความกว้างเชิงไฟฟ้ามากขึ้นเมื่อเทียบกับขนาดทางฟิสิกส์ที่แท้จริงของมัน ดังนั้นคลื่นบางส่วนจึงเดินทางในวัสดุฐานรองและบางส่วนเดินทางในอากาศ จึงต้องมีการพิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (Effective dielectric constant, ϵ_{eff}) ที่มีผลต่อสนามฟริ่งกิงและการแผ่กระจายคลื่นในสายไมโครสตริปอีกด้วย

พิจารณาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล โดยสมมติให้ตำแหน่งกลางตัวของสายไมโครสตริปถูกวางอยู่เหนือระนาบสร้างเงาโดยฝังเอาไว้ในวัสดุฐานรองชนิดหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 5.1(c) ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะถูกนิยามให้เป็นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุไดอิเล็กตริกสมมาตรดังรูปที่ 5.1(c) ซึ่งเป็นผลมาจากคุณลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าตามที่เกิดขึ้นจริงของรูปที่ 5(a) สำหรับสายไมโครสตริปที่มีอากาศอยู่เหนือวัสดุฐานรอง ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะมีค่าอยู่ระหว่าง $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$ และในกรณีทุกๆ ไปที่ค่าคงตัวของวัสดุฐานรองมีค่ามากกว่าหนึ่งมากๆ ($\epsilon_r \gg 1$) ค่าของ ϵ_{eff} จะมีค่าใกล้เคียงกับค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจริง ϵ_r ของวัสดุฐานรอง ค่า

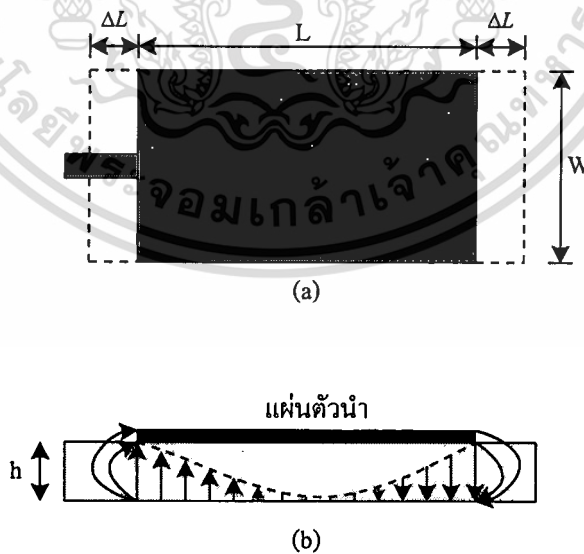
คงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลนั้นยังเป็นฟังก์ชันของความถี่อีกด้วย เมื่อความถี่ในการทำงานสูงขึ้น สนามไฟฟ้าส่วนใหญ่จะรวมกันอยู่ในวัสดุฐานรอง ดังนั้นสายไมโครสตริปจึงมีพฤติกรรมเหมือนกับว่ามีไดอิเล็กตริกเพียงหนึ่งเดียว (มีเพียงวัสดุฐานรอง) และค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะเข้าใกล้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ส่วนที่ความถี่ต่ำๆ นั้น ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลจะค่อนข้างคงที่ และเมื่อความถี่อยู่ในช่วงกลางๆ ค่าของมันจะเริ่มสูงขึ้นจนเข้าใกล้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง โดยค่าเริ่มต้นของค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (ที่ความถี่ต่ำๆ) เรียกว่าค่าสถิต (Static value) และมีค่าเป็น [31]

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} \quad (5.1)$$

เมื่อ $W/h > 1$

5.2.2 ความยาวประสิทธิผล, ความถี่เรโซแนนซ์และความกว้างประสิทธิผล

เนื่องจากผลของฟรินกิงจึงทำให้ขนาดทางไฟฟ้าของแผ่นตัวนำของสายอากาศไมโครสตริป มีขนาดใหญ่กว่าขนาดจริงในทางฟิสิกส์ สำหรับในระนาบสนามไฟฟ้าดังรูปที่ 5.2 เมื่อความยาวของแผ่นตัวนำแต่ละข้างถูกขยายออกไปเป็นระยะ ΔL ซึ่งเป็นฟังก์ชันของค่าคงตัวไดอิเล็กตริก ϵ_{eff} และอัตราส่วนความกว้างต่อความสูงของแผ่นตัวนำ (W/h)



รูปที่ 5.2 ความยาวจริงทางฟิสิกส์และความยาวประสิทธิผลของสายอากาศไมโครสตริป

(a) รูปด้านบน (b) รูปด้านข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีที่นิยมในการประมาณค่าความสัมพันธ์ของความยาวที่ขยายออกไปนี้คือ [33]

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (5.2)$$

เนื่องจากความยาวของแผ่นสายอากาศแต่ละข้างถูกขยายออกไปเท่ากับ ΔL ดังนั้นความยาวประสิทธิผลของแผ่นสายอากาศคือ

$$L_{ref} = L + 2\Delta L \quad (5.3)$$

ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปจะเป็นฟังก์ชันของความยาวของมัน และเมื่อพิจารณาตามฟริงกิงด้วย จะได้ความถี่เรโซแนนซ์เป็น

$$f_r = \frac{1}{2L_{ref} \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \quad (5.4)$$

ดังนั้นความยาวทางฟิสิกส์ที่แท้จริงของแผ่นสายอากาศ L สามารถหาได้ดังนี้

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (5.5)$$

เพื่อให้การแผ่กระจายคลื่นมีประสิทธิภาพ ความกว้างของแผ่นสายอากาศจะถูกกำหนดให้เป็น [2]

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5.6)$$

เมื่อ c คือความเร็วแสงในอวกาศว่าง

5.2.3 ความนำ

ร่องสำหรับแผ่กระจายคลื่นแต่ละร่องจะถูกแทนด้วยค่าแอดมิตแตนซ์สมมูล (Equivalent admittance, Y) ซึ่งประกอบไปด้วยค่าความนำ (Conductance, G) และค่าซัสเซปแตนซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

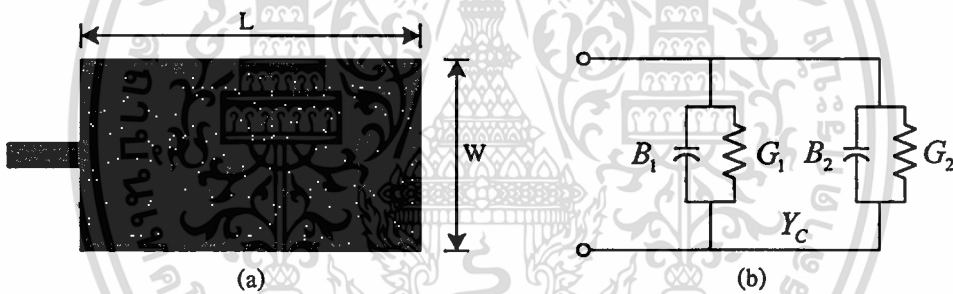
(Susceptance, B) ดังแสดงในรูปที่ 5.3 ร่องแต่ละร่องกำหนดให้มีชื่อเป็นร่องที่ 1 และร่องที่ 2 ตามลำดับ โดยค่าแอดมิตแตนซ์สมมูลของร่องที่ 1 ถูกสมมติให้มีความกว้างเป็นอนันต์และเป็นร่องสม่ำเสมอ (Uniform slot) ดังนั้นจะได้

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (5.7)$$

สำหรับร่องที่มีความกว้างจำกัดเป็น W

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (5.8a)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (5.8b)$$



รูปที่ 5.3 (a) สายอากาศแผ่นไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า (b) วงจรสมมูลในแบบจำลองสายส่ง

เนื่องจากร่องที่ 2 นั้นเหมือนกับร่องที่ 1 ดังนั้นค่าแอดมิตแตนซ์สมมูลของมันจะมีค่าเป็น

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1, \quad B_2 = B_1 \quad (5.9)$$

โดยทั่วไปค่าความนำของร่องถูกนิยามให้เป็น

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad (5.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$P_{rad} = \frac{|V_o|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (5.11)$$

ดังนั้นค่าความนำจากสมการ (5.10) จึงเขียนได้เป็น

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (5.12)$$

เมื่อ

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (5.13)$$

แทนค่าสมการ (5.13) ลงในสมการ (5.12) ดังนั้น

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0}\right)^2 & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (5.14)$$

5.2.4 ความต้านทานอินพุตที่จุดเรโซแนนซ์

ค่าแอดมิตแดนซ์รวมที่ร่องที่ 1 (อินพุตแอดมิตแดนซ์) หาได้โดยการแปลงค่าแอดมิตแดนซ์ของร่องที่ 2 จากจุดต่อเอาต์พุตไปยังจุดต่ออินพุตโดยใช้สมการแปลงค่าแอดมิตแดนซ์ของสายส่ง [31] ในทางอุดมคติแล้วร่องทั้งสองจะอยู่ห่างกันเป็นระยะ $\lambda/2$ เมื่อ λ คือความยาวคลื่นในไดอิเล็กตริกหรือวัสดุฐานรอง อย่างไรก็ตาม เนื่องจากสนามฟริ่งกิ้งซึ่งทำให้ความยาวทางไฟฟ้าของแผ่นสายอากาศสั้นกว่าความยาวจริง ดังนั้นระยะห่างระหว่างร่องทั้งสองจึงมีค่าน้อยกว่า $\lambda/2$ และการลดลงของความยาวนี้หาได้โดยใช้สมการ (5.2) (โดยปกติแล้ว $0.48\lambda < L < 0.49\lambda$) ค่าแอดมิตแดนซ์ของร่องที่ 2 ที่ทำการแปลงแล้วจะกลายเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับค่า $\tilde{Y}_2 = \tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 - jB_1$ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (5.15) ค่า
ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\tilde{G}_2 = G_1, \quad \tilde{B}_2 = -B_1 \quad (5.16)$$

ดังนั้นอินพุตแอดมิตแตนซ์รวมที่จุดเรโซแนนซ์จะเป็นจำนวนจริงคือ

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1 \quad (5.17)$$

นั่นคือผลรวมของอินพุตแอดมิตแตนซ์เป็นจำนวนจริงและทำให้อินพุตอิมพีแดนซ์ที่จุดเรโซแนนซ์เป็นจำนวนจริงด้วยหรือ

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (5.18)$$

ค่าความต้านทางอินพุตที่จุดเรโซแนนซ์จากสมการที่ (5.18) นั้นไม่ได้พิจารณาถึงผลกระทบร่วม (Mutual effect) ระหว่างร่อง ซึ่งถ้าพิจารณาผลกระทบร่วมแล้วสมการ (5.18) จะกลายเป็น

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (5.19)$$

เมื่อเครื่องหมาย (+) ใช้สำหรับการกระจายแรงดันที่จุดเรโซแนนซ์ในโมดคี่ (Antisymmetric) ส่วนเครื่องหมาย (-) ให้สำหรับการกระจายแรงดันที่จุดเรโซแนนซ์ในโมดคู่ (Symmetric) ค่าความนำรวมถูกนิยามให้อยู่ในรูปของสนามไกลดิงสมการ

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} \operatorname{Re} \iint_s E_1 \times H_2^* \cdot ds \quad (5.20)$$

เมื่อ E_1 คือสนามไฟฟ้าที่แผ่กระจายโดยร่องที่ 1, H_2 คือสนามแม่เหล็กที่แผ่กระจายโดยร่องที่ 2, V_0 คือแรงดันตกคร่อมร่อง และการอินทิกรัลเป็นการกระทำที่ทรงกลมรัศมีใหญ่มาก ดังนั้นค่า G_{12} จึงเป็น

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos\theta\right)}{\cos\theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin\theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (5.21)$$

เมื่อ J_0 คือเบสเซลฟังก์ชัน (Bessel function) ประเภทที่หนึ่งอันดับที่ศูนย์ (First kind of order zero) สำหรับสายอากาศไมโครสตริปต่างๆ ไปแล้ว ความนำร่วมสามารถหาได้จากสมการ (5.21) ซึ่งจะมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าความนำของตัวเอง G_1 จากสมการที่ (5.8a) หรือสมการที่ (5.12)

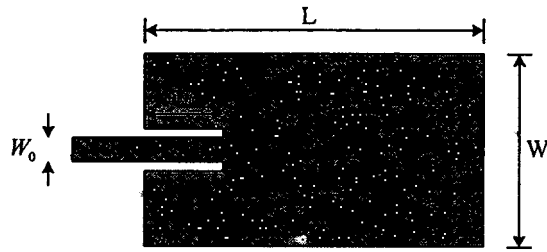
จากสมการที่ (5.8a) และสมการที่ (5.19) จะเห็นว่าค่าความต้านทานอินพุตจะไม่ขึ้นอยู่กับความสูง h ของวัสดุฐานรองมากนัก ซึ่งในความเป็นจริงแล้วค่าของ h จะมีค่าน้อยมาก นั่นคือ $k_0 h \ll 1$ ดังนั้นความต้านทานอินพุตจึงไม่ขึ้นอยู่กับค่าความสูง h และจากสมการที่ (5.8a) และ (5.19) แสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานอินพุตที่จุดเรโซแนนซ์จะลดลงเมื่อเพิ่มความกว้าง W ของแผ่นสายอากาศขึ้น แต่ต้องอยู่ในเงื่อนไขคืออัตราส่วน W/L จะต้องไม่เกิน 2 มิเช่นนั้นจะทำให้ประสิทธิภาพของแผ่นสายอากาศลดลง

ความต้านทานอินพุตที่จุดเรโซแนนซ์ที่คำนวณได้จากสมการ (5.19) นั้นอ้างถึงร่องที่ 1 ใดๆ ก็ดีจะเห็นว่าความต้านทานอินพุตที่จุดเรโซแนนซ์จะสามารถเปลี่ยนได้ด้วยการใช้การป้อนสัญญาณ โดยทำเป็นช่องลึกเข้าไปในแผ่นสายอากาศเป็นระยะ y_0 จากร่องที่ 1 ดังแสดงในรูปที่ 5.4 เทคนิคนี้สามารถใช้ในการแมตช์แผ่นสายอากาศโดยใช้การป้อนสัญญาณด้วยสายไมโครสตริปได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) สามารถหาได้จาก

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]}}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (5.22)$$

เมื่อ W_0 คือความกว้างของสายไมโครสตริปดังรูปที่ 5.4 และความต้านทานอินพุตสำหรับการป้อนสัญญาณแบบนี้จะมีค่าเป็น [2]

$$R_{in}(y=y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) + \frac{G^2_1 + B^2_1}{Y^2_c} \sin^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) - \frac{B_1}{Y_c} \sin \left(\frac{2\pi}{L} y_0 \right) \right] \quad (5.23)$$



รูปที่ 5.4 การป้อนสัญญาณ โดยทำเป็นช่องลึกเข้าไปในแผ่นสายอากาศ

ดังนั้นสำหรับสายอากาศไมโครสตริปต่างๆ ไปที่มี $G_1/Y_c \ll 1$ และ $B_1/Y_c \ll 1$ สมการจะถูกลดรูปเป็น

$$\begin{aligned} R_{in}(y=y_0) &= \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \\ &= R_{in}(y=0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \end{aligned} \quad (5.24)$$

5.2.5 การออกแบบสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปในวิทยานิพนธ์นี้ต้องการให้มีความถี่ในการทำงาน f_r เท่ากับ 1.8 GHz โดยใช้ FR-4 เป็นวัสดุฐานรองในการสร้าง แต่เนื่องแผ่นวงจรพิมพ์ที่นำมาใช้ในการสร้างสายอากาศนี้มิได้ให้ข้อมูลของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มาด้วย และค่าพารามิเตอร์อย่างเช่นค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของ FR-4 มักจะบอกค่ามาเป็นช่วง จึงไม่สามารถนำไปทำการคำนวณได้ ดังนั้นจึงต้องทำการวัดค่าพารามิเตอร์ทั้งหมดของวัสดุฐานรอง อันประกอบไปด้วย ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (ϵ_r), ความหนา (h) และค่าแทนเจนต์การสูญเสีย ($\tan \delta$) เพื่อให้การออกแบบมีความแม่นยำและเที่ยงตรงที่สุด โดยมีวิธีต่อไปนี้

- ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก : จะใช้หลักการของความแตกต่างระหว่างความยาวทางฟิสิกส์กับความยาวทางไฟฟ้าของสายไมโครสตริป ซึ่งจะแปรผันไปตามค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรอง ดังนั้นการวัดค่าคงตัวไดอิเล็กตริกจึงสามารถทำได้โดยสร้างสายไมโครสตริปขึ้นมา 2 ตัว ซึ่งมีความยาวแตกต่างกัน โดยถ้าความแตกต่างของความยาวมากจะทำให้การวิเคราะห์มีความแม่นยำมาก ในที่นี้จึงเลือกให้ตัวหนึ่งมีความยาวประมาณ 10 cm. ส่วนอีกตัวหนึ่งมีความยาวน้อยกว่าตัวแรก คือประมาณ 2 cm. จากนั้นใช้เครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer) วัดความยาวทางไฟฟ้าของสาย

ไมโครสตริปทั้งสอง แล้วนำค่าความยาวทางฟิสิกส์และความยาวทางไฟฟ้าทั้งหมด 4 ค่าไปป้อนในโปรแกรมวิเคราะห์ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก (โดยความอนุเคราะห์จาก Microwave Communication Laboratory) ซึ่งโปรแกรมจะทำการคำนวณค่าคงตัวไดอิเล็กตริกของวัสดุฐานรองที่ทำการวัดออกมาให้

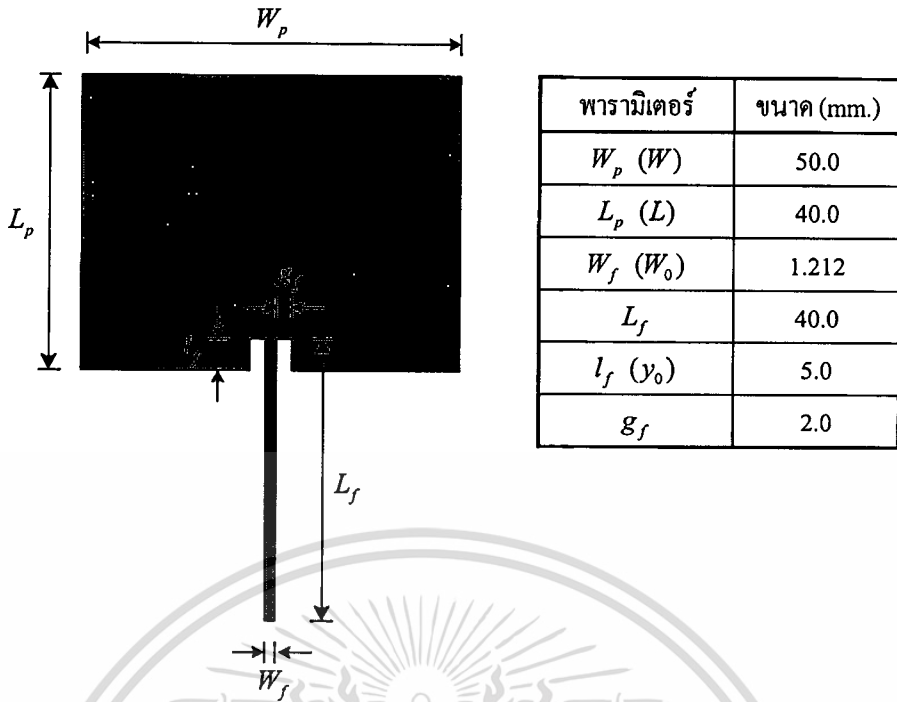
- ความหนา : ทำการวัดได้โดยการใช้ไม้ยัดส่วนที่เป็นแผ่นตัวนำออกให้หมดทั้งสองด้านให้เหลือเพียงเนื้อวัสดุฐานรอง แล้วใช้ไมโครมิเตอร์ทำการวัด
- ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย : วัดได้โดยใช้วิธีการดังนี้ อันดับแรกสร้างสายไมโครสตริป ความยาวประมาณ 5 cm. แล้วใช้เครื่องวิเคราะห์วงจรข่าย วัดค่า S_{21} ซึ่งในที่นี้จะแทนค่าของความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (Insertion Loss) ของสายไมโครสตริป จากนั้นป้อนข้อมูลรวมทั้งพารามิเตอร์ทั้งหมดของสายไมโครสตริปที่สร้างขึ้นให้กับโปรแกรมวิเคราะห์สายไมโครสตริปในไมโครเวฟออฟฟิศแล้วทำการวิเคราะห์หาค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก และนำไปเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการวัด จากนั้นทำการ Interpolation ด้วยการปรับค่า $\tan \delta$ จนกระทั่งได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกตรงกับค่าที่ได้จากการวัด ซึ่งค่า $\tan \delta$ ดังกล่าวจะเป็นค่า $\tan \delta$ โดยประมาณของวัสดุฐานรองที่นำมาทำการวัดนั่นเอง

จากการวัดทั้งหมดจึงสามารถสรุปค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุฐานรอง FR-4 ได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองที่ใช้สร้างสายอากาศ

พารามิเตอร์	ค่า
ค่าคงตัวไดอิเล็กตริก, ϵ_r	4.34
ความสูง, h	0.65 mm.
ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย, $\tan \delta$	0.012

จากทฤษฎีและสมการจากหัวข้อที่ 5.1.2-5.1.4 ที่ผ่านมา เมื่อแทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ข้างต้นเข้าไปและทำการคำนวณ เราจะได้สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz ซึ่งมีโครงสร้างและขนาดแสดงดังรูปที่ 5.5



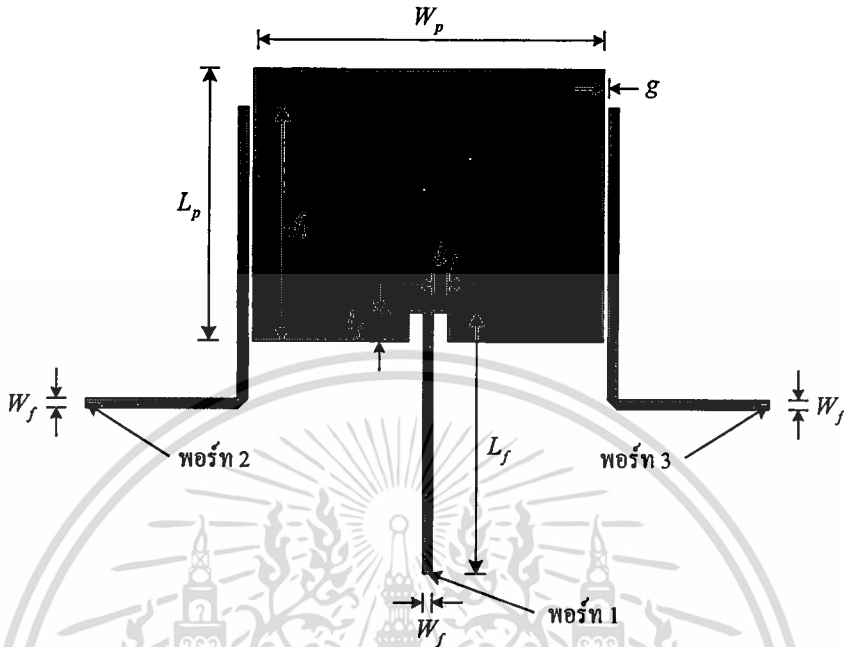
รูปที่ 5.5 โครงสร้างและขนาดของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่ออกแบบ

5.3 การวิเคราะห์และออกแบบการเชื่อมต่อของสายอากาศ

วิธีที่ใช้ในการเชื่อมต่อองค์ประกอบของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้การสร้างสายไมโครสตริป (Microstrip Line) เป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ เอาไว้บริเวณขอบที่ไม่ได้ใช้ในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป เพราะนอกจากจะทำให้แบนด์วิดท์ของสายอากาศดีขึ้นแล้ว [5] ยังสามารถควบคุมกำลังในการส่งผ่านได้ด้วยการปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปและระยะห่างของมันได้อีกด้วย สำหรับในกรณีนี้เราต้องการให้สายอากาศมีคุณลักษณะการเชื่อมต่อที่ดีที่สุดในขณะที่ยังคงมีการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีด้วย ดังนั้นเราจึงต้องทำการวิเคราะห์เพื่อหาตำแหน่งและขนาดของสายไมโครสตริปที่เหมาะสม [34],[35]

การวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติในการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริปมีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 5.6 โดยที่กำหนดให้พอร์ต 1, พอร์ต 2 และพอร์ต 3 มีตำแหน่งดังแสดงในรูป สายอากาศสร้างบนวัสดุฐานรองที่มีค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 5.1 และสายไมโครสตริปออกแบบให้มีค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ (Characteristic impedance) เท่ากับ 50Ω ซึ่งมีความกว้าง $W_f = 1.212\text{mm}$. ส่วนขนาดอื่นๆ ทั้งหมดของโครงสร้างมีค่าเช่นเดียวกับโครงสร้างในรูปที่ 5.5 โดยในการวิเคราะห์จะทำการจำลองผลด้วยการปรับค่าระยะห่าง g (Gap) และความยาวของสายไมโครสตริป โดยอันดับแรกจะให้ระยะห่าง g มีค่าคงที่ที่ 0.4mm . แล้วทำการ

ปรับความยาวของสายไมโครสตริปจาก $f_l = 0.1L_p$ จนถึง $f_l = L_p$ หลังจากนั้นจะทำการคงค่าความยาวของสายไมโครสตริปไว้ที่ $f_l = 0.8L_p$ แล้วปรับระยะห่าง g จาก 0.1 mm. จนถึง 1 mm.



รูปที่ 5.6 โครงสร้างของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป

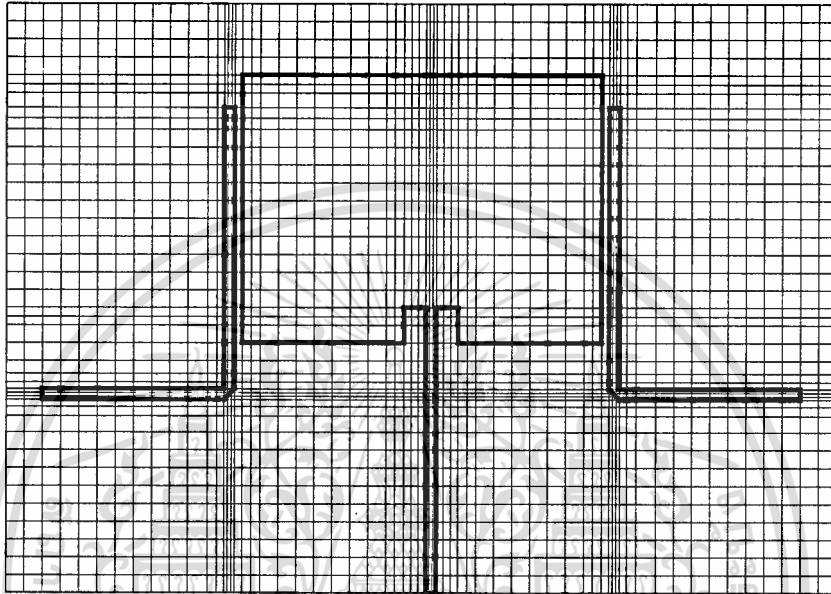
คุณลักษณะสมบัติในการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริปนี้จะอยู่ในรูปของพารามิเตอร์การกระจาย โดย S_{11} แสดงให้เห็นถึงสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ ส่วนคุณลักษณะของการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริปนั้นแสดงโดยค่าของ S_{21} (หรือ S_{31} ซึ่งมีค่าเท่ากับ S_{21} อันเนื่องมาจากความสมมาตรกันของโครงสร้าง) ซึ่งค่าเหล่านี้จะถูกทำการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD แบบ กริดไม่คงที่ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 และบทที่ 4 โดยลักษณะการแบ่งเมช (Mesh) ของโครงสร้างในการวิเคราะห์แสดงดังรูปที่ 5.7 ค่าพารามิเตอร์ซึ่งเป็นค่าคงที่ต่างๆ แสดงดังตารางที่ 5.2 และค่าพารามิเตอร์เฉพาะสำหรับโครงสร้างนี้แสดงดังตารางที่ 5.3 โดยในการวิเคราะห์จะใช้พลัสแบบเกาส์เป็นตัวกระตุ้น ซึ่งมีสมการเป็น

$$V_s = \exp\left[-\frac{(n-t_0)^2}{T^2}\right] \quad (5.25)$$

โดย n คือชั้นเวลา และเมื่อ $t_0 = 90$ และ $T = 35$ จะทำให้มีสเปกตรัมความถี่ตั้งแต่ DC จนถึงประมาณ 25 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนนั้น กำหนดให้มี PML ที่ทุกๆ ด้านของโดเมนการคำนวณ ยกเว้นด้านที่อยู่ใต้ระนาบสร้างเงา โดยบริเวณที่เป็นระนาบสร้างเงาและตัวนำของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรวมทั้งสายไมโครสตริปทั้งหมดจะถูกกำหนดให้เป็นตัวนำสมบูรณ์ ($\sigma = \infty$) ซึ่งค่าพารามิเตอร์ σ และ σ^* ใน PML แต่ละชั้น สามารถหาได้โดยใช้สมการ (3.37)-(3.39)



รูปที่ 5.7 ลักษณะการแบ่งเมชแบบกริดไม่คงที่ของโครงสร้างในการวิเคราะห์

ตารางที่ 5.2 พารามิเตอร์ทั่วไปในการวิเคราะห์

พารามิเตอร์	ค่า
μ_0	$1.256637061435917 \times 10^{-6} \text{ Hm}^{-1}$
ϵ_0	$8.854187818 \times 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$
π	3.14159265358979
c	$\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \text{ ms}^{-1}$
ค่าความต้านทานของแหล่งกำเนิดแรงดัน R_s	50 Ω
จำนวนชั้นของ PML	16 ชั้น
อันดับการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียใน PML N	4
ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์กลาง $R(0)$	1×10^{-7}

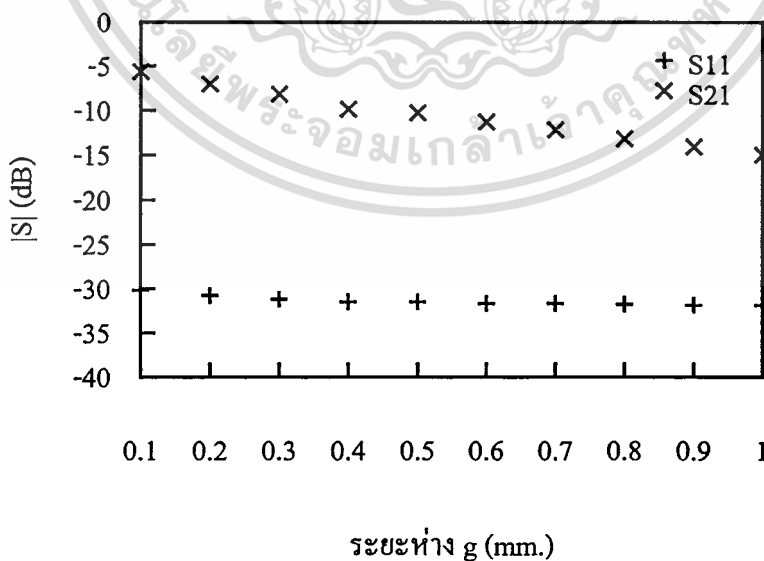
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.3 พารามิเตอร์ในการวิเคราะห์สำหรับโครงสร้างในรูปที่ 5.6

พารามิเตอร์	ค่า
ขนาดของโดเมนการคำนวณ ($x \times y \times z$)	200×165×64
จำนวนชั้นเวลา	10000

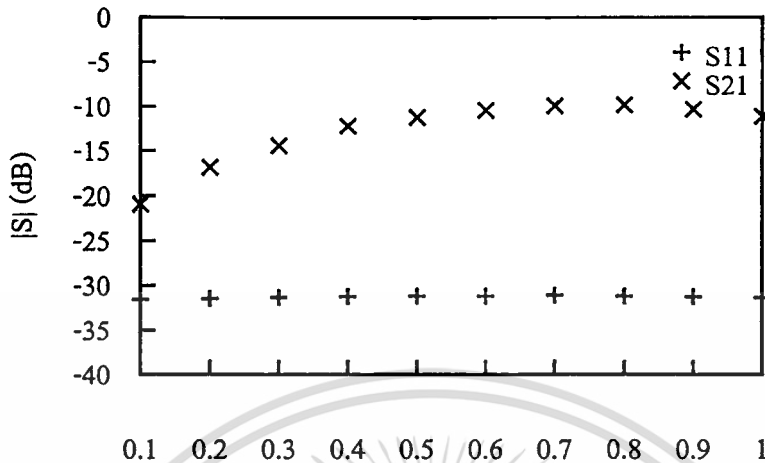
ผลของพารามิเตอร์การกระจายที่ได้จากการวิเคราะห์โดยคงที่ความยาวของสายไมโครสตริปไว้ที่ $f_l = 0.8L_p$ แล้วปรับระยะห่าง g และเมื่อคงที่ระยะห่าง g ไว้ที่ 0.4 mm. แล้วปรับความยาวของสายไมโครสตริป แสดงดังรูปที่ 5.8 และรูปที่ 5.9 ตามลำดับ จากรูปที่ 5.8 จะเห็นว่าระยะห่าง g ที่แคบจะทำให้คุณลักษณะการเชื่อมต่อที่ดีกว่าระยะห่าง g ที่กว้าง นั่นคือค่าของ S_{21} จะยิ่งสูงขึ้นเมื่อ g ลดลง และระยะห่าง g จะมีผลกระทบต่อสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับหรือ S_{11} ไม่มากนัก ส่วนรูปที่ 5.9 แสดงให้เห็นว่าคุณลักษณะการเชื่อมต่อจะดีที่สุดเมื่อสายไมโครสตริปมีความยาว $f_l = 0.8L_p$ ($S_{21} = -9.8\text{dB}$) และเช่นเดียวกับ g คือความยาวของสายไมโครสตริปจะมีผลกระทบต่อสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับเล็กน้อยเท่านั้น ($< 1\text{dB}$)

ดังนั้นจากผลการวิเคราะห์ที่ได้เราจึงสามารถสรุปและออกแบบสายไมโครสตริปที่ทำหน้าที่ในการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศให้มีความยาว $f_l = 0.8L_p$ และมีระยะห่าง $g = 0.3\text{ mm}$. ทั้งนี้เนื่องจากถ้าหากว่าระยะ g แคบกว่านี้ จะเป็นการยากมากสำหรับการสร้างจริง โดยที่ระยะ $g = 0.3\text{ mm}$. นี้ ยังคงให้คุณลักษณะการเชื่อมต่อที่ดีและมีความเหมาะสมต่อการทำการสร้างจริงอีกด้วย



รูปที่ 5.8 พารามิเตอร์การกระจายเมื่อคงที่ความยาวของสายไมโครสตริปไว้ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



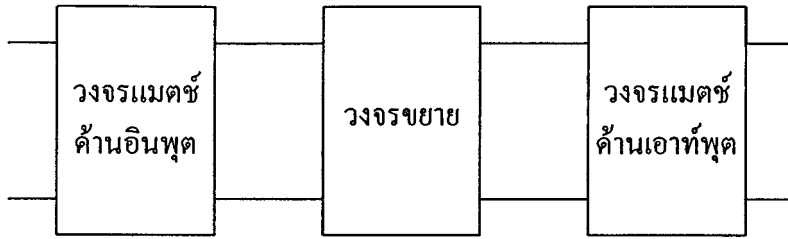
รูปที่ 5.9 พารามิเตอร์การกระจายเมื่อคงที่ระยะห่าง g ไว้ที่ 0.4 mm. แล้วรับความยาวของสายไมโครสตริป

5.4 การออกแบบวงจรมอดูเลชันความถี่สูง

การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรมอดูเลชันความถี่สูงในย่านไมโครเวฟนั้นนิยมใช้พารามิเตอร์การกระจายของอุปกรณ์ขยายที่ต้องการออกแบบมาพิจารณา [36] โดยอุปกรณ์ขยายอาจจะเป็นเฟดหรือทรานซิสเตอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรมอดูเลชันสำเร็จรูปเนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีและสามารถออกแบบวงจรมอดูเลชันพีแอนด์แอนด์และวงจรมอดูเลชันไอแอนด์ไอได้ง่าย การวิเคราะห์วงจรมอดูเลชันความถี่สูงด้วยพารามิเตอร์การกระจายนี้สามารถใช้ในการออกแบบและอธิบายถึงการมอดูเลชันพีแอนด์แอนด์, เสถียรภาพ และอัตราขยาย

การออกแบบโดยทั่วไปจะเริ่มขึ้นที่การกำหนดคุณสมบัติต่างๆ และเลือกอุปกรณ์ขยาย (ในที่นี้คือทรานซิสเตอร์) ที่เหมาะสม จากนั้นใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์และแผนภาพสมิตซ์ชาร์ตช่วยในการพิจารณาการไหลของทรานซิสเตอร์ เช่นสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับที่แหล่งจ่ายและโหลด ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ของความเสถียรภาพและอัตราขยายที่กำหนด ซึ่งการเสถียรภาพอย่างไม่มีเงื่อนไขของทรานซิสเตอร์นั้นคือมันจะไม่มีโอกาสเกิดที่ไหลล้นใดๆ ดังนั้นเอง ทั้งนี้ก็เพื่อให้ได้วงจรมอดูเลชันความถี่สูงที่มีความเสถียรภาพ

วงจรมอดูเลชันความถี่สูงหนึ่งตอนประกอบด้วยสามส่วนสำคัญได้แก่ วงจรมอดูเลชันอินพุต, วงจรมอดูเลชัน และวงจรมอดูเลชันเอาต์พุต ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.10 โดยแสดงอยู่ในรูปของวงจรมอดูเลชันสองทางเข้าออก (Two-Port Network)



รูปที่ 5.10 วงจรสองทางเข้าออกของวงจรขยายความถี่สูง

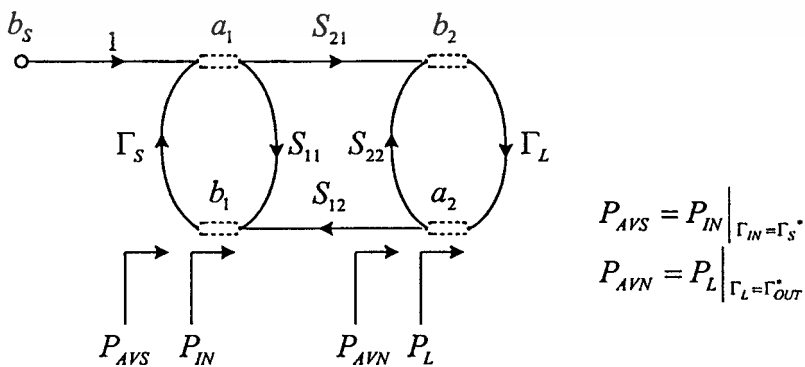
5.4.1 สมการอัตราขยายกำลัง

มีสมการอัตราขยายกำลังหลายสมการด้วยกันซึ่งใช้ในการออกแบบวงจรขยายความถี่สูง รูปที่ 5.10 แสดงให้เห็นถึงกราฟการไหลสัญญาณ (Signal flow graph) และกำลังต่างๆ ที่ใช้ในการสมการอัตราขยายของวงจรขยายความถี่สูง อัตราขยายกำลังของตัวแปลง (Transducer power gain, G_T), อัตราขยายกำลัง หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าอัตราขยายในการทำงาน (Operating power gain, G_P), และอัตราขยายกำลังที่มีได้ (Available power gain, G_A) ถูกนิยามเป็น

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{กำลังที่ส่งผ่านไปยังโหลด}}{\text{กำลังจากแหล่งจ่ายที่มีได้}}$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{\text{กำลังที่ส่งผ่านไปยังโหลด}}{\text{กำลังที่ป้อนให้กับวงจร}}$$

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{\text{กำลังจากวงจรที่มีได้}}{\text{กำลังจากแหล่งจ่ายที่มีได้}}$$



$$P_{AVS} = P_{IN} \Big|_{\Gamma_L = \Gamma_s^*}$$

$$P_{AVN} = P_L \Big|_{\Gamma_L = \Gamma_{out}^*}$$

เอกสารรูปที่ 5.11 นิยามของกำลังต่างๆ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณา $P_{IN} = |a_1|^2 - |b_1|^2$ และกำลังจากวงจรที่มีได้, P_{AVN} คือกำลังที่ส่งผ่านโดยวงจรไปยังโหลดที่แมตช์แบบสังยุค (Conjugately matched load) เราสามารถเขียนสมการของอัตราขยายกำลังได้ในรูปของ

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.26)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT}\Gamma_L|^2} \quad (5.27)$$

$$G_P = \frac{1}{1 - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.28)$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (5.29)$$

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (5.30)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (5.31)$$

G_T เป็น $f(\Gamma_S, \Gamma_L, [S])$ เช่นเป็นฟังก์ชันของ Γ_S, Γ_L และพารามิเตอร์การกระจายของทรานซิสเตอร์ ส่วน $G_P = f(\Gamma_L, [S])$ และ $G_A = f(\Gamma_S, [S])$

ถ้าเราสมมติให้วงจรเป็นแบบข้างเดียว (Unilateral) นั่นคือเมื่อ $S_{12} = 0$ ดังนั้น $\Gamma_{IN} = S_{11}$, $\Gamma_{OUT} = S_{22}$ และอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว (Unilateral transducer power gain) จากสมการ (5.26) และ (5.27) จะถูกเรียกว่า G_{TU} ซึ่งมีสมการเป็น

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.32)$$

เทอมแรกของสมการที่ (5.32) ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ S_{11} ของทรานซิสเตอร์และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของแหล่งจ่าย เทอมที่สองหรือ $|S_{21}|^2$ ขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และห้ามการเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเห็นด้วยขอสงวนสิทธิ์ในค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระจัดกระจาย S_{21} ของทรานซิสเตอร์ และเทอมที่สามจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ S_{22} ของทรานซิสเตอร์และสัมประสิทธิ์การกระจายของโหลด ดังนั้นเราจึงสามารถแยกสมการ (5.32) ออกเป็นอัตราขยายได้สามส่วน ทำให้สามารถเขียนสมการ (5.32) ในรูปของ

$$G_{TU} = G_S G_O G_L \quad (5.33)$$

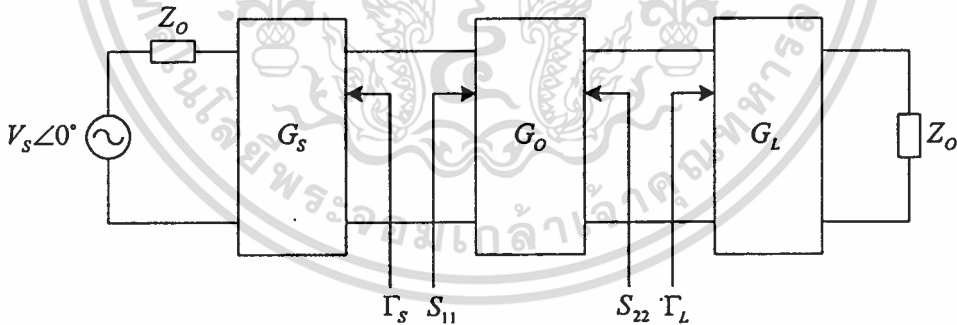
เมื่อ

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad (5.34)$$

$$G_O = |S_{21}|^2 \quad (5.35)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.36)$$

และดังนั้นวงจรขยายความถี่สูงจึงสามารถแทนได้ด้วยบล็อกอัตราขยาย (หรือการสูญเสีย) สามส่วน ดังรูปที่ 5.12



รูปที่ 5.12 บล็อกอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียว

เทอม G_S และ G_L แทนอัตราขยายหรือการสูญเสียที่เกิดขึ้นโดยการแมตช์หรือการไม่แมตช์ของวงจรอินพุตหรือเอาต์พุตตามลำดับ เทอม G_S มีผลต่อมุมของการแมตช์หรือการไม่แมตช์ระหว่าง Γ_S และ S_{11} แม้ว่าบล็อก G_S จะสร้างขึ้นจากอุปกรณ์พาสซีฟ แต่มันก็สามารถที่จะมีอัตราขยายที่มากกว่าหนึ่งหรือมีการสูญเสียได้ เหตุผลที่เรามักแทน G_S ด้วยบล็อกที่เป็นอัตราขยายก็เนื่องจากว่าโดยปกติแล้วจะมีการไม่แมตช์กันระหว่าง Z_0 , วงจรแมตช์และ S_{11} (เช่นระหว่าง Γ_S และ S_{11}) ดังนั้นการลดการสูญเสียที่เกิดจากการไม่แมตช์จึงเปรียบเสมือนเป็นการให้อัตราขยายนั้น ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอง และในทำนองเดียวกัน เทอม G_L จะมีผลต่อการแมตซ์ที่เอาต์พุตและสามารถคิดเป็นบล็อกแสดงอัตราขยายที่เอาต์พุตได้เช่นเดียวกัน ส่วนเทอม G_0 นั้นสัมพันธ์กับตัวอุปกรณ์และมีค่าเท่ากับ $|S_{21}|^2$

ถ้าหากว่าปรับค่า Γ_S และ Γ_L เพื่อให้ได้ค่าอัตราขยาย G_S และ G_L ที่สูงที่สุด จะต้องคำนึงถึงอัตราขยายกำลังของตัวแปลงข้างเดียวสูงสุด ซึ่งเรียกว่า $G_{TU\max}$ โดยอัตราขยายสูงสุดของ G_S และ G_L ในขณะที่ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\Gamma_S = S_{11}^* \quad \text{และ} \quad \Gamma_L = S_{22}^*$$

ดังนั้นจากสมการ (5.34) และ (5.36) จะได้

$$G_{S\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \quad \text{และ} \quad G_{L\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

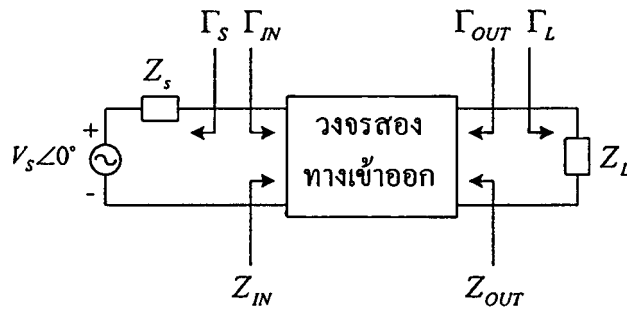
สมการ (5.33) จึงเป็น

$$G_{TU\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \tag{5.37}$$

5.4.2 เงื่อนไขความเสถียรภาพ

ความเสถียรภาพของวงจรขายนั้นมีความสำคัญอย่างยิ่งในการนำมาพิจารณาออกแบบ ซึ่งสามารถหาได้จากค่าพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย, วงจรแมตซ์ และโหลดปลายสาย (Termination) ในวงจรสองทางเข้าออกนั้น การออสซิลเลตจะเกิดขึ้นเมื่อมีค่าความต้านทานลบที่ด้านอินพุตหรือเอาต์พุต ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ $|\Gamma_{IN}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}| > 1$ และสำหรับอุปกรณ์ทางเดียวจะเกิดขึ้นเมื่อ $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$

วงจรสองทางเข้าออกดังแสดงในรูปที่ 5.13 จะมีเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไขที่ทุกๆ ความถี่ เมื่อส่วนจริงของ Z_{IN} และ Z_{OUT} นั้นมีค่ามากกว่าศูนย์สำหรับทุกๆ ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดและแหล่งจ่ายแบบพาสซีฟ ถ้าหากว่าวงจรสองทางเข้าออกนี้เสถียรภาพแบบมีเงื่อนไข นั่นคือที่บางค่าของโหลดแบบพาสซีฟจะสามารถทำให้เกิดอิมพีแดนซ์ที่ด้านอินพุตหรือเอาต์พุตที่มีส่วนจริงเป็นค่าลบได้



รูปที่ 5.13 ความเสถียรภาพของวงจรสองทางเข้าออก

ในเทอมของสัมประสิทธิ์การสะท้อน เงื่อนไขของความเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข ณ ความถี่ที่กำหนดจะเป็น

$$|\Gamma_s| < 1 \quad (5.38)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (5.39)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (5.40)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (5.41)$$

เมื่อสัมประสิทธิ์ทั้งหมดเป็นค่าที่นอร์มัลไลซ์กับอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ Z_0

สมการ (5.38) ถึง (5.41) เป็นเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับวงจรสองทางเข้าออกที่เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไข ถ้าหากว่าวงจรสองทางเข้าออกดังรูปที่ 5.13 นั้นไม่เสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขแล้ว อาจมีค่าของ Γ_s และ Γ_L (เช่นอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายและโหลด) ที่ทำให้ส่วนจริงของ Z_{IN} และ Z_{OUT} เป็นบวก ค่า Γ_s และ Γ_L เหล่านี้ (เป็นบริเวณหนึ่งของสมิตซ์ชาร์ต) สามารถหาได้โดยใช้วิธีการทางกราฟ

อันดับแรก พิจารณาริเวณที่ค่าของ Γ_s และ Γ_L ที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ โดยกำหนดให้ขนาดของสมการ (5.40) และ (5.41) เท่ากับ 1 และแก้สมการหาค่าของ Γ_s และ Γ_L ซึ่งจะเห็นว่าผลเฉลยของ Γ_s และ Γ_L นี้อยู่บนวงกลมหนึ่ง (เรียกว่าวงกลมเสถียรภาพ) ซึ่งจะมีสมการเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.42)$$

$$\left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.43)$$

เมื่อ

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

รัศมีและจุดศูนย์กลางของวงกลมที่ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ อยู่ในระนาบ Γ_L และ Γ_S ตามลำดับ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (5.42) และ (5.43) โดย

ค่า Γ_L สำหรับ $|\Gamma_{IN}|=1$ (วงกลมเสถียรภาพเอาต์พุต):

$$r_L = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{รัศมี}) \quad (5.44)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (5.45)$$

ค่า Γ_S สำหรับ $|\Gamma_{OUT}|=1$ (วงกลมเสถียรภาพอินพุต):

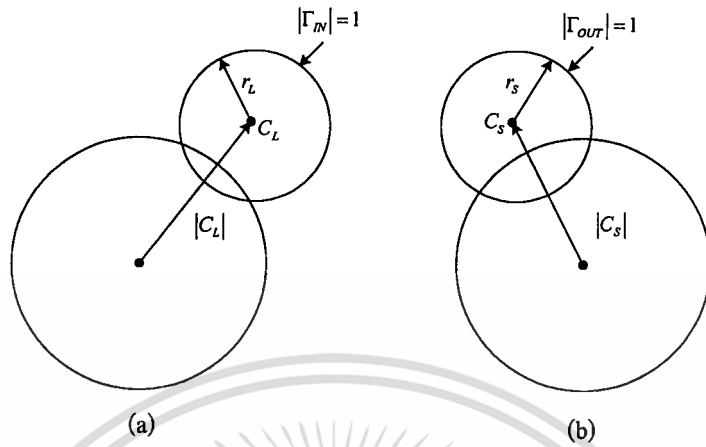
$$r_S = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{รัศมี}) \quad (5.46)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{จุดศูนย์กลาง}) \quad (5.47)$$

เมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์การกระจายของอุปกรณ์สองทางเข้าออกที่ความถี่ที่พิจารณา จะสามารถคำนวณสมการ (5.44) ถึง (5.47) ได้ จากนั้นนำไปพล็อตลงในสมิตซ์ชาร์ต จะได้กลุ่มค่าของ Γ_L และ Γ_S ที่ทำให้ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ โดยจะสามารถสังเกตเห็นได้โดยง่ายบนสมิตซ์ชาร์ต รูปที่ 5.14 แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างกราฟของวงกลมเสถียรภาพเมื่อ $|\Gamma_{IN}|=1$ และ $|\Gamma_{OUT}|=1$ ที่ด้านหนึ่งของขอบเขตวงกลมเสถียรภาพ ในระนาบ Γ_L เราจะได้ $|\Gamma_{IN}|<1$ และอีกด้าน

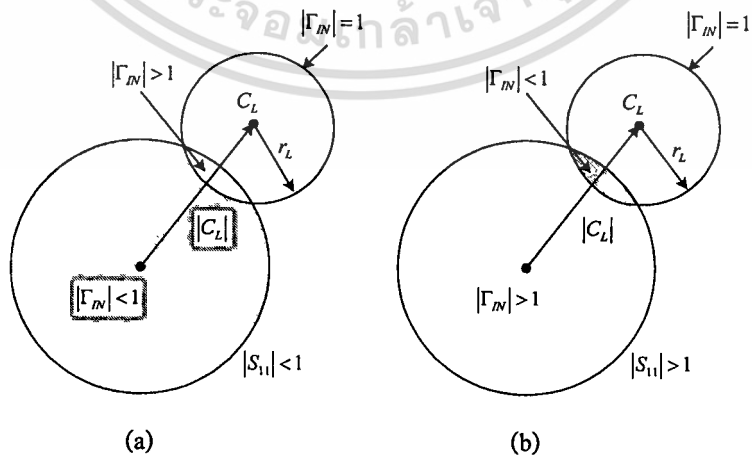
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนึ่งจะเป็น $|\Gamma_{IN}| > 1$ และในทำนองเดียวกัน ในระนาบ Γ_S บนด้านหนึ่งของขอบเขตวงกลมเสถียรภาพ เราจะได้ $|\Gamma_{OUT}| < 1$ และอีกด้านหนึ่งจะเป็น $|\Gamma_{OUT}| > 1$



รูปที่ 5.14 โครงสร้างของวงกลมเสถียรภาพในสมิตซ์ชาร์ต (a) ระนาบ Γ_L (b) ระนาบ Γ_S

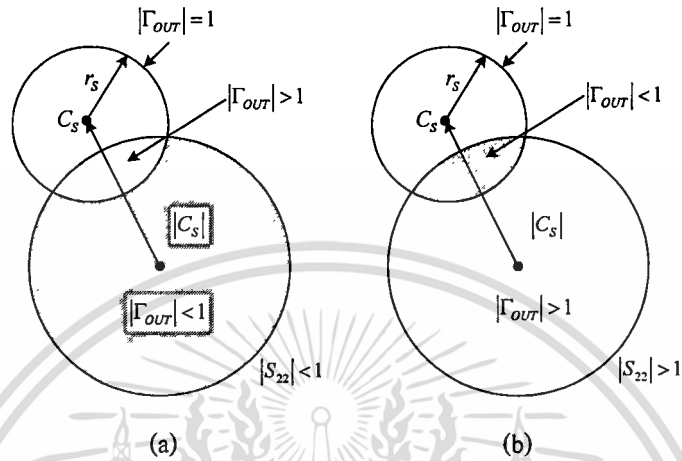
ต่อไปต้องทำการหาว่าบริเวณใดในสมิตซ์ชาร์ตเป็นบริเวณที่เสถียร หรือบริเวณที่ค่าของ Γ_L (เมื่อ $|\Gamma_L| > 1$) ทำให้ $|\Gamma_{IN}| < 1$ และค่าของ Γ_S (เมื่อ $|\Gamma_S| < 1$) ที่ทำให้ $|\Gamma_{OUT}| < 1$ นั่นเอง ที่ปลายของมันเราจะสังเกตเห็นได้ว่าถ้า $Z_L = Z_0$ แล้วจะทำให้ $\Gamma_L = 0$ และทำให้สมการที่ (5.30) เป็น $|\Gamma_{IN}| = |S_{11}|$ ถ้าขนาดของ S_{11} น้อยกว่า 1 จะทำให้ $|\Gamma_{IN}| < 1$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ นั่นคือจุดศูนย์กลางของสมิตซ์ชาร์ตในรูปที่ 5.14(a) จะแทนจุดทำงานเสถียร เนื่องจากเมื่อ $\Gamma_L = 0$ แล้วจะทำให้ $|\Gamma_{IN}| < 1$ หรือในทางกลับกัน ถ้า $|S_{11}| > 1$ เมื่อ $Z_L = Z_0$ แล้วจะทำให้ $|\Gamma_{IN}| > 1$ เมื่อ $\Gamma_L = 0$ และจุดศูนย์กลางของสมิตซ์ชาร์ตจะแทนจุดทำงานที่ไม่เสถียร



รูปที่ 5.15 สมิตซ์ชาร์ตแสดงบริเวณที่เสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_L

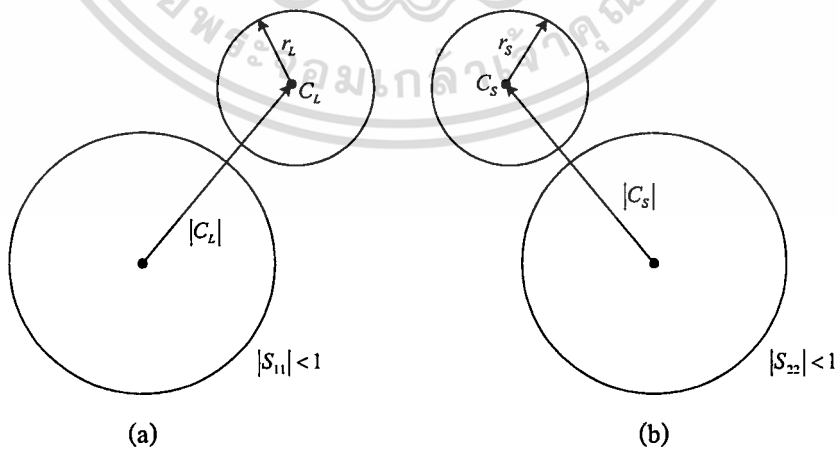
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.15 แสดงถึงกรณีทั้งสองที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น โดยบริเวณที่แรเงาแทนค่าของ Γ_L ที่ทำให้เกิดการทำงานที่เสถียร และในทำนองเดียวกัน รูปที่ 5.16 แสดงบริเวณที่เสถียรและไม่เสถียร ในระนาบ Γ_S



รูปที่ 5.16 สมิตซ์ชาร์ตแสดงบริเวณที่เสถียรและไม่เสถียรในระนาบ Γ_S

สำหรับการเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไขนั้น ที่ทุกๆ ค่าของโหลดหรือแหล่งจ่ายแบบพาสซีฟใน วงจรแล้ว จะต้องยังคงเสถียรเสมอ จากกราฟ ที่ $|S_{11}| < 1$ และ $|S_{22}| < 1$ เราจะต้องการให้วงกลม เสถียรภาพดังแสดงในรูปที่ 5.15(a) และ 5.16(a) ตกอยู่ด้านนอก (หรืออยู่ภายใน) สมิตซ์ชาร์ตอย่าง สมบูรณ์ ซึ่งกรณีที่วงกลมเสถียรภาพตกอยู่ด้านนอกสมิตซ์ชาร์ตอย่างสมบูรณ์นั้นแสดงดังรูปที่ 5.17



รูปที่ 5.17 เงื่อนไขสำหรับการเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไข (a) ระนาบ Γ_L (b) ระนาบ Γ_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นความเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขของโหนดหรือแหล่งจ่ายแบบพาสซีฟจึงสามารถแสดงอยู่ในรูปของ

$$|C_L - r_L| > 1 \quad \text{สำหรับ } |S_{11}| < 1 \quad (5.48)$$

$$|C_S - r_S| > 1 \quad \text{สำหรับ } |S_{22}| < 1 \quad (5.49)$$

ถ้า $|S_{11}| > 1$ หรือ $|S_{22}| > 1$ วงจรจะไม่สามารถเสถียรแบบไม่มีเงื่อนไขได้เนื่องจากว่าโหนดปลายสาย $\Gamma_L = 0$ หรือ $\Gamma_S = 0$ (พิจารณาจากสมการ (5.40) และ (5.41)) นั้นจะทำให้ $|\Gamma_{IN}| > 1$ หรือ $|\Gamma_{OUT}| > 1$ นั่นเอง

กลับมาพิจารณาเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับวงจรสองทางเข้าออกที่เสถียรแบบไม่มีเงื่อนไขจากสมการที่ (5.38) ถึง (5.41) และจาก [37] เราจะได้เงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการเสถียรภาพแบบไม่มีเงื่อนไขดังนี้

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5.50)$$

และ

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (5.51)$$

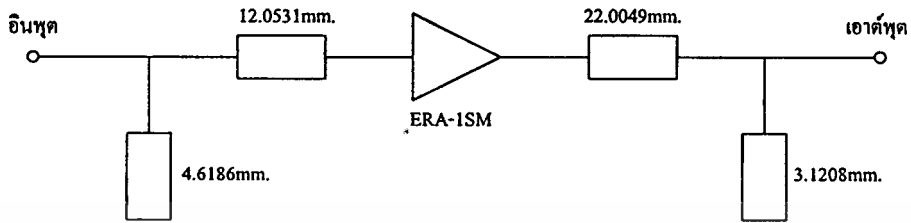
$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (5.52)$$

5.4.3 ขั้นตอนการออกแบบ

วิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้วงจรขยายแบบโมนอลิธิก (Monolithic Amplifier) เบอร์ ERA-1SM ของบริษัท Mini-Circuits [ภาคผนวก ข.] ทำการออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 1.8GHz โดยในการออกแบบใช้การจำลองแบบด้วยโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ ซึ่งในส่วนแรกทำการออกแบบวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุต จากนั้นจึงทำการคำนวณหาอัตราขยาย และคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรขยายต่อไป

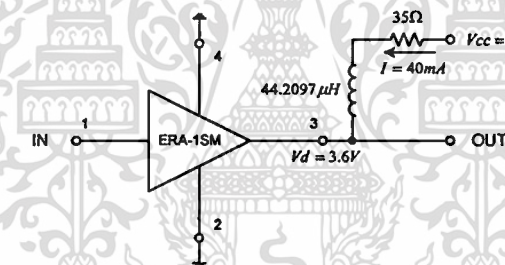
ERA-1SM มีค่าพารามิเตอร์การกระจายที่ความถี่ 1.8GHz คือ $S_{11} = 0.2 \angle 123.6^\circ$, $S_{21} = 3.93 \angle 126.78^\circ$, $S_{12} = 0.14 \angle -6.78^\circ$ และ $S_{22} = 0.19 \angle 160.59^\circ$ และเมื่อทำการจำลองแบบจะได้วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตสำหรับวงจรขยายดังรูปที่ 5.18 วงจรสร้างบนวัสดุฐานรองที่มี $h = 0.65mm$. และมี $\epsilon_r = 4.34$ ซึ่งสายไมโครสตริปทั้งหมดถูกออก

แบบที่ 50 โอห์มมีความกว้างเท่ากับ 1.212mm . ส่วนค่าพารามิเตอร์หรือขนาดต่างๆ ของสายไมโครสตริปแสดงดังในรูป

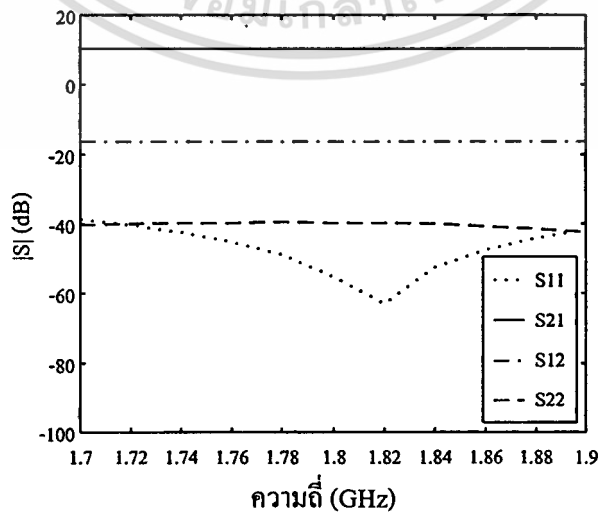


รูปที่ 5.18 วงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยาย

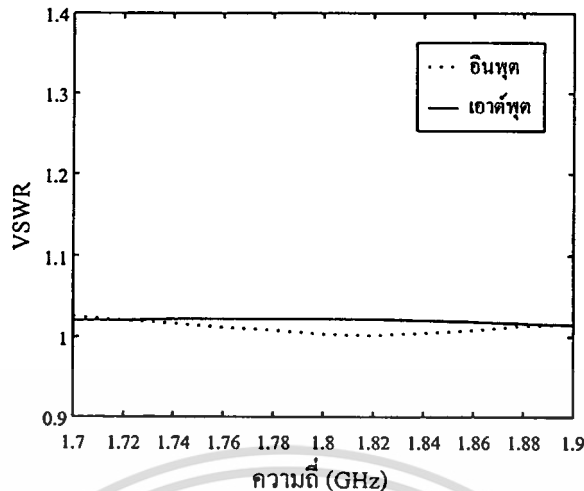
ในส่วนของวงจรไบแอส เมื่อใช้ข้อมูลจากผู้ผลิต [ภาคผนวก ข.] จึงสามารถออกแบบให้วงจรมีค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 วงจรไบแอสของวงจรขยาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.20 คุณสมบัติของวงจรขยาย (a) พารามิเตอร์การกระจาย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ที่ส่ง ออกทั้งห้ามมีเหตุดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 คุณสมบัติของวงจรถ่าย (b) $VSWR$

รูปที่ 5.20(a) แสดงพารามิเตอร์การกระจาย S_{11}, S_{21}, S_{12} และ S_{22} ซึ่งแสดงให้เห็นถึงอัตราขยายของวงจรถ่าย และสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับของวงจร โดยจะเห็นว่าวงจรถ่ายมีอัตราขยายประมาณ 10dB และทำงานอยู่ในช่วงความถี่ 1.8GHz ส่วนค่า $VSWR$ ของวงจรถ่ายแสดงดังรูปที่ 5.20(b)

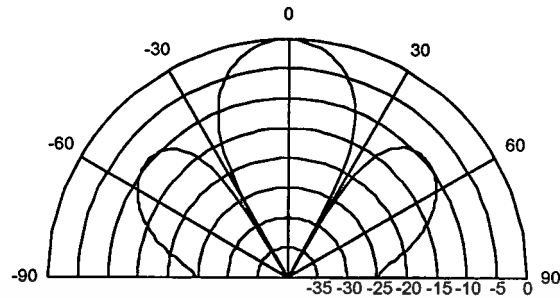
5.5 การออกแบบและการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับ

5.5.1 การออกแบบสายอากาศแถวลำดับแผ่นไมโครสตริป

ในการออกแบบสายอากาศแถวลำดับนี้จะพิจารณาถึงตัวประกอบแถวลำดับซึ่งเป็นตัวกำหนดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของแถวลำดับเป็นหลัก (ดังที่กล่าวไว้แล้วโดยละเอียดในบทที่ 2) โดยจะสัมพันธ์กับวิธีการจัดเรียงแถวลำดับ, ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของแถวลำดับ, ขนาดในการกระตุ้นของแต่ละองค์ประกอบ, เฟสในการกระตุ้นของแต่ละองค์ประกอบ และแบบรูปในการแผ่กระจายคลื่นของแต่ละองค์ประกอบในแถวลำดับ ซึ่งสำหรับสายอากาศแถวลำดับในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้มีการจัดเรียงแถวลำดับแบบเชิงเส้นในแนวของระนาบสนามแม่เหล็ก ขนาด 3 องค์ประกอบ, มีขนาดและเฟสในการกระตุ้นที่เท่ากันในทุกๆ องค์ประกอบ และสายอากาศทุกองค์ประกอบเหมือนกัน นั่นคือแบบรูปในการแผ่กระจายคลื่นในแต่ละองค์ประกอบเหมือนกันนั่นเอง ดังนั้นจึงเหลือสิ่งที่จะต้องพิจารณาในการกำหนดตัวประกอบแถวลำดับเพียงอย่างเดียวคือ ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบของแถวลำดับ ซึ่งจะต้องทำการหาระยะห่างที่เหมาะสมเพื่อให้แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็กมีระดับของพูข้างต่ำกว่าระดับของพูหลักประมาณ 15dB

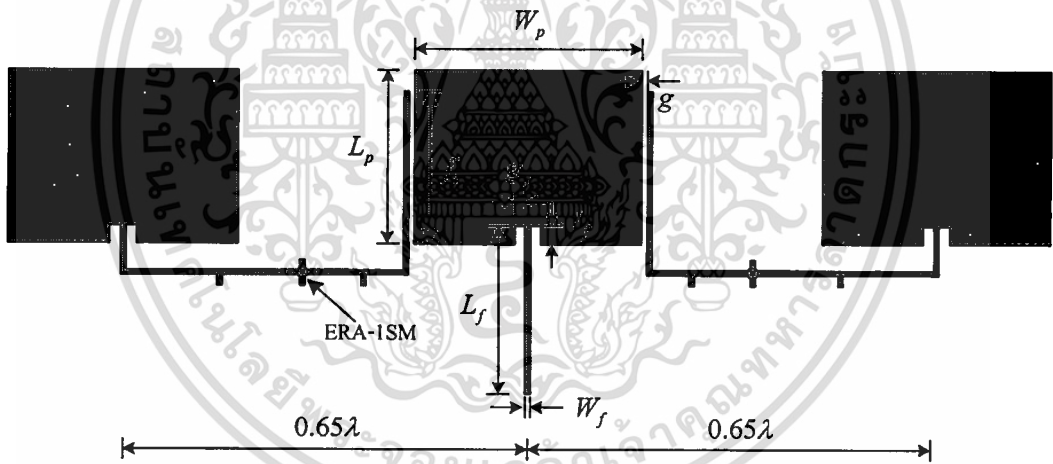
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจากการ Iteration จะได้ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบที่ทำให้ฟูซ้างอยู่ในระดับที่ต้องการ มีค่าเท่ากับ 0.65λ ซึ่งตัวประกอบแถวลำดับแสดงดังรูปที่ 5.21



รูปที่ 5.21 ตัวประกอบแถวลำดับที่ได้จากการออกแบบ

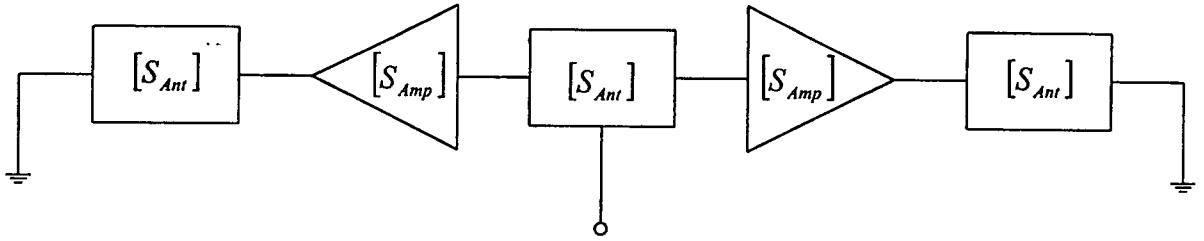
ดังนั้นจากการออกแบบทั้งหมดเราจึงได้สายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ มีลักษณะดังรูปที่ 5.22



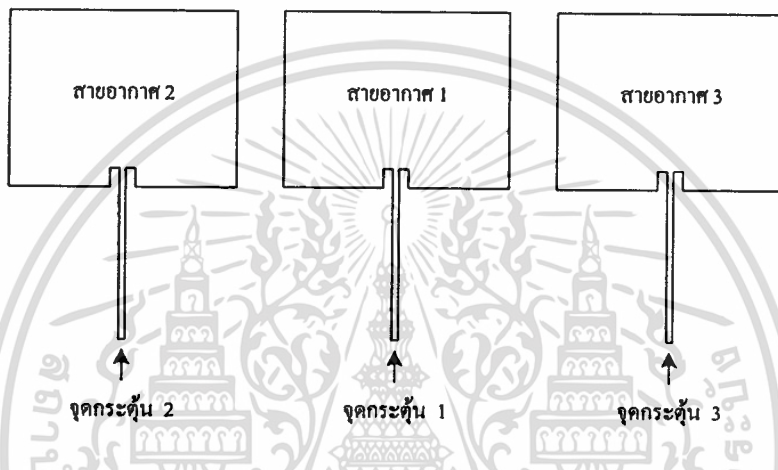
รูปที่ 5.22 โครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ

5.5.2 การวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแผ่นไมโครสตริป

การวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับจะแบ่งออกเป็น 2 แบบจำลอง แบบจำลองแรกเป็นแบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย, อินพุตอิมพีแดนซ์และค่า $VSWR$ ของสายอากาศ แสดงดังรูปที่ 5.23



รูปที่ 5.23 แบบจำลองวิเคราะห์พารามิเตอร์การกระจาย, อินพุตอิมพีแดนซ์และ $VSWR$



รูปที่ 5.24 แบบจำลองวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่น

แบบจำลองในรูปที่ 5.23 จะใช้หลักการของวงจรหลายทางเข้าออก (Multi-Port Network) เข้ามาช่วยในการคำนวณ คือจะมองวงจรขยายและองค์ประกอบของสายอากาศแต่ละตัวเป็นวงจรเข้าออก โดยหลักการวิเคราะห์คือใช้วิธี FDTD ในการหาพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศแต่ละตัว $[S_{Ant}]$ ออกมาก่อน จากนั้นจึงใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศทำการจำลองผลเพื่อหาพารามิเตอร์การกระจายของวงจรรวมทั้งหมดที่ได้จากตัวสายอากาศและวงจรขยาย $[S_{Amp}]$ สุดท้ายจึงนำพารามิเตอร์การกระจายไปหาพารามิเตอร์อื่นๆ คืออินพุตอิมพีแดนซ์รวมและ $VSWR$ ของสายอากาศแถวลำดับโดยใช้วิธีและสมการดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 4

ส่วนในรูปที่ 5.24 เป็นแบบจำลองที่ใช้สำหรับวิเคราะห์หาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับ 3 องค์ประกอบในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งจะเห็นว่าแบบจำลองให้มีการป้อนสัญญาณเข้าที่สายอากาศด้านข้างทั้งสอง ด้วยสัญญาณที่มีขนาดเท่ากับสัญญาณจริงที่ป้อนให้กับสายอากาศที่อยู่ตรงกลาง แต่สัญญาณดังกล่าวนี้จะถูกกำหนดให้มีการหน่วงเวลาเอาไว้เท่ากับเวลาในการเคลื่อนที่เป็นระยะทาง λ ของความถี่ทำงาน ทั้งนี้เนื่องจากวงจรขยายได้ถูกออกแบบให้มีอัตราขยายที่ชดเชยกับการสูญเสียซึ่งเกิดจากการเชื่อมต่อพอดี้ (-10dB) และระยะทางระหว่างสายอากาศคู่ที่อยู่ติดกันเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการวิเคราะห์และทดลอง

6.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะเป็นการนำทฤษฎีและหลักการทั้งหมดที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ผ่านมา ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป โดยจะแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็นสี่ส่วนหลักๆ คือส่วนแรกจะเป็นการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวซึ่งเป็นองค์ประกอบที่ดูวางอยู่ด้านข้างของแถวลำดับ ส่วนที่สองจะเป็นการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวซึ่งดูวางอยู่ตรงกลางระหว่างสายอากาศในส่วนแรก โดยจะมีสายไมโครสตริปที่ใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบวางอยู่บริเวณระนาบที่ไม่ได้ใช้แผ่กระจายคลื่นของแผ่นสายอากาศ ส่วนต่อมาก็คือการวิเคราะห์ห้วงจรขยายความถี่สูงซึ่งใช้ขยายสัญญาณระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ และส่วนสุดท้ายจะเป็นการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบอันเกิดจากองค์ประกอบเดี่ยวของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปข้างต้นและวงจรถ่ายความถี่สูง โดยผลที่ได้จากการวิเคราะห์ทั้งหมดจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย (Network Analyzer) รุ่น HP8510C และเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (Spectrum Analyzer) รุ่น HP8563E จากสายอากาศต้นแบบที่ได้ทำการสร้างขึ้น

6.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์และทดลอง

ขั้นตอนการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธี FDTD แสดงดังรูปที่ 6.1 โดยขั้นแรกจะทำการหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นสนามใกล้ก่อนแล้วจึงนำค่าสนามที่ได้ไปคำนวณหาค่ากระแสและแรงดันตามวิธีการดังสมการที่ (4.1) และ (4.2) จากนั้นจึงหาพารามิเตอร์การกระจัดกระจายจากกระแสและแรงดันที่ได้ตามสมการที่ (4.8) ถึง (4.11) ส่วนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และค่า $VSWR$ ก็จะสามารถหาได้จากสมการที่ (4.12) และ (4.13) ตามลำดับ สุดท้ายจึงทำการคำนวณหาสนามไกลหรือแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นด้วยการแปลงสนามใกล้ที่ได้มาในขั้นตอนแรกให้เป็นสนามไกลตามวิธีการที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 4.4 ของบทที่ 4

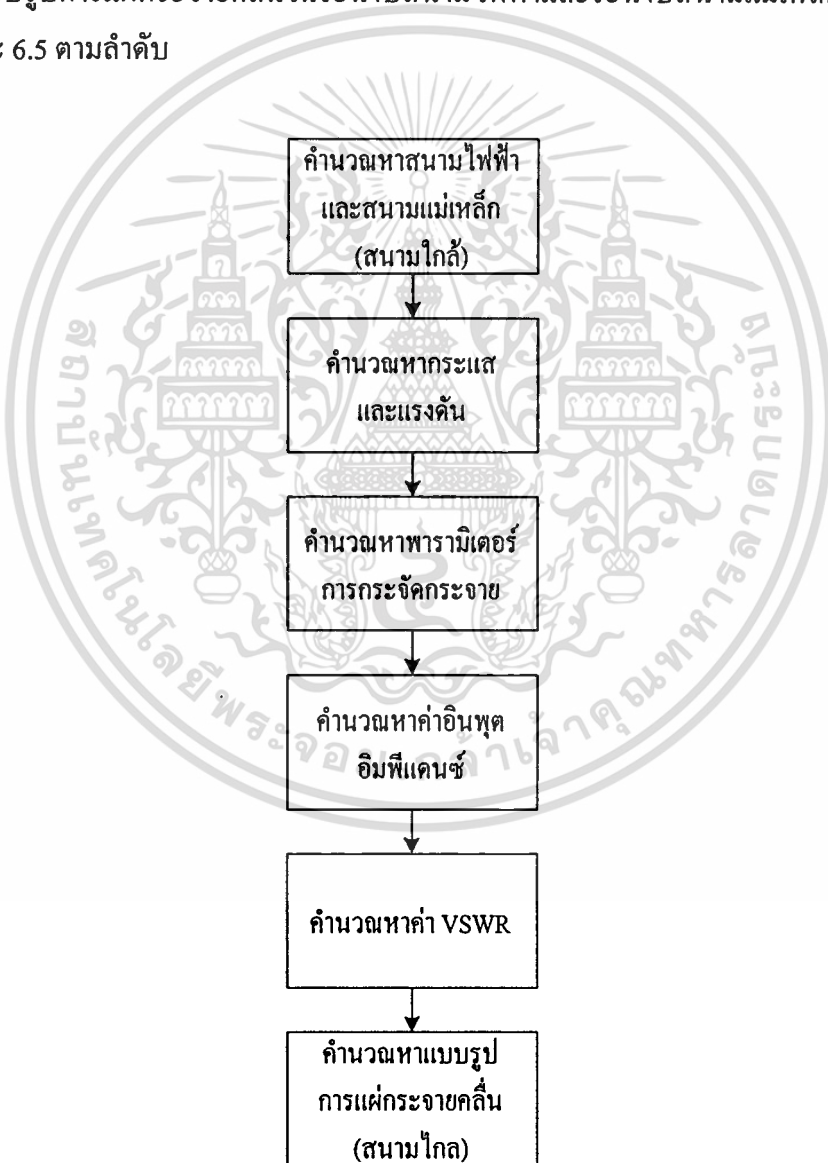
สำหรับการทดลองนั้นจะเริ่มต้นที่การออกแบบสายอากาศในแต่ละส่วนดังที่ได้กล่าวมาแล้วโดยละเอียดในบทที่ 5 จากนั้นจึงทำการสร้างจริงบนวัสดุฐานรอง FR-4 ซึ่งมีพารามิเตอร์ของวัสดุฐานรองแสดงดังตารางที่ 5.1 และในส่วนของวงจรถ่ายความถี่สูงถูกสร้างให้ทำงานที่ความถี่

1.8 GHz ด้วยวงจรถ่ายแบบโมนอลิธิก (Monolithic Amplifier) เบอร์ ERA-1SM ซึ่งมีคุณลักษณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

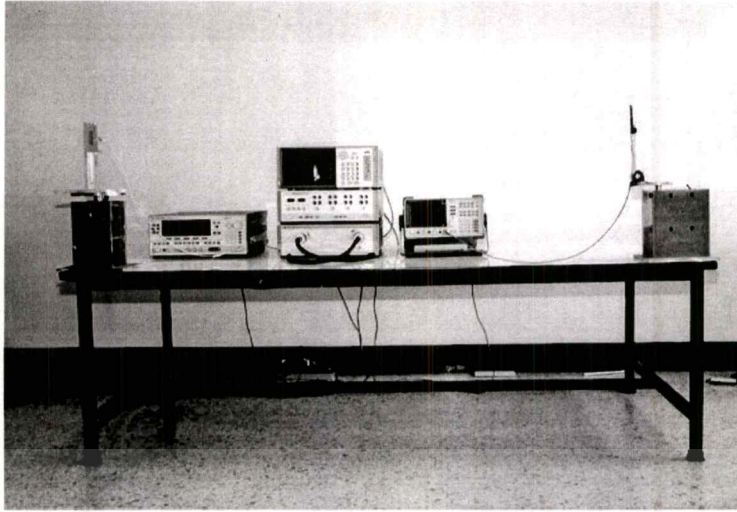
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังแสดงในภาคผนวก ข. จากนั้นจึงทำการวัดหาค่าพารามิเตอร์การกระจาย, อินพุตอิมพีแดนซ์และ $VSWR$ ด้วยเครื่องวิเคราะห์ห้วงจรข่าย HP8510C ส่วนแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศนั้นมีวิธีและอุปกรณ์ในการวัดแสดงดังรูปที่ 6.2 จากรูปจะเห็นว่าสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปถูกใช้เป็นสายอากาศสำหรับแผ่กระจายคลื่น โดยมีสายอากาศไดโพลแบบมีปลอก (Sleeve Dipole Antenna) 1.8 GHz ดังแสดงในรูปที่ 6.3 เป็นตัวรับ ซึ่งมีระยะห่างระหว่างสายอากาศตัวรับและตัวส่งประมาณ 3 เมตร โดยสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศไดโพลจะถูกนำมาแสดงยังเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม HP8563E ซึ่งจะถูกนำไปพล็อตค่าเพื่อหาแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กต่อไป ซึ่งลักษณะในการวางสายอากาศด้านส่งเพื่อทำการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าและระนาบสนามแม่เหล็กซึ่งแสดงดังรูปที่ 6.4 และ 6.5 ตามลำดับ

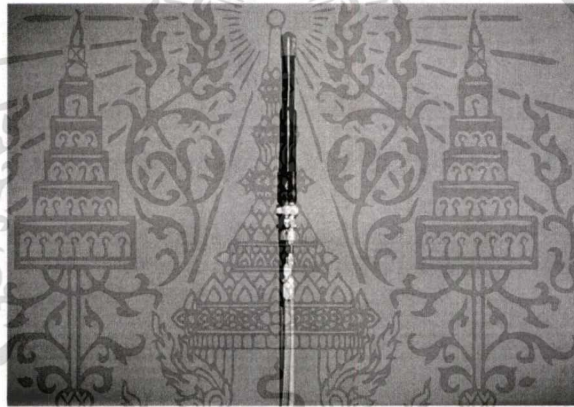


รูปที่ 6.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปด้วยวิธี FDTD

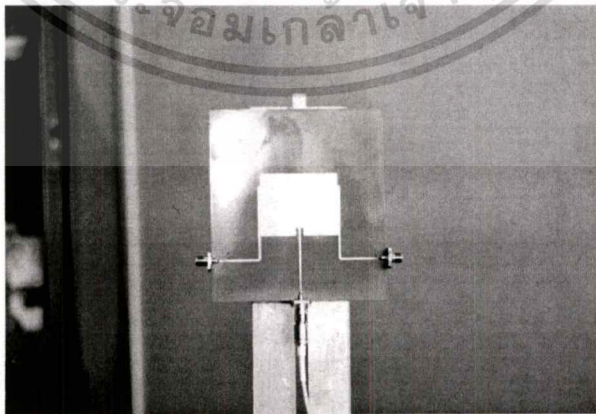
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 วิธีและอุปกรณ์ในการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ



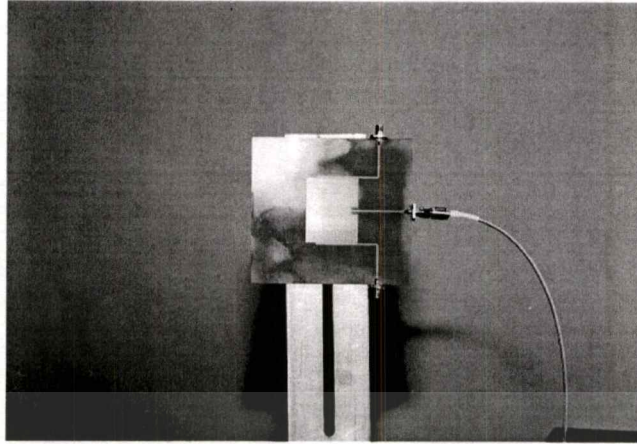
รูปที่ 6.3 สายอากาศไดโพลแบบมีบล็อกที่ใช้เป็นสายอากาศตัวรับ



รูปที่ 6.4 ลักษณะการจัดวางสายอากาศด้านส่งสำหรับการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบ

สนามไฟฟ้า

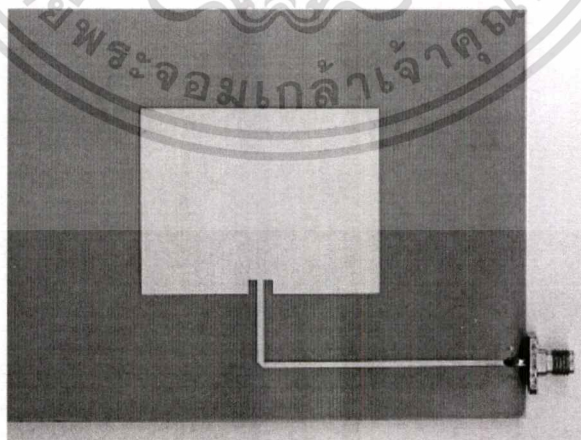
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.5 ลักษณะการจัดวางสายอากาศด้านส่งสำหรับการวัดแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก

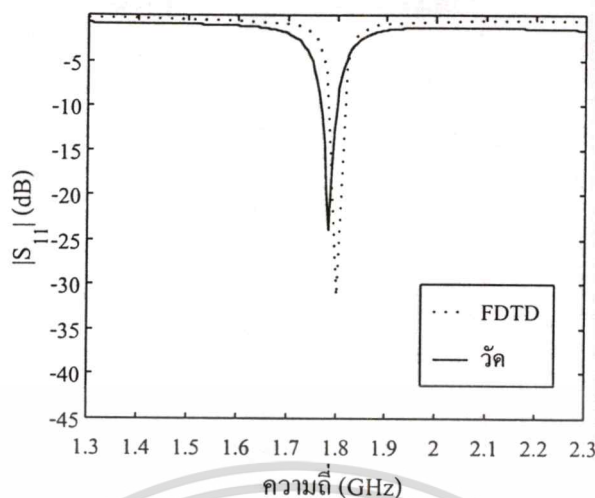
6.3 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียวที่ได้ทำการวิเคราะห์และได้ถูกสร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 6.6 โดยในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด $154 \times 130 \times 64$ เซลล์, จำนวนขั้นเวลาเท่ากับ 10000 ขั้นเวลา, Δt เป็นไปตามสมการ (3.54), $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ มีค่าแปรเปลี่ยนไปตามบริเวณของโครงสร้าง, ใช้พัลส์แบบเกาส์เป็นตัวกระตุ้น ซึ่งมีสมการเป็นดังสมการ (5.25) และมีพารามิเตอร์ในการวิเคราะห์ซึ่งเป็นค่าคงที่ตามตารางที่ 5.2

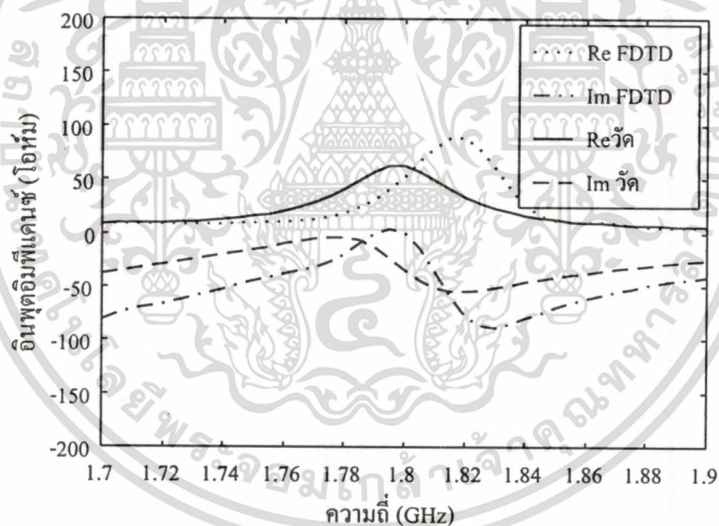


รูปที่ 6.6 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

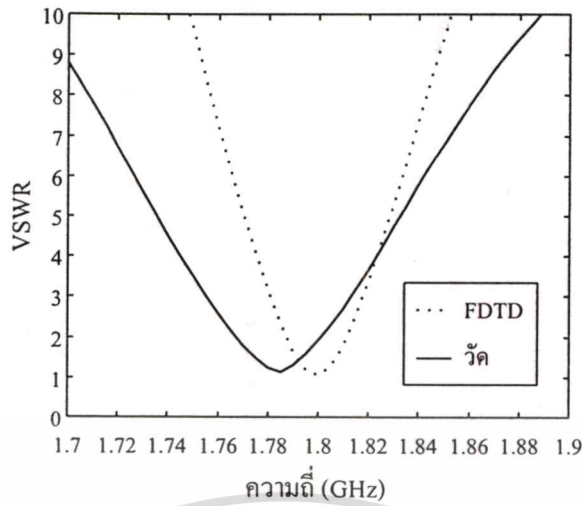


รูปที่ 6.7 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

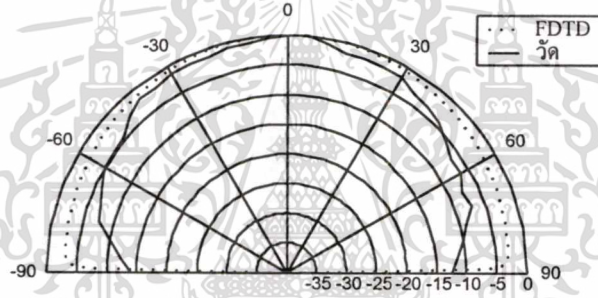


รูปที่ 6.8 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว

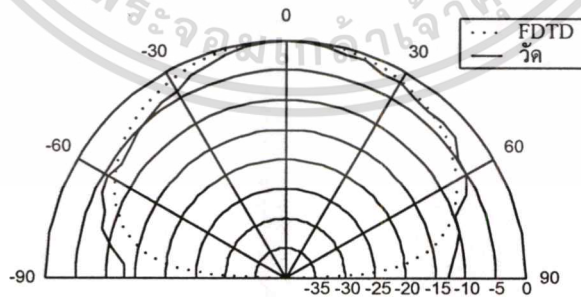
รูปที่ 6.7 แสดงพารามิเตอร์การกระจาย S_{11} ของสายอากาศ ซึ่งจากรูปจะสังเกตเห็นได้ว่าสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 1.785 GHz ซึ่งเป็นค่าที่ต่ำกว่าค่าความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ประมาณ 0.8% โดยสาเหตุของความผิดพลาดของความถี่เรโซแนนซ์นี้อาจเกิดจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุฐานรองที่ใช้ในการสร้าง



รูปที่ 6.9 $VSWR$ ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว



รูปที่ 6.10 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียวในระนาบสนามไฟฟ้า



รูปที่ 6.11 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียวในระนาบสนามแม่เหล็ก

ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และ $VSWR$ แสดงดังรูปที่ 6.8 และ 6.9 ตามลำดับ จากรูปที่ 6.8 จะเห็นได้ว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะมีค่า $49.4 - j6.31$ โอห์ม ซึ่งความถี่ที่ทำงานสอดคล้องกับราคาไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD ซึ่งมีค่า $52.8 + j0.32$ โอห์ม โดยจะเห็นว่ามามีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม ตามที่ออกแบบเอาไว้ และจากรูปที่ 6.9 จะได้ค่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศเป็น 1.72% ซึ่งสำหรับการวิเคราะห์จะได้ 1.28% ส่วนแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโคร-สตริปองค์ประกอบเดี่ยวในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 6.10 และ 6.11 ตามลำดับซึ่งจะเห็นว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดนั้นค่อนข้างใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD

6.4 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป

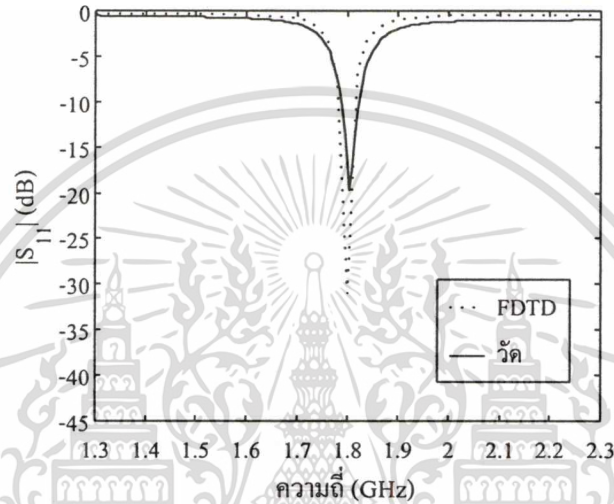


รูปที่ 6.12 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป

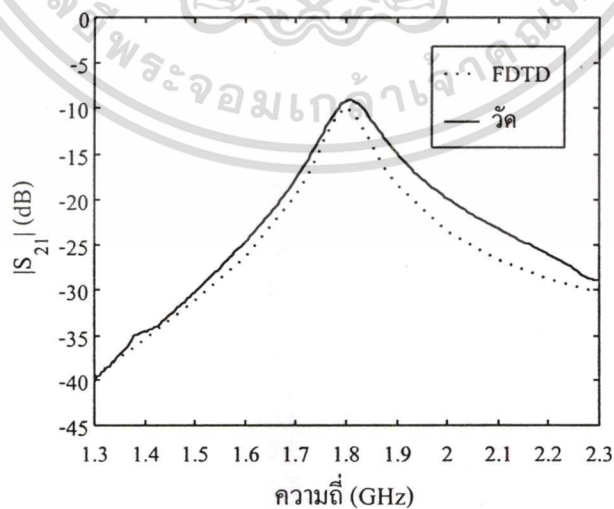
สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริปหรือสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีสายไมโครสตริปที่ใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบวางอยู่บริเวณระนาบที่ไม่ได้ใช้แผ่กระจายคลื่นของแผ่นสายอากาศ โดยสายอากาศนี้เป็นองค์ประกอบที่จะถูกวางอยู่ตรงกลางของสายอากาศแถวลำดับ 3 องค์ประกอบซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป รูปที่ 6.12 แสดงภาพจริงของสายอากาศที่ได้ทำการวิเคราะห์และถูกสร้างขึ้น ในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด $200 \times 165 \times 64$ เซลล์, จำนวนขั้นเวลาเท่ากับ 10000 ขั้นเวลา, Δt เป็นไปตามสมการ (3.55), $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ มีค่าแปรเปลี่ยนไปตามบริเวณของโครงสร้าง, ใช้พัลส์แบบเกาส์เป็นตัวกระตุ้น ซึ่งมีสมการเป็นดังสมการ (5.25) และมีพารามิเตอร์ในการวิเคราะห์ซึ่งเป็นค่าคงที่ตามตารางที่ 5.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.13 ถึง 6.16 แสดงพารามิเตอร์การกระจายทั้งหมดของสายอากาศ จากค่า S_{11} ในรูปที่ 6.13 จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการวัดจริงนั้นอยู่ที่ 1.805 GHz ซึ่งผิดพลาดไปจากค่าที่ออกแบบไว้เพียง 0.28% และสาเหตุของความผิดพลาดนี้น่าจะเป็นสาเหตุเดียวกันกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดียว ในหัวข้อที่ผ่านมา นั่นคือเป็นผลจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุฐานรอนนั้นเอง



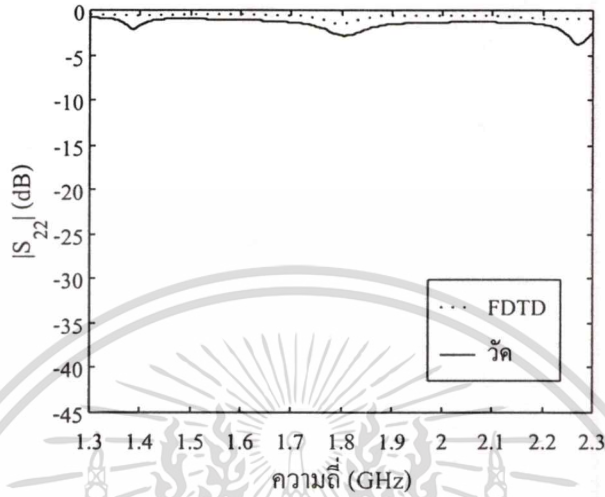
รูปที่ 6.13 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด



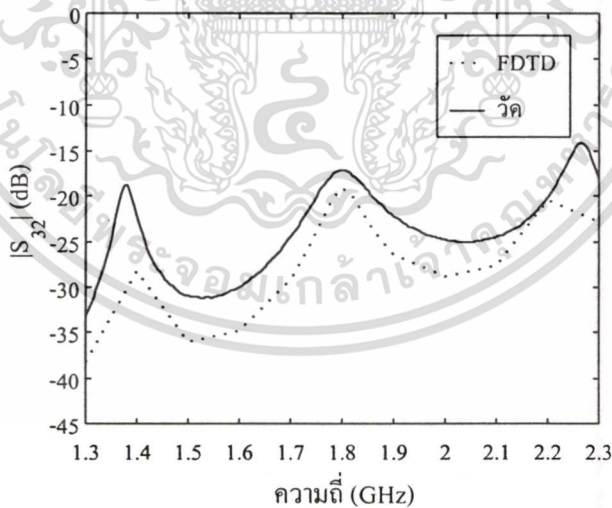
รูปที่ 6.14 พารามิเตอร์ S_{21} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.14 (S_{21}) แสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริป ซึ่งจะเห็นว่าเกิดการสูญเสียจากการเชื่อมต่อไปประมาณ -10dB ที่ความถี่ทำงาน โดยผลที่ได้จากการวัดสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD



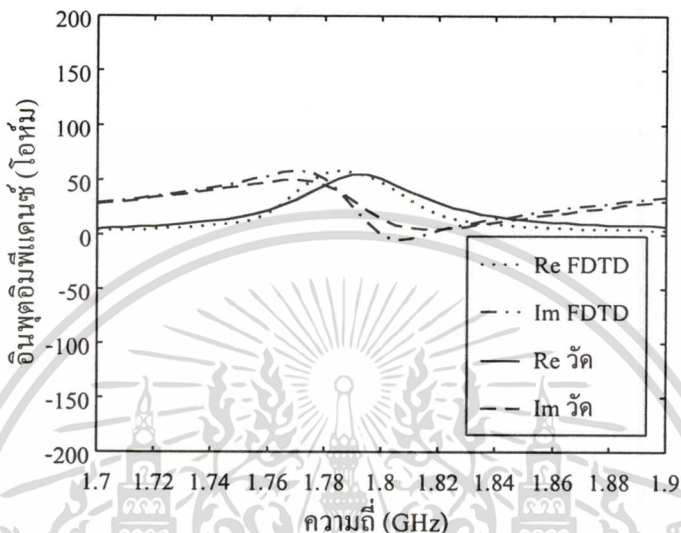
รูปที่ 6.15 พารามิเตอร์ S_{22} ที่ได้จากกรวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด



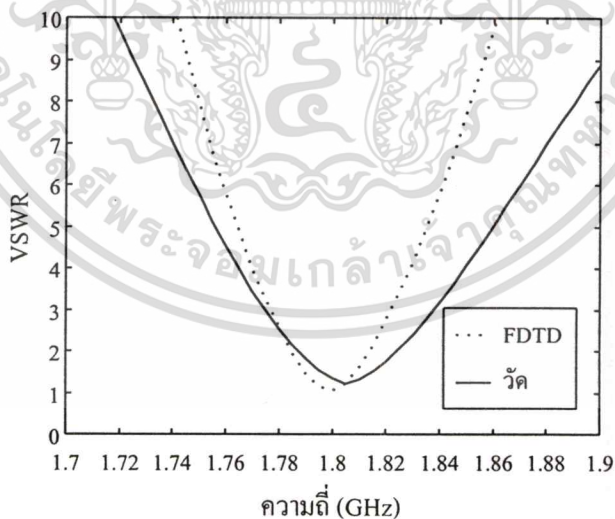
รูปที่ 6.16 พารามิเตอร์ S_{32} ที่ได้จากกรวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 6.17 จะเห็นว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่วัดได้นั้นใกล้เคียงกับค่าที่วิเคราะห์ด้วย FDTD นั่นคือจะมีค่า $45.66 + j8.83$ โอห์ม และ $47.28 + j0.19$ โอห์ม ที่ความถี่ทำงาน ตามลำดับ สำหรับค่า $VSWR$ ของสายอากาศแสดงดังรูปที่ 6.18 จะเห็นว่าค่า $VSWR$ ของสายอากาศที่วัดได้นั้นใกล้เคียงกับค่าที่วิเคราะห์ด้วย FDTD นั่นคือจะมีค่า 1.05 และ 1.02 ตามลำดับ ซึ่งค่า $VSWR$ ที่ต่ำกว่า 1.5 แสดงให้เห็นว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.18 โดยสามารถวัดแบนด์วิดท์ได้ 2.05% และ ในการวิเคราะห์จะได้ 1.72% ซึ่งจะเห็นว่าแบนด์-วิดท์มีค่าเพิ่มมากขึ้นจากสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวในหัวข้อที่ผ่านมา ทั้งนี้เนื่องมาจากคุณสมบัติของสายไมโครสตริปซึ่งทำหน้าที่เป็นองค์ประกอบปรสิติที่สามารถใช้ปรับปรุงแบนด์วิดท์ของสายอากาศได้ [5]



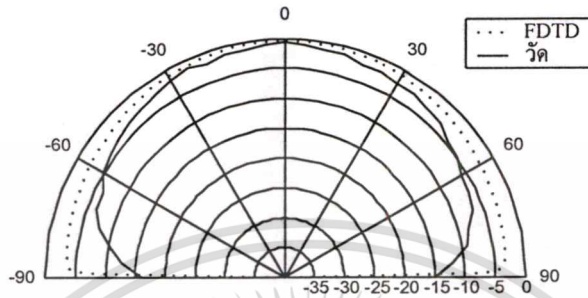
รูปที่ 6.17 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป



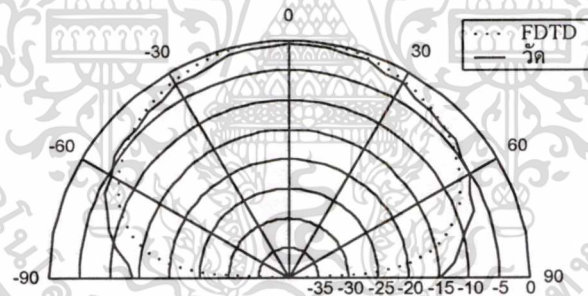
รูปที่ 6.18 VSWR ของสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริป

รูปที่ 6.19 และ 6.20 แสดงแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโคร-สตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่ถูกเชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริปในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าค่าที่วัดได้นั้นสอดคล้องและใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์เอกซัคต์เน็ยเอ็กซัคต์เน็ยที่เชิงมุมเพื่อทำการหาตำแหน่งของคลื่นที่แผ่ออกมา ซึ่งการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วย FDTD และใกล้เคียงกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวในหัวข้อที่ผ่านมาด้วย ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าสายไมโครสตริปที่วางอยู่บริเวณขอบด้านที่ไม่ได้ใช้แผ่กระจายคลื่นของแผ่นสายอากาศนั้นมีผลน้อยมากต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ



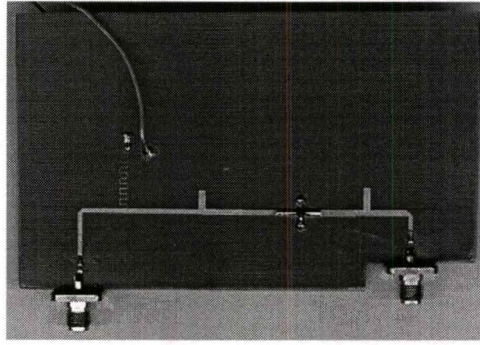
รูปที่ 6.19 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริปในระนาบสนามไฟฟ้า



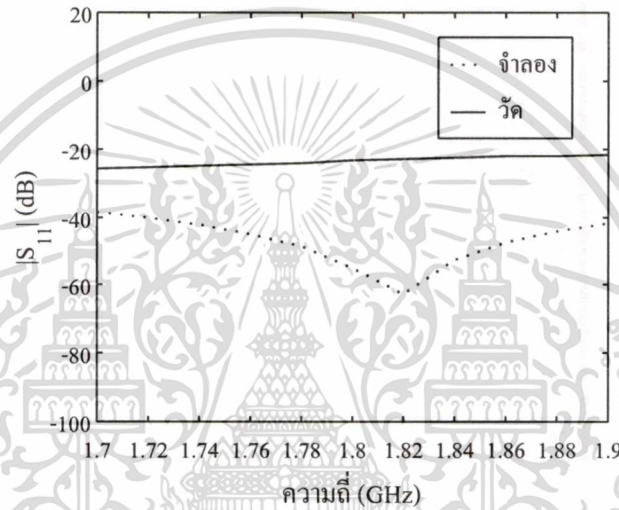
รูปที่ 6.20 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวที่เชื่อมต่อกับสายไมโครสตริปในระนาบสนามแม่เหล็ก

6.5 วงจรขยายความถี่สูง

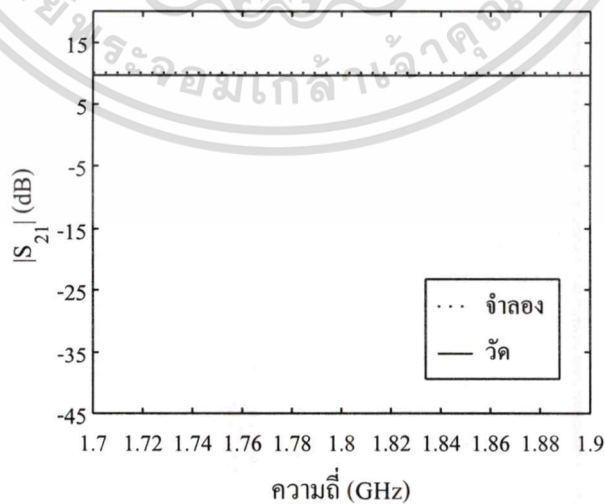
วงจรขยายความถี่สูงซึ่งถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz แสดงดังรูปที่ 6.21 ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 5 หัวข้อที่ 5.4 วงจรขยายความถี่สูงนี้ถูกออกแบบและวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ โดยผลของพารามิเตอร์การกระจายที่ได้จากการวัดเมื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศแสดงดังรูปที่ 6.22 ถึง 6.25



รูปที่ 6.21 วงจรขยายความถี่สูงที่ได้สร้างขึ้น

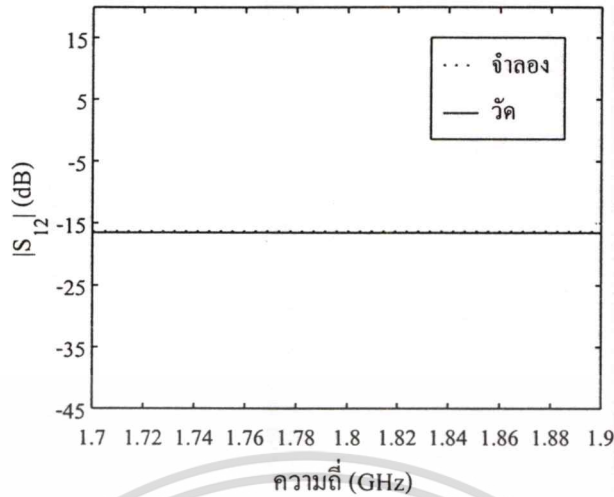


รูปที่ 6.22 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

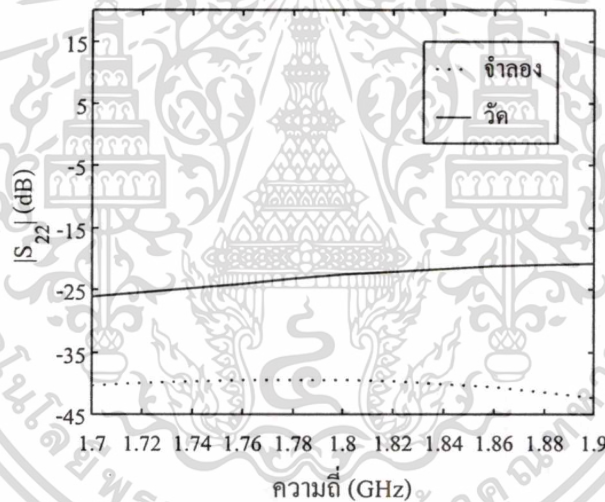


รูปที่ 6.23 พารามิเตอร์ S_{21} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

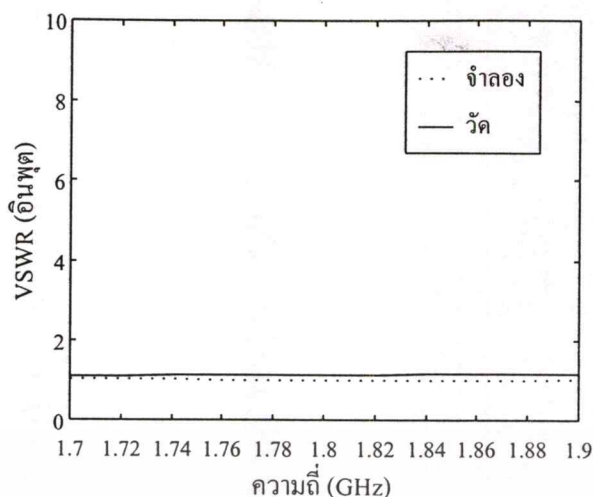


รูปที่ 6.24 พารามิเตอร์ S_{12} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

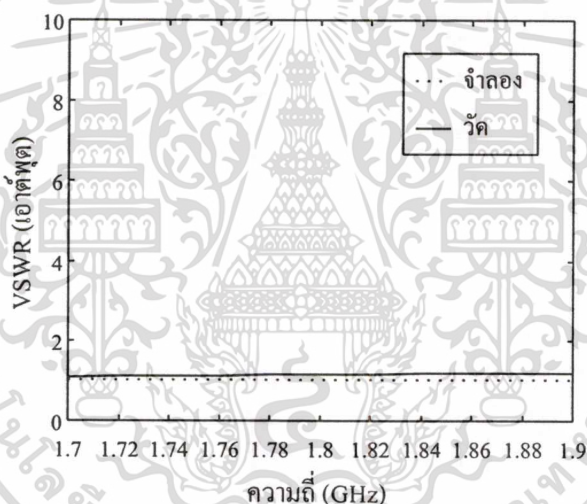


รูปที่ 6.25 พารามิเตอร์ S_{22} ที่ได้จากการวิเคราะห์ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

จากรูปที่ 6.23 แสดงให้เห็นว่าวงจรมีการขยายความถี่สูงนี้มีอัตราขยายประมาณ 10 dB ตลอดย่านความถี่ทำงาน โดยผลที่ได้จากการวัดใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์มาก ส่วนรูปที่ 6.26 และ 6.27 แสดงค่า $VSWR$ ของวงจรมีการขยายความถี่สูงที่ด้านอินพุตและเอาต์พุตตามลำดับ ซึ่งจากผลที่ได้จะเห็นว่า $VSWR$ ทั้งสองมีค่าน้อยมาก (< 1.5) ตลอดย่านความถี่ทำงาน จึงเป็นผลดีต่อการนำไปใช้ร่วมกับสายอากาศทั้งนี้เนื่องจากจะทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีและมีผลกระทบน้อยมากต่อการส่งผ่านสัญญาณระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ



รูปที่ 6.26 $VSWR$ ที่พอร์ตอินพุตของวงจรขยายความถี่สูง



รูปที่ 6.27 $VSWR$ ที่พอร์ตเอาต์พุตของวงจรขยายความถี่สูง

6.6 สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ

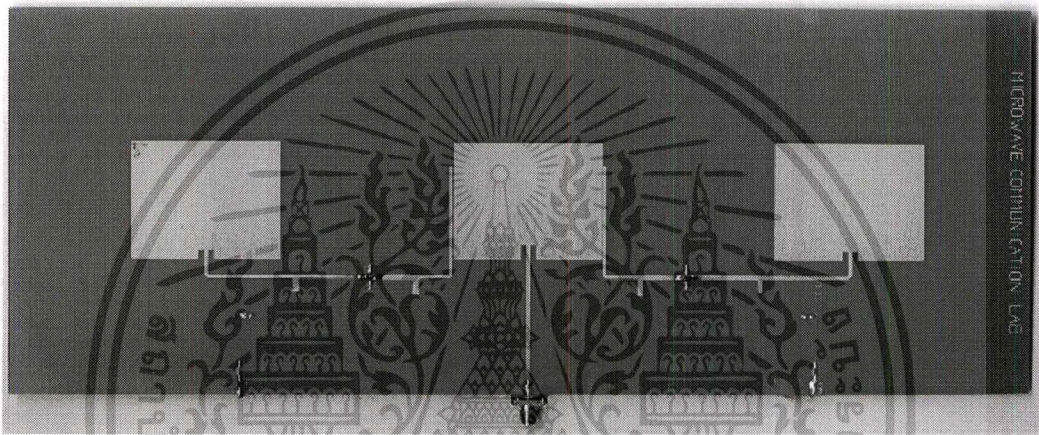
สำหรับการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแผ่นไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ แล้วในบทที่ 5 หัวข้อที่ 5.5 คือการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจาย, อินพุตอิมพีแดนซ์ และค่า $VSWR$ ของสายอากาศนั้นจะใช้วิธี FDTD ในการหาพารามิเตอร์การกระจายของสายอากาศแต่ละตัวออกมาก่อน (ดังผลที่ได้ในหัวข้อ 6.3 และ 6.4) จากนั้นจึงใช้โปรแกรม ไมโครเวฟออปติกส์ทำการวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจายของวงจรขยายและวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ทั้งหมด (ดังผลที่ได้ในหัวข้อ 6.5 และบทที่ 5 หัวข้อ 5.4.3) สุดท้ายจึงใช้โปรแกรม

ไมโครเวฟออปติกส์ทำการจำลองผลเพื่อหาพารามิเตอร์การกระจายของวงจรรวมทั้งหมดที่ได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

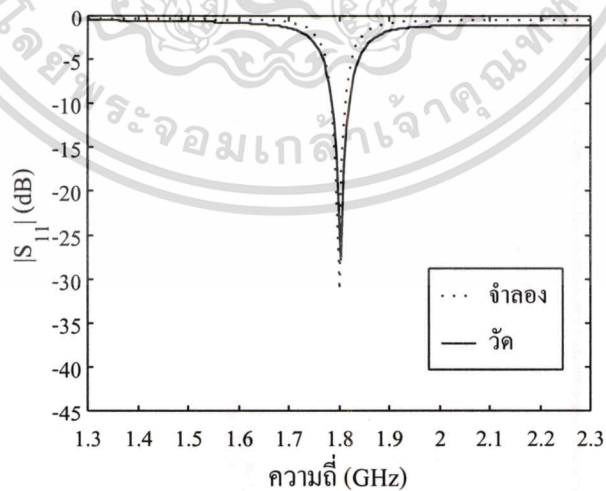
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวสายอากาศและวงจรถ่าย และนำผลที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และค่า $VSWR$ ของสายอากาศต่อไป ส่วนแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นจะถูกระบุโดยวิธี FDTD ซึ่งในการวิเคราะห์ใช้โดเมนการคำนวณทั้งหมด $324 \times 165 \times 64$ เซลล์, จำนวนขั้นเวลาเท่ากับ 10000 ขั้นเวลา, Δt เป็นไปตามสมการ (3.54), $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ มีค่าแปรเปลี่ยนไปตามบริเวณของโครงสร้าง, ใช้พัลส์แบบเกาส์เป็นตัวกระตุ้น ซึ่งมีสมการเป็นดังสมการ (5.25) และมีพารามิเตอร์ในการวิเคราะห์ซึ่งเป็นค่าคงที่ตามตารางที่ 5.2

สายอากาศแถวลำดับแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบที่ได้ทำการวิเคราะห์และได้ถูกสร้างขึ้นแสดงดังรูปที่ 6.28



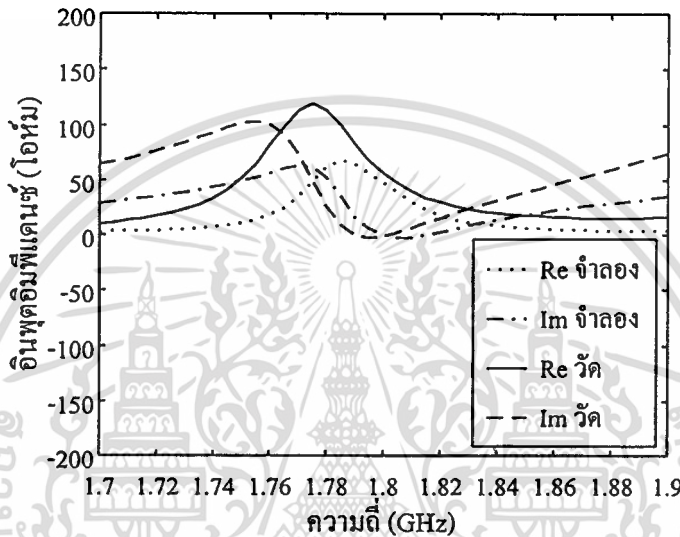
รูปที่ 6.28 สายอากาศแถวลำดับแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ



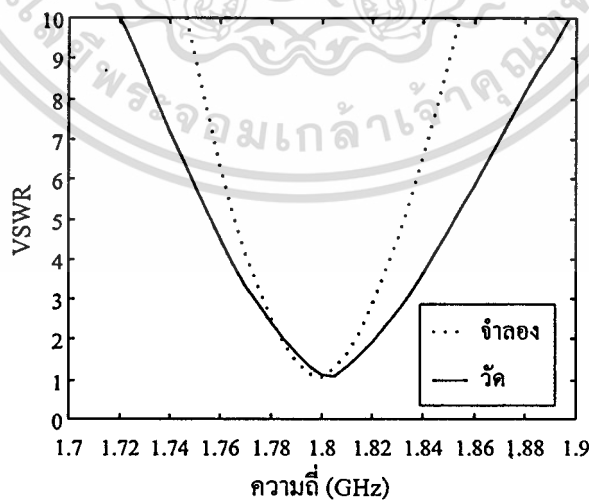
รูปที่ 6.29 พารามิเตอร์ S_{11} ที่ได้จากการวิเคราะห์เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 6.29 แสดงพารามิเตอร์การกระจาย S_{11} ของสายอากาศแถวลำดับ จากรูปจะเห็นว่าสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 1.805 GHz ซึ่งเป็นค่าที่สูงกว่าค่าความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ 0.28% ซึ่งมีความใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์มาก ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และ $VSWR$ แสดงดังรูปที่ 6.30 และ 6.31 ตามลำดับ จากรูปที่ 6.30 แสดงให้เห็นว่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบนี้มีค่า $46.72 + j2.07$ โอห์ม สอดคล้องกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ซึ่งมีค่าเป็น $47.35 - j0.11$ โอห์ม

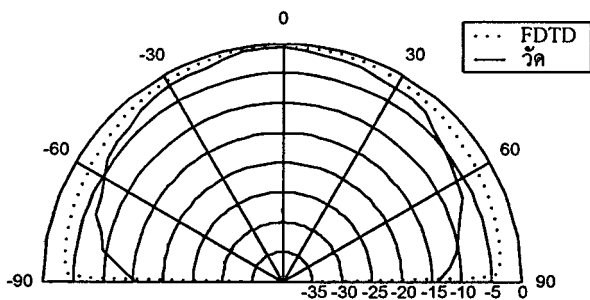


รูปที่ 6.30 อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ

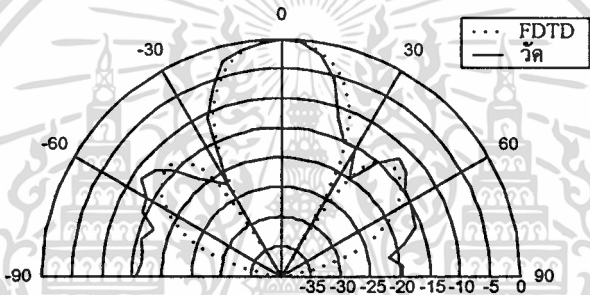


รูปที่ 6.31 $VSWR$ ของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.32 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบในระนาบสนามไฟฟ้า



รูปที่ 6.33 แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบในระนาบสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 6.31 แสดงให้เห็นว่าแบนด์วิดท์ของสายอากาศแถวลำดับที่ได้จากการวัดมีค่าประมาณ 2.11% ส่วนค่าที่ได้จากการจำลองผลมีค่าเป็น 1.8% สำหรับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กแสดงดังรูปที่ 6.32 และ 6.33 ตามลำดับ จากรูปที่ 6.33 จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ระนาบสนามแม่เหล็กจะมี 3 พูคลื่น (Lobe) เนื่องจากแถวลำดับของสายอากาศถูกวางอยู่บนระนาบของสนามแม่เหล็ก ส่วนในระนาบสนามไฟฟ้านั้นจะมีลักษณะของแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นเช่นเดียวกับสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวเนื่องจากเมื่อพิจารณาภาพตัดขวางในระนาบสนามไฟฟ้าของการแผ่กระจายคลื่นในระบบสามมิติสำหรับสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปเชิงเส้นที่วางอยู่บนระนาบของสนามแม่เหล็กแล้วจะเห็นว่ามีความเป็นรูปวงรี ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ถูกต้องสอดคล้องตามทฤษฎี และเมื่อทำการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD จะเห็นว่ามีความสอดคล้องกัน แต่

อย่างไรก็ตามก็ยังคงมีความแตกต่างกันบางส่วน โดยเฉพาะอย่างยิ่งบริเวณมุมที่จะเกิดนัลล์ในทางทฤษฎีคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นบริเวณหูข้าง โดยขนาดสูงสุดของหูข้างที่ได้จากการวิเคราะห์นั้นมีค่าต่ำกว่าขนาดสูงสุดของพูหลักอยู่ประมาณ -13.7dB ส่วนจากค่าที่ได้จากการวัดจะเห็นว่าขนาดสูงสุดของหูข้างต่ำกว่าขนาดสูงสุดของพูหลักประมาณ -11.5dB ทั้งนี้สาเหตุน่าจะเกิดจากการสะท้อนของคลื่นในขณะที่ทำการวัด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอการศึกษาและวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบด้วยสายไมโครสตริป โดยใช้วิธีการเชิงตัวเลข FDTD โดยในวิทยานิพนธ์ได้แสดงให้เห็นถึงการวิเคราะห์คุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริป ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของการวางตำแหน่งและความยาวของสายไมโครสตริปกับคุณสมบัติการเชื่อมต่อ และแสดงถึงวิธีการในการใช้ FDTD ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศ อันประกอบไปด้วย พารามิเตอร์การกระจาย, อินพุตอิมพีแดนซ์, ค่า $VSWR$ และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น ตลอดจนแสดงให้เห็นถึงแบบจำลองสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป โดยการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้การวิเคราะห์แบบกริดไม่คงที่ นั่นคือจะมีการปรับขนาดของกริดให้เหมาะสมตามลักษณะของโครงสร้างที่จะทำการวิเคราะห์ เช่น ถ้าเป็นโครงสร้างบริเวณที่มีความละเอียดหรือมีรายละเอียดสูง กริดที่ใช้จะเป็นกริดขนาดเล็ก ส่วนโครงสร้างบริเวณที่ไม่ต้องการความละเอียดมาก กริดขนาดใหญ่จะถูกนำมาใช้แทน และด้วยหลักการนี้ จึงทำให้สามารถกำหนดให้ขอบของเมทริกซ์กับขอบของโครงสร้างได้ อีกทั้งยังมีจำนวนของกริดโดยรวมในโดเมนการคำนวณลดลง เป็นผลให้ใช้เวลาและหน่วยความจำในการคำนวณลดลงไปด้วย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำเสนอสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างซึ่งได้มีการปรับปรุงวิธีการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศจากโครงสร้างแบบเดิมที่เคยมีอยู่ กล่าวคือ สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายเช่น ร่วมกับวงจรรขยายหรือวงจรรวมเฟสเพื่อทำให้สามารถควบคุมเฟสและกำลังงานระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศในแถวลำดับได้ ตลอดจนสามารถลดขนาดและความยุ่งยากในการออกแบบชุดเมทริกซ์อิมพีแดนซ์สำหรับการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศแผ่นไมโครสตริปอีกด้วย โดยในการทดลองได้ทำการออกแบบและสร้างสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปขนาด 3 องค์ประกอบที่มีการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบด้วยสายไมโครสตริป โดยยกตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานคือใช้วงจรรขยายความถี่สูงทำการชดเชยสัญญาณระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ ซึ่งสามารถใช้ศึกษาและเป็นต้นแบบในการนำไปประยุกต์ใช้งานและใช้ในการวัดทดสอบได้เป็นอย่างดี ผลที่ได้จากการวัดนี้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์เพื่อเป็นการพิสูจน์และยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์

การวิเคราะห์และออกแบบ

คุณลักษณะสมบัติของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปที่ถูกวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD ในวิทยานิพนธ์นี้ประกอบไปด้วยพารามิเตอร์การกระจาย, อินพุตอิมพีแดนซ์, ค่า $VSWR$ และแบบรูปการแผ่กระจายคลื่น โดยคุณสมบัติทั้งหมดของสายอากาศนั้นสามารถวิเคราะห์ได้โดยเริ่มต้นที่การหาสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กซึ่งเป็นสนามไกล จากนั้นจึงนำค่าสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังกล่าวไปทำการประมวลผลต่อไป การวิเคราะห์หาพารามิเตอร์การกระจายนั้นเป็นการประยุกต์ใช้ทฤษฎีวงจรสองทางเข้าออกมาช่วย โดยที่พอร์ตทั้งสองด้านของวงจรสองทางเข้าออกนี้จะมีแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานภายในต่ออยู่ แล้วทำการหาค่ากระแสและแรงดันจากแบบจำลองดังกล่าวเพื่อนำไปหาพารามิเตอร์การกระจายได้ ซึ่งค่า $VSWR$ ก็สามารถหาได้จากพารามิเตอร์การกระจายดังกล่าวนี้เอง ส่วนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศก็สามารถหาได้จากค่ากระแสและแรงดันเช่นเดียวกัน โดยการใช้กฎของโอห์ม ณ ตำแหน่งที่ทำการป้อนสัญญาณให้กับสายอากาศ สำหรับการวิเคราะห์แบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศก็คือการวิเคราะห์หาสนามไกลของสายอากาศนั่นเอง โดยในการวิเคราะห์นั้นจะไม่มีกรขยายโดเมนในการคำนวณออกไปเพื่อหาสนามไกล แต่จะใช้สนามใกล้ที่วิเคราะห์ได้ มาทำการแปลงเป็นสนามไกล ซึ่งรายละเอียดของการวิเคราะห์ทั้งหมดได้กล่าวไว้โดยละเอียดแล้วในบทที่ 4

การออกแบบสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปในวิทยานิพนธ์นี้ทำโดยใช้แบบจำลองสายส่งทั้งนี้เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่ายเหมาะกับสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมผืนผ้า นอกจากนี้ยังทำให้เห็นภาพทางฟิสิกส์ของสายอากาศได้ดี และมีความแม่นยำเป็นที่ยอมรับ และเนื่องจากวิธีที่ใช้ในการเชื่อมต่อองค์ประกอบของสายอากาศในวิทยานิพนธ์นี้ ใช้การสร้างสายไมโครสตริปเอาไว้บริเวณขอบที่ไม่ได้ใช้ในการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป เพื่อเป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ จึงต้องมีการวิเคราะห์และออกแบบในส่วนของ การเชื่อมต่อนี้ด้วยซึ่งทำได้โดยการจำลองผลด้วยการปรับค่าระยะห่างระหว่างสายไมโครสตริปกับแผ่นสายอากาศ และปรับค่าความยาวของสายไมโครสตริป จากนั้นจึงนำคุณลักษณะสมบัติที่วิเคราะห์ได้ทั้งหมดมาหาจุดที่ดีที่สุดสำหรับออกแบบการเชื่อมต่อ ส่วนการออกแบบวงจรขยายความถี่สูงและวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายนั้น ใช้พารามิเตอร์การกระจายของอุปกรณ์ขยายซึ่งในที่นี้คือวงจรขยายแบบโมโนลิธิกมาทำการออกแบบโดยใช้การจำลองแบบด้วยโปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ ซึ่งรายละเอียดในการออกแบบแต่ละส่วนที่กล่าวมาทั้งหมดนั้น ได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 5

ผลการวิเคราะห์และผลการทดลอง

รายละเอียดของวิธีการทดลองรวมทั้งผลการวิเคราะห์และผลการทดลองได้แสดงไว้โดยละเอียดแล้วในบทที่ 6 ซึ่งผลการวิเคราะห์และผลการทดลองได้แบ่งออกเป็น 4 ส่วนหลักๆ ด้วยกัน โดยสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้คือ ส่วนแรกจะเป็นการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวซึ่งเป็นองค์ประกอบที่ถูวางอยู่ด้านข้างของแถวลำดับ จากผลที่ได้จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากการวัดและการวิเคราะห์แตกต่างกันอยู่ประมาณ 0.8% ทั้งนี้สาเหตุน่าจะเกิดขึ้นจากความคลาดเคลื่อนของค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุฐานรองที่ใช้ในการสร้าง และอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศจะมีค่า $49.4 - j6.31$ โอห์ม ที่ความถี่ทำงานสอดคล้องกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD ซึ่งมีค่า $52.8 + j0.32$ โอห์ม โดยจะเห็นว่ามีความใกล้เคียง 50 โอห์ม ตามที่ออกแบบเอาไว้ สำหรับแบนด์วิดท์ของสายอากาศสามารถหาได้จาก $VSWR$ ซึ่งมีค่าเป็น 1.72% ในขณะที่ค่าจากการวิเคราะห์ด้วย FDTD จะเป็น 1.28% ส่วนแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดนั้นค่อนข้างใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD

ส่วนที่สองจะเป็นการวิเคราะห์สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวซึ่งวางอยู่ตรงกลางระหว่างสายอากาศในส่วนแรก โดยจะมีสายไมโครสตริปที่ใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างองค์ประกอบวางอยู่บริเวณขอบที่ไม่ได้ใช้แผ่กระจายคลื่นของแผ่นสายอากาศ จากผลที่ได้จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้จากการวัดจะสูงกว่าผลที่ได้จากการวิเคราะห์ประมาณ 0.28% ทั้งนี้น่าจะมีสาเหตุเดียวกันกับสายอากาศในส่วนแรกเพราะจากผลที่ได้ในบทที่ 5 จะเห็นได้ว่าสายไมโครสตริปนั้นมีผลต่อความถี่เรโซแนนซ์น้อยมาก ส่วนค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่ได้จากการวัดและการวิเคราะห์มีค่า $45.66 + j8.83$ โอห์ม และ $47.28 + j0.19$ โอห์ม ที่ความถี่ทำงาน ตามลำดับค่าของแบนด์วิดท์ที่ได้จากการวัดเป็น 2.05% ส่วนค่าที่ได้จากการวิเคราะห์จะเป็น 1.72% ซึ่งจะเห็นว่าแบนด์วิดท์มีค่าเพิ่มมากขึ้นจากสายอากาศองค์ประกอบเดี่ยวในหัวข้อที่ผ่านมา ทั้งนี้เนื่องมาจากคุณสมบัติของสายไมโครสตริปซึ่งทำหน้าที่เป็นองค์ประกอบปริสติกที่สามารถใช้ปรับปรุงแบนด์วิดท์ของสายอากาศ สำหรับคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายไมโครสตริป (S_{21}) จะเห็นว่าเกิดการสูญเสียจากการเชื่อมต่อไปประมาณ -10dB โดยผลที่ได้จากการวัดสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วย FDTD ส่วนแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดนั้นค่อนข้างใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ อีกทั้งยังใกล้เคียงกับแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปองค์ประกอบเดี่ยวที่ผ่านมาอีกด้วย ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสายไมโครสตริปที่วางอยู่บริเวณขอบด้านที่ไม่ได้ใช้แผ่กระจายคลื่นของแผ่นสายอากาศนั้นมีผลน้อยมากต่อการแผ่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ส่วนต่อมาคือการวิเคราะห์วงจรรขยายความถี่สูงย่านไมโครเวฟซึ่งใช้ขยายสัญญาณระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ โดยใช้โปรแกรมไมโครเวฟออฟฟิศ จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าวงจรรขยายความถี่สูงนี้มีอัตราขยายประมาณ 10 dB ลดความถี่ทำงาน โดยผลที่ได้จากการวัดใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณไว้ก่อนหน้านี้ อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์มาก และค่า $VSWR$ ของวงจรถายความถี่สูงที่ด้านอินพุตและเอาต์พุตของวงจรถายความถี่สูงนี้มีค่าน้อยมาก (<1.5) ซึ่งเป็นผลดีต่อการนำไปใช้ร่วมกับสายอากาศ ทั้งนี้เนื่องจากจะทำให้เกิดการแมตซ์อิมพีแดนซ์ที่ดีและมีผลกระทบน้อยมากต่อการส่งผ่านสัญญาณระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ

ส่วนสุดท้ายคือการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป 3 องค์ประกอบ อันเกิดจากองค์ประกอบเดี่ยวของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปข้างต้นและวงจรถายความถี่สูง จากผลที่ได้แสดงให้เห็นว่าสายอากาศที่ได้ทำการสร้างขึ้นนั้นมีความถี่เรโซแนนซ์อยู่ที่ 1.805 GHz ซึ่งเป็นค่าที่สูงกว่าค่าความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ 0.28% ซึ่งมีความใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์มาก ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการวัดมีค่า $46.72 + j2.07$ โอห์ม สอดคล้องกับค่าที่ได้จากการวิเคราะห์ซึ่งมีค่าเป็น $47.35 - j0.11$ โอห์ม และแบนด์วิดท์ของสายอากาศแถวลำดับที่ได้จากการวัดมีค่าประมาณ 2.11% ส่วนค่าที่ได้จากการจำลองผลมีค่าเป็น 1.8% ส่วนแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นนั้น จะเห็นว่าแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ระนาบสนามแม่เหล็กจะมี 3 พูกลิ้น เนื่องจากแถวลำดับของสายอากาศถูกวางอยู่บนระนาบของสนามแม่เหล็ก และเมื่อทำการเปรียบเทียบแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการวัดและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นที่ได้จากการวิเคราะห์จะเห็นว่ามี ความสอดคล้องกัน แต่อย่างไรก็ดียังมีความแตกต่างกันบางส่วน โดยเฉพาะอย่างยิ่งบริเวณมุมที่จะเกิดนัลล์ในทางทฤษฎีและแบบรูปการแผ่กระจายคลื่นบริเวณพูข้าง โดยขนาดสูงสุดของพูข้างที่ได้จากการวิเคราะห์นั้นมีค่าต่ำกว่าขนาดสูงสุดของพูหลักอยู่ประมาณ -13.7dB ส่วนค่าที่ได้จากการวัดจะต่ำกว่าประมาณ -11.5dB ทั้งนี้สาเหตุน่าจะเกิดจากการสะท้อนของคลื่นในขณะที่ทำการวัด

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากวิธีการวิเคราะห์ทั้งหมดจะเห็นว่ายังมีบางส่วนของวิธีการที่ไม่ได้ใช้วิธี FDTD ทั้งนี้เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านเวลาในการศึกษา ดังนั้นเพื่อให้เกิดการพัฒนาและเป็นประโยชน์ต่อการนำไปประยุกต์ใช้กับงานอื่นที่หลากหลายนยิ่งขึ้น จึงควรเพิ่มการศึกษาในส่วนของการใช้วิธี FDTD สำหรับการวิเคราะห์วงจรถายด้วย เพราะนอกจากความสำคัญที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้วยังทำให้สามารถปรับปรุงพัฒนาวิธีการวิเคราะห์ได้ด้วยตัวเองโดยไม่ต้องพึ่งโปรแกรมสำเร็จรูปซึ่งมีราคาแพง

ในส่วนของสายอากาศแถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปที่มีการเชื่อมต่อด้วยสายไมโครสตริปนั้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าโครงสร้างนี้มีทำให้มีความยืดหยุ่นในการควบคุมกำลังงานและเฟสระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ได้ยกตัวอย่างเพียงการนำวงจรถายมาชดเชยสัญญาณระหว่างองค์ประกอบเท่านั้นเพื่อแสดงให้เห็นจริงว่าโครงสร้างของสายอากาศนี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี ซึ่งเป็นขอบเขตของการวิจัย แต่ยังมีได้มีการนำวงจรถายปรับเฟสมาทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบแต่อย่างใด ดังนั้นจึงเป็นการดีเป็นอย่างยิ่ง หากได้มีการนำโครงสร้างของสายอากาศ แถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปนี้ไปประยุกต์ใช้งานจริงกับวงจรปรับเฟส เพื่อเป็นการพัฒนาสายอากาศ แถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริป โครงสร้างนี้ให้มีความสามารถในการเลื่อนบีบได้ สำหรับเป็นต้นแบบที่สำคัญในการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง นอกจากนี้เนื่องจากสายอากาศ แถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปในวิทยานิพนธ์ได้ถูกสร้างอยู่บนวัสดุฐานรอง FR-4 ซึ่งมีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกต่ำ จึงทำให้สายอากาศมีขนาดใหญ่มาก ดังนั้นจึงควรทดลองสร้างบนวัสดุฐานรองอื่นที่มีค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสูงกว่า เพื่อลดขนาดของสายอากาศลงรวมทั้งเป็นการทดสอบคุณลักษณะสมบัติของสายอากาศ ที่มีต่อวัสดุฐานรองอีกด้วย

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าแนวความคิด, วิธีการศึกษาวิเคราะห์และออกแบบรวมถึงผลการวิเคราะห์และผลการทดลองจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางที่ดีให้แก่ผู้ที่สนใจศึกษาและค้นคว้าในเรื่องของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปและวิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขสำหรับสายอากาศ แถวลำดับแผ่นแบบไมโครสตริปทั้งในโครงสร้างในวิทยานิพนธ์นี้ รวมถึงโครงสร้างแบบอื่นๆ ที่เกี่ยวข้องต่อไป



เอกสารอ้างอิง

- [1] สถาพร พรหมวงศ์. “สายอากาศแผ่นแบบโมนอลิตรีกบนวัสดุฐานรองซิลิคอนสำหรับสายอากาศรวมแบบแอกทีฟ.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542
- [2] Bahl, I. J. and Bhartia, P. **Microstrip Antennas**. Dedham : Artech House. 1980.
- [3] พิชญ สุพรรณกุล. “การวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2543
- [4] Anandan, K., Mohanan, P. and Nair, K. G. “Theoretical Analysis of Compact and Broadband Microstrip Antenna with Gap-Coupled Parasitic Elements along the Non-Radiating Edges.” IEEE AP-S International Symposium Digest, 1989. pp. 463-465.
- [5] Wood, C. “Improved Bandwidth of Microstrip Antennas Using Parasitic Elements.” IEE Proc. H, Microwaves, Opt. & Antennas, 1980. pp. 231-234.
- [6] Deschamps, G. A. “Microstrip Microwave Antennas.” Presented at the Third USAF Symposium on Antennas. 1953.
- [7] Balanis, C. A. **Antenna Theory Analysis and Design**. 2nd Ed. New York : John Wiley & Sons. 1997.
- [8] Pozar, D. M. “Microstrip Antennas.” Proc. IEEE, vol. 80, no. 1, January, 1992. pp. 79-81.
- [9] Uzunoglu, N. K., Alexopoulos, N. G. and Fikioris, J. G. “Radiation Properties of Microstrip Dipoles.” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, no. 6, November, 1979. pp. 853-858.
- [10] Bethe, H. A. “Theory of Diffractions by Small Holes.” Physical Review, vol. 66, 1944. pp. 163-182.
- [11] James, J. R. and Wilson, G. J. “Radiation Characteristic of Stripline Antennas.” Proc. 4th European Microwave Conference, 1974. pp. 484-488.
- [12] Lewin, L. “Radiation from Discontinuities in Stripline.” Proc. IEE, vol. 107C, 1960. pp. 163-170
- [13] Kahrilas, P. **Electronic Scanning Radar Systems (ESRS) Design Handbook**. Dedham : Artech House. 1976.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

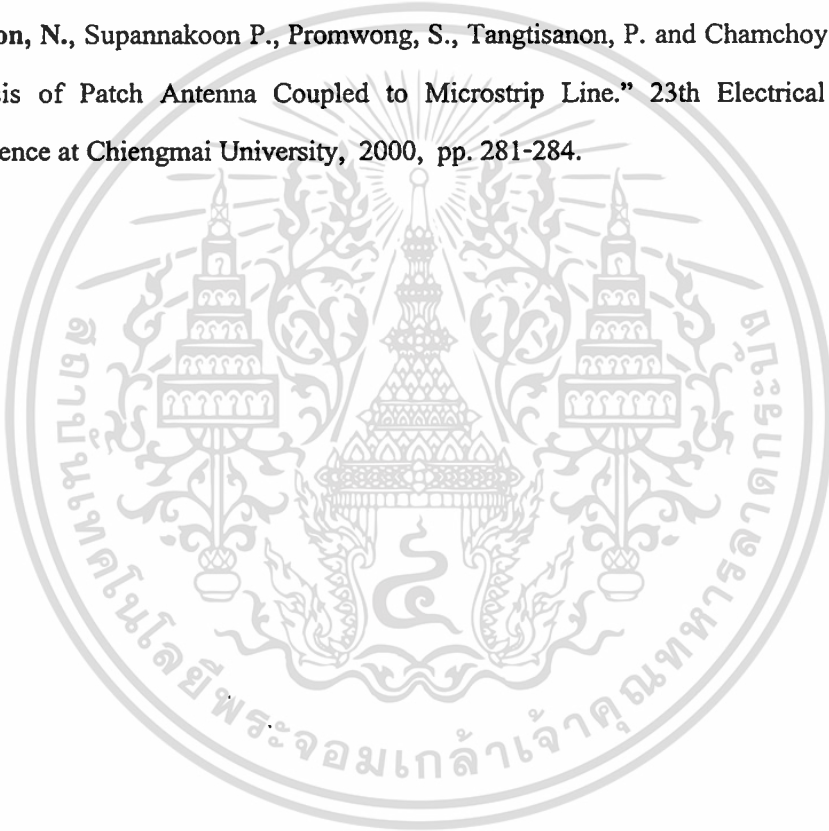
- [14] Yee, K.S. "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media." IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 14, 1966. pp. 302-307.
- [15] Taflove, A. and Brodwin, M. E. "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using The Time-Dependent Maxwell's Equation." IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 23, 1975. pp. 623-630.
- [16] Engquist, B. and Majda, A. "Absorbing Boundary Conditions for The Numerical Simulation of Waves." Mathematics of Computation, vol. 31, 1977. pp. 629-651.
- [17] Mur, G. "Absorbing Boundary Conditions for The Finite-Difference Approximation of The Time-Domain Electromagnetic Field Equations." IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 23, 1981. pp. 377-382.
- [18] Trefethen, L. N. and Halpern, L. "Well-Posedness of One-Way Wave Equations and Absorbing Boundary Conditions." Mathematics of Computation, vol. 47, 1986. pp. 421-435.
- [19] Higdon, R. L. "Absorbing Boundary Conditions for Difference Approximations to The Multi-Dimensional Wave Equation." Mathematics of Computation, vol. 47, 1986. pp. 437-459.
- [20] Higdon, R. L. "Numerical Absorbing Boundary Conditions for The Wave Equation." Mathematics of Computation, vol. 49, 1987. pp. 65-90.
- [21] Mei, K. K. and Fang, J. "Superabsorption – A Method to Improve Absorbing Boundary Conditions." IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 40, 1992. pp. 1001-1010.
- [22] Berenger, J. P. "A Perfectly Matched Layer for The absorption of Electromagnetic Waves." J. Computational Physics, vol. 114, 1994. pp. 185-200.
- [23] Holland, R. "Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Analysis of Magnetic Diffusion." IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, vol. 36, Feb. 1994. pp. 32-39.
- [24] Sun, H., Kuroda, K. and Suzuki, Y. "Non-Uniform Grid Finite-Difference Time-Domain Method for Simulation of Electromagnetic Distributions." IEEE AP-S International Symposium Digest, vol. 1, 1996. pp. 124-127.
- [25] David M. Sheen, Sami M. Ali, Mohamed D. Abouzahra, and Jin Au Kong. "Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to The Analysis of Planar Microstrip Circuits." IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 38, July, 1990. pp. 849-857.

- [26] Langdon, H. S., Luebbers R. J. "Efficient FDTD Calculation of Multi-Port S Parameters for Microstrip and Stripline Circuits." Antenna and Propagation Society International Symposium, IEEE, vol. 2, 1997. pp.998-1001.
- [27] Luebbers, R. J., Langdon, H. S. "A Simple Feed Model that Reduces Time Steps Needed for FDTD Antenna and Microstrip Calculations." IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 44, 1996. pp. 1000-1005.
- [28] Carson, R. S. **High-Frequency Amplifiers.** John Wiley & Sons, Inc. 1982. pp. 201-205.
- [29] Jackson, J. D. **Classical Electrodynamics.** New York : Wiley. 1975.
- [30] Schelkunoff, S. A. "Some Equivalence Theorems of Electromagnetics and Their Application to Radiation Problems." Bell System Technical Journal, vol. 15, 1936. pp. 92-112.
- [31] Balanis, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics.** New York : John Wiley & Sons. 1989.
- [32] Luebbers, R. J., Kunz, K. S., Schneider, M. and Hunsberger, F. "A Finite-Difference Time-Domain Near Zone to Far Zone Transformation." IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 39, 1991. pp. 429-433.
- [33] Hammerstd, E. O. "Equations for Microstrip Circuit Design." Proc. Fifth European Microwave Conf., September, 1975. pp. 268-272.
- [34] ณัฐพล สุทธิพันธ์, พิชญ สุพรรณกุล, มนต์ชัย แซ่มซ้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และประกิจ ตั้งติสานนท์. "การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปลกับสายส่งแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีผลต่างสี่บเนื่องจำกัดโดเมนเวลา" การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, พ.ศ. 2543. หน้า 398-404.
- [35] Suttinon, N., Supannakoon P., Promwong, S., Tangtisanon, P. and Chamchoy, M. "FDTD Analysis of Patch Antenna Coupled to Microstrip Line." 23th Electrical Engineering Conference at Chiangmai University, 2000, pp. 281-284.
- [36] Gonzalez, G. **Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design.** New Jersey : Prentice-Hall, Inc., 1984.
- [37] Kurokawa, K. "Power Waves and the Scattering Matrix." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, March, 1965.

ภาคผนวก ก.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] อนุรักษ์ สุทธินนท์, พิชญ์ สุพรรณกุล, มนต์ชัย แซ่มช้อย, สถาพร พรหมวงศ์ และประกิจ ตั้งติ-
 สานนท์. “การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป
 กับสายส่งแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโคเมนเวลา” การประชุมทาง
 วิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, พ.ศ. 2543. หน้า 398-404.
- [2] Suttinon, N., Supannakoon P., Promwong, S., Tangtisanon, P. and Chamchoy, M. “FDTD
 Analysis of Patch Antenna Coupled to Microstrip Line.” 23th Electrical Engineering
 Conference at Chiangmai University, 2000, pp. 281-284.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับ
สายส่งแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา

Study Of Coupling Characteristics Between Microstrip Patch Antenna And
Parasitic Microstrip Line Using Finite-Difference Time-Domain Method

ณัฐพล สุทธินนท์ พิชญา สุพรรณกุล มนต์ชัย ชำ่มช้อย สถาพร พรหมวงค์
และ ประกิจ ดั่งติสานนท์

Nattapon Suttinon, Pichaya Supanakoon, Monchal Chamchoy,
Sathaporn Promwong and Prakrit Tangtisanon

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
Department of Industrial Techniques, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

บทคัดย่อ

บทความนี้ได้ศึกษาคุณลักษณะของการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริปโดยใช้วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลา (Finite-Difference Time-Domain method : FD-TD) คุณลักษณะของการเชื่อมต่อหาได้จากพารามิเตอร์การกระจัดกระจาย (Scattering Parameter) และผลการคำนวณเชิงตัวเลขที่ได้แสดงให้เห็นถึงสัมประสิทธิ์ของการเชื่อมต่อซึ่งเป็นฟังก์ชันของตัวแปรสองตัวคือ ช่องว่างระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริปและความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป

ABSTRACT

In this paper, study of coupling characteristics between microstrip patch antenna and parasitic microstrip line using Finite-Difference Time-Domain (FD-TD) method is proposed. The coupling characteristics are obtained by scattering parameter. Numerical results shown that coupling coefficient as a function of gap and microstrip line length variations.

คำนำ

สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปเป็นสายอากาศที่ถูกใช้งานทางด้านระบบคลื่นไมโครเวฟอย่างแพร่หลาย เพราะมีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบา หรือแม้แต่สามารถใช้ติดไปกับพื้นผิวของโครงสร้างต่างๆ ตามที่ต้องการได้ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนาสายอากาศชนิดนี้อย่างต่อเนื่องเช่น เพิ่มอัตราขยายของสายอากาศขึ้นโดยออกแบบให้มีหลายองค์ประกอบ (Element) ทำให้อยู่ในรูปของสายอากาศแบบแถวลำดับ (Array Antenna) ซึ่งวิธีที่ใช้ในการเชื่อมต่อ (Coupling) องค์ประกอบเหล่านี้เข้าด้วยกันก็เป็นส่วนหนึ่งที่มีความสำคัญมากเพราะถ้าหากการเชื่อมต่อทำได้ดีก็จะเป็นผลให้เกิดการสูญเสีย

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

ระหว่างองค์ประกอบน้อยและทำให้ได้ประสิทธิภาพที่ดี วิธีที่ตีวิธีหนึ่งที่ถูกใช้ในการเชื่อมต่องกล่าวก็คือ การเชื่อมต่อโดยการสร้างสายส่งแบบไมโครสตริป (Microstrip Line) สำหรับใช้เป็นตัวเชื่อมต่อระหว่าง องค์ประกอบของสายอากาศ เอาไว้บริเวณขอบที่ไม่ได้ใช้ในการแผ่กระจายของสายอากาศแผ่นแบบ ไมโครสตริป เพราะนอกจากจะทำให้แบนด์-วิดท์ของสายอากาศดีขึ้นแล้ว [1]-[3] ยังสามารถควบคุมกำลัง ในการส่งผ่านได้ ด้วยการปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปและระยะห่างของมันได้อีกด้วย

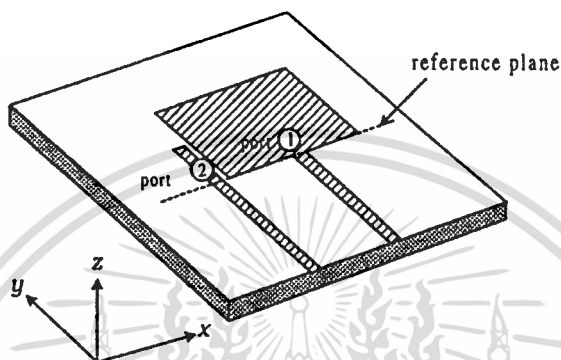


Figure 1 Structure of microstrip patch antenna coupled to a parasitic microstrip line.

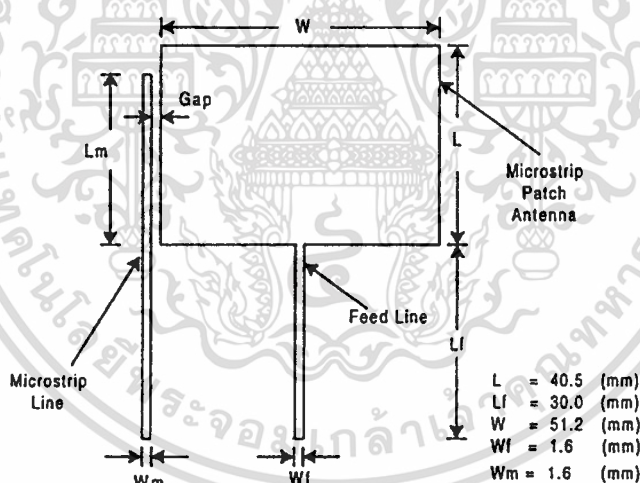


Figure 2 Dimension of microstrip patch antenna and microstrip line.

บทความนี้เป็นนารนำเอาวิธี FD-TD ซึ่งเป็นวิธีการวิเคราะห์เชิงตัวเลขในโดเมนเวลามาใช้ในการ ศึกษาคุณลักษณะของการเชื่อมต่อ ระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริป (ตั้งโครงสร้างที่แสดงในรูปที่ 1 และรูปที่ 2) โดยแสดงผลเชิงตัวเลขของการแผ่กระจายแต่ละส่วนประกอบ ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แผ่นไมโครสตริป และคุณลักษณะของการเชื่อมต่อ ซึ่งจะแสดงให้เห็นด้วย พารามิเตอร์การกระจาย (Scattering Parameter : S-Parameter)

อุปกรณ์และวิธีการ

วิธีการ FD-TD สำหรับตัวกลางที่เป็นไอโซทรอปิก (Isotropic media) สมการจะมีพื้นฐานมาจากสมการของแมกซ์เวลล์ในโดเมนของเวลาสองสมการคือ

$$\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} \quad (1)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \vec{H} \quad (2)$$

เมื่อ \vec{E} คือสนามไฟฟ้า, \vec{H} คือสนามแม่เหล็ก, ϵ และ μ คือสภาพยอมทางไฟฟ้า (Electric Permittivity) และความซึมซาบได้ทางแม่เหล็ก (Magnetic Permeability) ของสื่อกลาง ตามลำดับ และจากวิธีการและแนวคิดของ Yee [5], [6] จะได้สมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดเมนเวลาเป็น

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_y|_{i,j,k}^n - E_y|_{i,j,k-1}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_z|_{i,j,k}^n - E_z|_{i,j-1,k}^n) \quad (3)$$

$$H_y|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_y|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_z|_{i,j,k}^n - E_z|_{i-1,j,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} (E_x|_{i,j,k}^n - E_x|_{i,j,k-1}^n) \quad (4)$$

$$H_z|_{i,j,k}^{n+1/2} = H_z|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} (E_x|_{i,j,k}^n - E_x|_{i,j-1,k}^n) - \frac{\Delta t}{\mu \Delta x} (E_y|_{i,j,k}^n - E_y|_{i-1,j,k}^n) \quad (5)$$

$$E_x|_{i,j,k}^{n+1} = E_x|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_z|_{i,j,k+1}^{n+1/2} - H_z|_{i,j,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_y|_{i,j,k+1}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k}^{n+1/2}) \quad (6)$$

$$E_y|_{i,j,k}^{n+1} = E_y|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta z} (H_x|_{i,j,k+1}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_z|_{i+1,j,k}^{n+1/2} - H_z|_{i,j,k}^{n+1/2}) \quad (7)$$

$$E_z|_{i,j,k}^{n+1} = E_z|_{i,j,k}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta x} (H_y|_{i+1,j,k}^{n+1/2} - H_y|_{i,j,k}^{n+1/2}) - \frac{\Delta t}{\epsilon \Delta y} (H_x|_{i,j+1,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n+1/2}) \quad (8)$$

นั่นคือสนามไฟฟ้าหรือสนามแม่เหล็ก (u) ในแต่ละตำแหน่ง แต่ละเวลา จะอยู่ในรูปของ

$$u_{i,j,k}^n = u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \quad (9)$$

เมื่อ $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ แทนขนาดของการเพิ่มขึ้นของตำแหน่ง (มิติของเซลล์) และ Δt คือการเพิ่มขึ้นของเวลา ซึ่งจะทำให้ต้องคิดประกอบของ \vec{E} และ \vec{H} แบบ 3 มิติ โดยทุกๆ องค์ประกอบของ \vec{E} จะถูกล้อมรอบโดยองค์ประกอบ \vec{H} มีลักษณะเป็นวง 4 ทิศทาง และทุกๆ องค์ประกอบของ \vec{H} ก็จะถูกล้อมรอบด้วยองค์ประกอบของ \vec{E} มีลักษณะเป็นวง 4 ทิศทางเช่นเดียวกัน

บทความนี้ทำการศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างดังแสดงในรูปที่ 2 โดยที่กำหนดให้พอร์ท 1 และพอร์ท 2 มีตำแหน่งดังแสดงในรูป สายอากาศสร้างบนวัสดุฐานรอง (Substrate) ที่มีความหนา $h=0.75$ mm, ค่าแทนเจนต์การสูญเสีย (Loss tangent) มีค่า 0.01, ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ (Relative dielectric constant, ϵ_r) เป็น 4.2 สายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 1.8 GHz โดยมีขนาด $W=51.2$ mm, $L=40.5$ mm และไมโครสตริป Feed line มีขนาด $W_f=1.6$ mm, $L_f=30$ mm ส่วนสายส่งแบบไมโครสตริป ออกแบบให้มีค่า อิมพีแดนซ์คุณลักษณะเท่ากับ 50Ω มีขนาด $W_m=1.6$ mm โดยในการทดลองจะทำการจำลองผลด้วยการปรับค่าระยะห่าง Gap และค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป โดยอันดับแรกจะให้ค่าระยะห่าง Gap มีค่าคงที่ที่ 0.4 mm แล้วทำการปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปจาก $L_m=0.1L$ ถึง $L_m=L$ หลังจากนั้นจะทำการคงค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปไว้ที่ $L_m=0.8L$ แล้วปรับระยะห่าง Gap จาก 0.1 mm จนถึง 1 mm

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

การศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบ ไมโครสตริป กับสายส่งแบบ ไมโคร- สตริปนี้จะใช้วิธี FD-TD มาวิเคราะห์โดยทำการวิเคราะห์แบบ 3 มิติ และกำหนดให้ขนาดของกริด $\Delta x=0.4$ mm และ $\Delta y=\Delta z=0.75$ mm ขึ้นเวลา $\Delta t=10.438$ μ s ขอบเขตที่วิเคราะห์มีขนาด $231 \times 124 \times 11$ กริด และใช้การดูดกลืนแบบ PML จำนวน 4 เซลล์ วางไว้ที่ปลายขอบเขตที่เราทำการวิเคราะห์ โดยใช้พัลส์แบบเกาส์เป็นตัวกระตุ้น ซึ่งพัลส์แบบเกาส์นี้มีเพียงส่วนประกอบ E_z ซึ่งมีสมการเป็น

$$E_z(t) = \exp\left[-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}\right] \quad (10)$$

เมื่อ $t_0 = 300\Delta t$ และ $T = 100\Delta t$ ซึ่งจะทำให้มีสเปกตรัมความถี่ตั้งแต่ DC จนถึงประมาณ 25 GHz การวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกจะทำการวิเคราะห์หาการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าในทิศทาง z (E_z) ซึ่งจะแสดงให้เห็นถึงการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าจากสายอากาศและรวมถึงสนามไฟฟ้าส่วนที่ถูกเชื่อมต่อไปยังสายส่งแบบไมโครสตริปด้วย โดยจะต้องทำการวิเคราะห์ในทุกๆ ครั้งในแต่ละกรณีของการปรับค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปและระยะห่าง Gap เพื่อที่จะนำผลที่ได้ไปใช้ในการคำนวณหาพารามิเตอร์การกระจายต่อไป ในส่วนที่สอง ได้ทำการศึกษาค้นคุณลักษณะการเชื่อมต่อ โดยจะหาค่าพารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} เพื่อแสดงให้เห็นถึงสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ และคุณลักษณะของการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบไมโครสตริปตามลำดับ

พารามิเตอร์การกระจายหาได้จากสมการ

$$[V] = [S][V] \quad (11)$$

เมื่อ $[V]$ และ $[V]$ คือเวกเตอร์ของแรงดันสะท้อน (Reflected Voltage Vectors) และเวกเตอร์ของแรงดันตกกระทบ (Incident Voltage Vectors) ตามลำดับ และ $[S]$ คือเมตริกซ์ของพารามิเตอร์การกระจาย โดยพารามิเตอร์แต่ละตัวจะอยู่ในรูปของ S_{jk} ซึ่งสามารถถูกหาค่าในโดเมนความถี่ได้ด้วยการใช้ผลของการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transformation) จากค่าสนามในรูปของโดเมนเวลาที่วิเคราะห์ได้

ผลการทดลองและวิจารณ์

รูปที่ 3 แสดงผลเชิงตัวเลขของการแผ่กระจายสนามไฟฟ้า โดยสายส่งแบบ ไมโครสตริปมีความยาว $L_m=0.8\lambda$ และระยะห่าง $Gap=0.4$ mm ที่ขึ้นเวลา 400, 700, 1000, และ 1300 ตามลำดับ

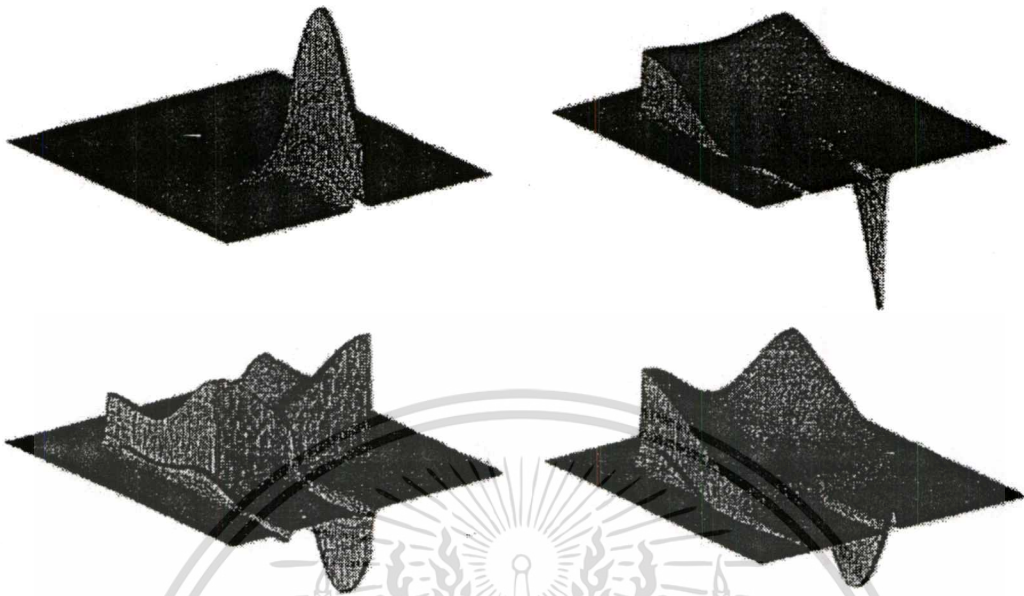


Figure 3 Electric field (E_z) distribution when 400, 700, 1000, and 1300 time step respectively (from left to right and top to bottom)

พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} ที่วิเคราะห์ได้โดยใช้ความยาวของสายส่งแบบไมโคร-สตริป $L_m=0.8L$ และระยะห่าง $\text{Gap}=0.4$ mm. แสดงดังรูปที่ 4 จะเห็นว่าความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้คลาดเคลื่อนจาก 1.8 GHz ไปเป็น 1.78 GHz (ประมาณ 1.1%)

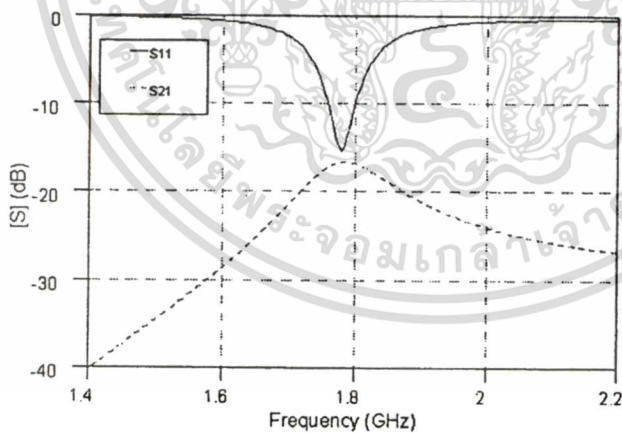


Figure 4 S_{11} and S_{21} when fixed microstrip line length at $L_m=0.8L$ and $\text{Gap}=0.4$ mm.

พารามิเตอร์การกระจาย S_{11} และ S_{21} ที่ความถี่ 1.78 GHz ที่ได้จากการปรับความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปและระยะห่าง Gap แสดงดังรูปที่ 5 และ 6 ตามลำดับ

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

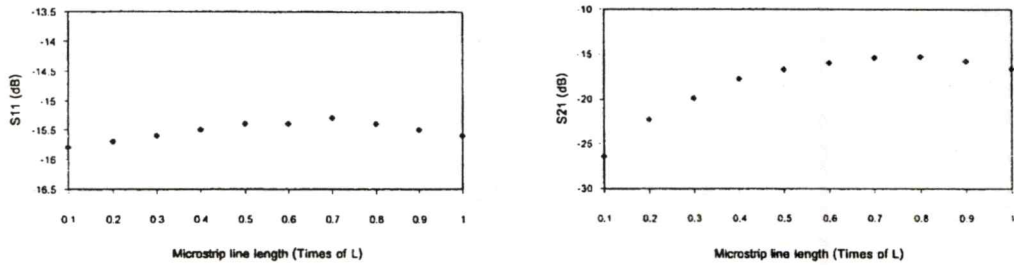


Figure 5 S_{11} and S_{21} when Gap was fixed at 0.4 mm and microstrip line length variation.

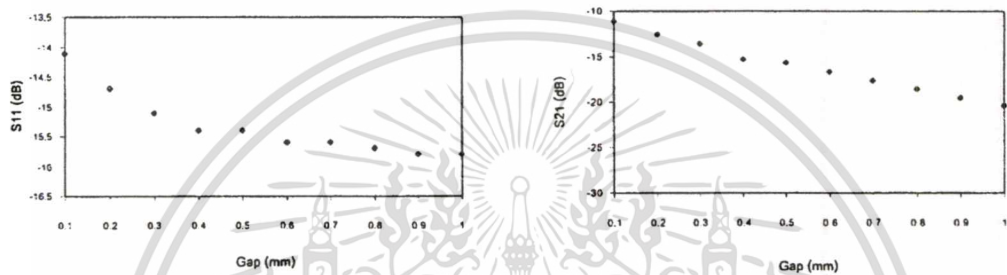


Figure 6 S_{11} and S_{21} when microstrip line length was fixed at $L_m=0.8L$ and Gap variation.

จากรูปที่ 5 จะเห็นว่าค่าความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริปจะมีผลกระทบต่อ S_{11} หรือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับค่อนข้างน้อย และ S_{21} หรือสัดส่วนของสัญญาณที่เชื่อมต่อไปยังสายส่งแบบไมโครสตริปจะเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุด ประมาณ -15.3 dB ที่ $L_m=0.8L$ ส่วนรูปที่ 6 แสดงให้เห็นว่าระยะห่าง Gap จะมีผลกระทบต่อ S_{11} โดยยิ่งระยะห่างมีค่าน้อยก็ยิ่งทำให้ S_{11} เพิ่มขึ้นและระยะห่างจะเริ่มมีผลกระทบต่อ S_{11} น้อยลงหรือคงที่หลังจากที่ระยะห่าง มีค่ามากกว่า 0.9 mm ในขณะที่ S_{21} จะยังมีค่ามากขึ้นเมื่อระยะห่างน้อยลงโดยจะมีค่าถึง -11.1 dB เมื่อระยะห่างเป็น 0.1mm.

สรุป

บทความนี้ได้ศึกษาคุณสมบัติการเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบ ไมโครสตริปโดยใช้วิธี FD-TD จากผลเชิงตัวเลขที่ได้จะเห็นได้ว่า วิธี FD-TD สามารถนำมาศึกษาคุณลักษณะการเชื่อมต่อได้ง่าย ซึ่งจะสามารถเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริป ความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป ขนาดของช่องว่างระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปกับสายส่งแบบ ไมโครสตริป ได้เพียงกำหนดขนาดของกริดให้เหมาะสม ส่วนระเบียบวิธีเชิงตัวเลขยังคงเหมือนเดิม รวมทั้งสามารถแสดงรูปแบบการแผ่กระจายของสนามในแต่ละเวลาได้อย่างชัดเจน จากค่าพารามิเตอร์การกระจายที่ได้จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลข แสดงให้เห็นว่าคุณลักษณะของการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างสายอากาศแผ่นแบบไมโครสตริปและสายส่งแบบไมโครสตริปนั้น เป็นฟังก์ชันของระยะห่างและความยาวของสายส่งแบบไมโครสตริป โดยคุณลักษณะของการเชื่อมต่อจะมีค่าดีที่สุดที่สายส่งแบบไมโครสตริปมีความยาว $L_m=0.8L$ ส่วนระยะห่างยังมีค่าน้อยก็ยิ่งทำให้มีการเชื่อมต่อได้ดี แต่สัมประสิทธิ์

การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38

ของการสะท้อนกลับก็จะยิ่งมากตามไปด้วย ดังนั้นในการนำไปใช้งานจึงควรพิจารณาค่าที่เหมาะสม ที่ทำให้เกิดการเชื่อมต่อที่ดี และมีค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับอยู่ในจุดที่ยอมรับได้อีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- K. Aanandan, P. Mohanan, and K. G. Nair, "Theoretical Analysis of Compact and Broad-Band Microstrip Antenna with Gap-Coupled Parasitic Elements along The Non-Radiating Edges," IEEE AP-S International Symposium Digest, pp. 463-465, 1989.
- J. R. Mosig and F. E. Gardiol, "The Effect of Parasitic Elements on Microstrip Antennas," IEEE AP-S International Symposium Digest, pp. 397-234, 1985.
- C. Wood, "Improved Bandwidth of Microstrip Antennas Using Parasitic Elements," IEE Proc. H, Microwaves, Opt. & Antennas, pp. 231-234, 1980.
- R. D. Martinez and R. C. Compton, "High-Efficiency FET/Microstrip-Patch Oscillator," IEEE Antenna and Propagation Magazine, vol. 36, no. 1, pp. 16-19, Feb. 1994.
- K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-14, 4, pp. 302-307, 1966.
- A. Taflove, "Review of the Formulation and Applications of the Finite-Difference Time-Domain Method for Numerical Modeling of Electromagnetic wave interactions with arbitrary structures," Wave Motion, 10, 6, pp. 547-582, 1988.
- A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical Solution of Steady-State Electromagnetic Scattering Problems Using the Time-Dependent Maxwell's Equation," IEEE transactions on Microwave Theory Techniques, MTT-23, 8, pp. 623-630, 1975.
- Berenger, J. P., "A Perfectly Matched Layer for The Absorption of Electromagnetic Waves," J. Computational Physics, vol. 114, pp. 185-200, 1994.

FDTD Analysis of Patch Antenna Coupled to Microstrip Line

Nattapon Suttinon, Pichaya Supanakoon, Sathaporn Promwong,
Prakit Tangtisanon and Monchai Chamchoy

Department of Industrial Technology, Faculty of Engineering and
Research Center for Communications and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

Phone: (662) 7372500-47 ext. 3462 email: nattapon.suttinon@ect.ericsson.se

Abstract

This paper presents the numerical analysis of patch antenna coupled to microstrip line. The FDTD method using nonuniform grid size which can be reduced demand on computer's memory and calculation time was used for this analysis. Numerical results are evaluated by measurement on the prototype. From the numerical results show that the reflection coefficient (S_{11}) and coupling characteristic (S_{21}) are function of coupling gap width and transmission line length.

Keywords: Patch antenna, FDTD method

1. Introduction

Microstrip patch antennas have been widely used in microwave and millimeter wave communication systems because of their low profile and conformal nature [1]. The inherent disadvantage of these antennas is their narrow impedance bandwidth. Parasitics coupled to a microstrip patch antenna have been used for improving the impedance bandwidth [2-4]. On the other viewpoint, these parasitic elements can be used to feed the other patch elements in the array antenna. Yao-Chou Yang *et. al.* proposed the microstrip line fed the antenna coupler array to demonstrate the validity of the line-fed antenna coupler in horizontal mode [5], this concept has been adapted to this research work.

The most popular approach to solving electromagnetic in time domain is the *Finite Difference Time Domain* (FDTD) method [6]. This method is simple to implement for complicated dielectric structures because arbitrary electrical parameters can be assigned to each lattice cell as well as the boundary condition is also simple. The original FDTD method, which was presented by Yee [7], divides the calculation space with a uniform grid size. One significant disadvantage lies in the dimension match of the grid size in case of fine geometrical structures analysis. This problem can be solved by using a nonuniform grid size [8].

In this paper, the FDTD method using nonuniform grid size is used to analyzed the coupling characteristics of the patch antenna coupled to microstrip line.

The numerical results are also evaluated by measurement on the prototype using a HP8510C network analyzer.

2. Numerical Approach

The FDTD method expresses Maxwell's equation in finite-difference form, the propagation of the initial excitation is simulated in a leapfrog manner [7], [9]. In the nonuniform grid FDTD algorithm, the center of each cells on x -, y - and z -axes are defined as x_i , y_j and z_k respectively. Then, the distance between edges of cells are expressed by

$$\begin{aligned}\Delta x_i &= x_{i+1/2} - x_{i-1/2}, \Delta y_j = y_{j+1/2} - y_{j-1/2}, \\ \Delta z_k &= z_{k+1/2} - z_{k-1/2}\end{aligned}\quad (1)$$

Therefore, the distance between center of each cells are as following

$$\begin{aligned}s_x &= \Delta x_i/2 + \Delta x_{i+1}/2, s_y = \Delta y_j/2 + \Delta y_{j+1}/2, \\ s_z &= \Delta z_k/2 + \Delta z_{k+1}/2\end{aligned}\quad (2)$$

Electric and magnetic fields $\{u\}$ in the discrete nonuniform grid are defined as

$$u_{i,j,k}^n = u(x_i, y_j, z_k, n\Delta t) \quad (3)$$

when $n\Delta t$ is time step.

The nonuniform FDTD algorithm is based on a discretization of Maxwell's equation in their integral form,

Ampère's Law,

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_1} \epsilon \vec{E} \cdot d\vec{S} = \oint_{C_1} \vec{H} \cdot d\vec{l} - \iint_{S_1} \sigma \vec{E} \cdot d\vec{S}, \quad (4)$$

and Faraday's Law,

$$\frac{\partial}{\partial t} \iint_{S_2} \mu \vec{H} \cdot d\vec{S} = - \oint_{C_2} \vec{E} \cdot d\vec{l} - \iint_{S_2} \rho' \vec{H} \cdot d\vec{S}. \quad (5)$$

Figure 1(a) shows the surface integral in (4) which is the result of the contour integral that performed over the edge of cells. Figure 1(b) shows the surface integral in (5) which is the results of the contour integral that performed over the center line of

B02

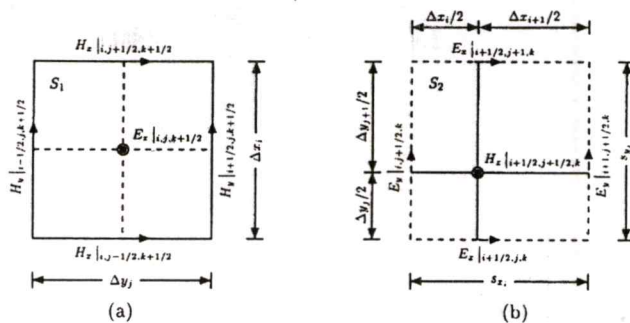


Fig. 1. (a) Electric field at the center of cell and vicinity distance between the edges. (b) Magnetic field at the edge and distance between center of cell.

$$E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1} = \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k+1/2} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k+1/2} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k+1/2}}} E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^n + \frac{\frac{\Delta t}{\epsilon_{i,j,k+1/2}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k+1/2} \Delta t}{2\epsilon_{i,j,k+1/2}}} \left[\left(\frac{H_y \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y \Big|_{i-1/2,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta x_i} \right) - \left(\frac{H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} - H_x \Big|_{i,j-1/2,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y_i} \right) \right] \quad (6)$$

$$H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n+1/2} = \frac{1 - \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}} H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^{n-1/2} + \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i+1/2,j+1/2,k} \Delta t}{2\mu_{i+1/2,j+1/2,k}}} \left[\left(\frac{E_x \Big|_{i+1/2,j+1,k}^n - E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^n}{s_{y_i}} \right) - \left(\frac{E_y \Big|_{i+1,j+1/2,k}^n - E_y \Big|_{i,j+1/2,k}^n}{s_{x_i}} \right) \right] \quad (7)$$

cells. Note that, these equations only the fields in z -direction. Evaluating both of (4) and (5) by using discrete fields in (3) and evaluating the time derivatives using central-difference approximations, then the results are (6) and (7), where

$$\epsilon = \text{averaged } \epsilon = \frac{\sum_{i=1}^N A_i \epsilon_i}{A_i}$$

$$\sigma = \text{averaged } \sigma = \frac{\sum_{i=1}^N A_i \sigma_i}{A_i}$$

$$\rho' = \text{averaged } \rho' = \frac{\sum_{i=1}^N A_i \rho'_i}{A_i}$$

where A_i is area of each cells.

Equations (6) and (7) are E_z and H_z fields of FDTD nonuniform grid algorithm, respectively. For the remaining fields, we can derived by permuting the indices in (6) and (7) in a right-hand manner.

The stable condition of electric and magnetic fields

is provided by

$$\Delta t < \frac{1}{c \sqrt{(\Delta x_{i,\min})^2 + (\Delta y_{j,\min})^2 + (\Delta z_{k,\min})^2}} \quad (8)$$

where $\Delta x_{i,\min}$, $\Delta y_{j,\min}$, and $\Delta z_{k,\min}$ are the minimum edge lengths along the x -, y -, and z -directions, respectively, in the nonuniform grid.

3. Patch Antenna Coupled to Microstrip Line

The patch antenna coupled to microstrip line is shown in Fig. 2. It was designed on 31 mil FR-4 substrate with a dielectric constant (ϵ_r) of 4.34. Transmission line model [1] was used to design a microstrip line and patch dimensions to operate at 1.8 GHz. These parameters are shown in Table 1.

Nonuniform grid of the antenna structure shown in Fig. 3. In general, the fine grid is used to divide a part of object such as the vicinity of feed point and edge of antenna. In this paper, two kinds of grid for model the antenna have been used, the fine grid used for divide the antenna edges and coupling gap, and the coarse one used for divide the space between object and absorbing boundary, then model

Table 1: Antenna parameters in Fig. 2.

Parameter	(mm.)	Parameter	(mm.)
W_p	50.0	L_p	40.0
W_f	1.212	l_f	5.0
f_l	$0.8L_p$	g_f	2.0
g (Gap)	0.3		

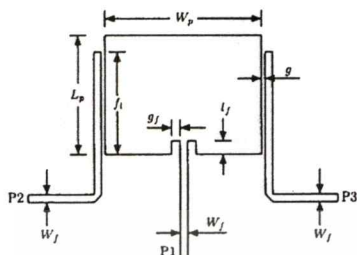


Fig. 2. Configuration of patch antenna coupled to microstrip line.

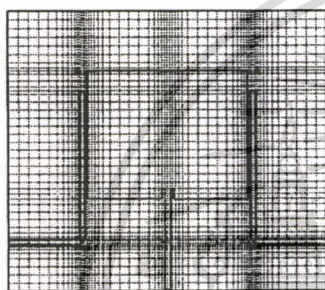


Fig. 3. Nonuniform grid of the antenna structure.

antenna is calculated accurately by a little computing resources.

4. Numerical and Experimental Results

As described above, the advantage of a nonuniform grid is that it can efficiently model all the details of the structure under study. The use of the perfectly matched layer (PML) absorbing boundary condition (ABC) with the nonuniform FDTD algorithm is convenient because is easy to introduce in the formulation and provide the excellent results [10]. In this paper, sixteen layers of PML have been used, the parameters of computation are shown in Table 2.

The S-parameters resulting from the FDTD computation are shown in Fig. 4, where compared the measured S-parameters using HP8510C network analyzer. It is seen that the measured S-parameters agree with the calculated results.

Table 2: Parameters of computation

Computation space	$200 \times 165 \times 17 [mm^3]$
Numbers of time step	10000
Incident field	Gaussian pulse
ABC	16 Layered PML

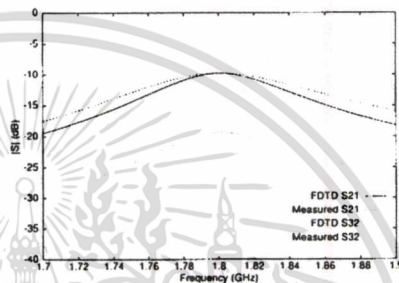
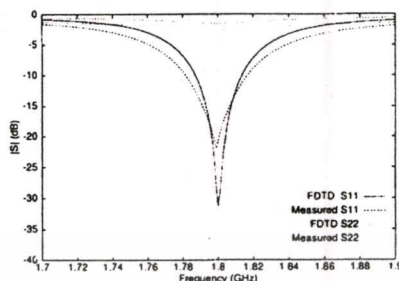


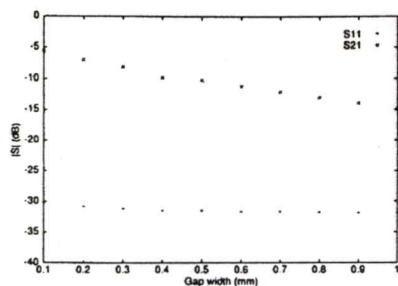
Fig. 4. Numerical and experimental results of S-parameters

Fig. 5 shows the gap width and transmission line length variation effect to the reflection coefficient (S_{11}) and coupling characteristic (S_{21}). From Fig. 5(a), the narrow coupling gap provided the better S_{21} than the wide gap. In case of transmission line length variations which presented in Fig. 5(b), shown that S_{21} will be best at $f_l = 0.8L_p$ and it found that there is only a little effect to reflection coefficient. The antenna radiation patterns are measured by using HP8563E spectrum analyzer. Both of calculated and measured radiation patterns in E-plane and H-plane are shown in Fig. 6(a) and Fig. 6(b), respectively.

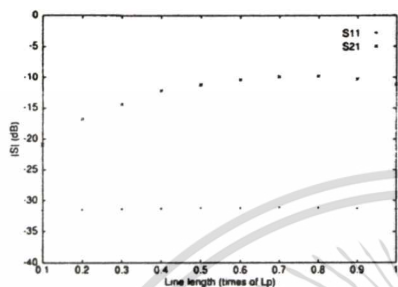
5. Conclusion

The analysis of the patch antenna coupled to microstrip line was carried out by means of computer simulations using a nonuniform grid size FDTD algorithm. It is seen that the results from this algorithm agree with measured results. From the numerical re-

B02



(a)



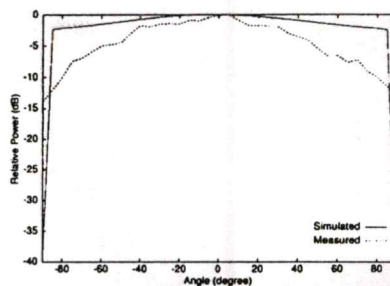
(b)

Fig. 5. (a) Variation of coupling gap width (b) Variation of transmission line length

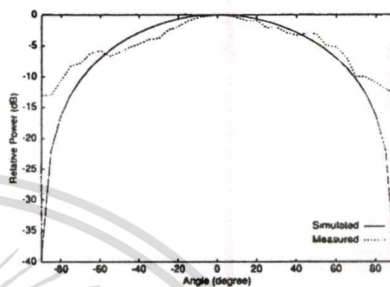
sults, it is shown that the reflection coefficient and the coupling characteristics as a function of the coupling gap width and length variations of transmission line which we have to determine for the most suitable value.

References

- [1] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus Ltd., London, UK, 1989.
- [2] K. Aanandan, P. Mohanan, and K. G. Nair, "Theoretical analysis of compact and broadband microstrip antenna with gap-coupled parasitic elements along the non-radiating edges," *IEEE AP-S International Symposium Digest*, pp. 463-465, 1989.
- [3] J. R. Mosig and F. E. Gardiol, "The effect of parasitic elements on microstrip antennas," *IEEE AP-S International Symposium Digest*, pp. 397-400, 1985.
- [4] C. Wood, "Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic elements," *IEEE Proc. Microwave, Opt. & Antennas*, pp. 231-234, 1980.
- [5] Yao-Chou Yang, Shyh-Jong Chung, and Kai Chang, "Line-Fed Antenna Coupler Arrays,"



(a)



(b)

Fig. 6. Radiation pattern in both principle plane (a) E-plane (b) H-plane

IEEE AP-S International Symposium Digest, vol. 2, pp. 1202-1205, 1998.

- [6] A. Reineix and B. Jecko, "Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 37, pp. 1361-1369, Nov. 1989.
- [7] Kane S. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, pp. 302-307, May 1966.
- [8] Haitao Sun, Kagayaki Kuroda and Yutaka Suzuki, "Non-uniform grid finite-difference time-domain method for the simulation of electromagnetic distributions," *IEEE AP-S International Symposium Digest*, vol. 1, pp. 124-127, 1996.
- [9] A. Taflov, "Review of the Formulation and Applications of the Finite-Difference Time-Domain method for numerical modeling of electromagnetic wave interactions with arbitrary structures," *Wave Motion*, 10, 6, pp. 547-582, 1988.
- [10] J. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *J. Comput. Phys.*, vol. 114, pp. 185-200, 1994.

ภาคผนวก ข.

Data Sheet



MONOLITHIC AMPLIFIERS

50Ω Drop-In & Surface Mount

BROADBAND DC to 8 GHz



All specifications at 25°C

MODEL NO.	Q FREQ. GHz	GAIN, dB Typical										MAXIMUM POWER, dBm at 2 GHz		DYNAMIC RANGE of 2 GHz		VSWR (1) Typ.		ABSOLUTE MAXIMUM RATING	DC OPERATING POWER of Pin 3		THERMAL RESISTANCE	CARD DATA	CASE STYLE	PRICE					
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Output (1 of Comp)	Input (no. dBm)	1F Typ.	2F Typ.	DC-1 1-4 GHz	DC-2 4-8 GHz		Out. WATT	Max. Typ.									
ERA-1	DC-8	12.2	12.1	11.8	11.5	11.3	11.0	10.7	9	±0.3	11.7	9.7	15	5.3	26	1.6	1.8	1.5	1.9	75	330	40	3.6	455	3-56	VV105	cb	1.37	
ERA-2	DC-6	16.2	16.0	15.6	15.1	14.6	14.0	—	—	12	±0.3	12.8	11	15	4.7	26	1.4	1.4	1.6	75	330	40	3.6	455	3-56	VV105	cb	1.52	
ERA-3	DC-3	22.9	22.2	20.8	19.2	—	—	—	—	17	±1.1	12.1	9	13	3.8	23	1.7	—	1.7	—	75	330	35	3.5	432	3-56	VV105	cb	1.67
ERA-4	DC-4	13.8	13.7	13.5	13.3	13.0	—	—	—	11	±0.2	17.0	15	20	5.5	32.5	1.6	1.6	1.4	1.6	120	650	65	5.0	278	3-57	VV105	cb	3.85
ERA-5	DC-4	20.2	19.8	18.8	17.7	16.4	—	—	—	16	±0.75	18.4	16.5	13	4.5	33	1.2	1.2	1.3	1.5	120	650	65	4.9	278	3-57	VV105	cb	3.85
ERA-6	DC-4	11.1	1.1	11.3	11.5	11.3	—	—	—	10	±0.2	18.5	16.5	20	8.4	36.5	1.3	1.3	1.6	1.6	120	850	70	5.5	220	3-57	VV105	cb	3.85
ERA-1SM	DC-8	12.3	12.1	11.8	11.2	10.8	10.4	9.2	9	±0.3	11.3	9.3	15	5.5	26	1.6	1.9	1.5	1.9	75	330	40	3.6	460	3-56	WW107	cb	1.42	
ERA-2SM	DC-6	16.2	15.5	15.2	14.4	13.6	13.0	—	—	12	±0.5	12.4	10.5	15	4.6	26	1.5	1.6	1.5	1.7	75	330	40	3.6	460	3-56	WW107	cb	1.57
ERA-3SM	DC-3	22.8	21.5	20.2	18.4	—	—	—	—	16	±1.3	11.5	9	13	3.8	23	1.5	—	1.5	—	75	330	35	3.5	437	3-56	WW107	cb	1.72
ERA-4SM	DC-4	14.0	13.8	13.5	13.2	12.7	—	—	—	11	±0.3	16.8	15	20	5.2	33	1.6	1.6	1.3	1.5	120	650	65	5.0	283	3-57	WW107	cb	3.90
ERA-5SM	DC-4	23.2	19.5	18.5	17.3	16.2	—	—	—	16	±1.0	18.4	16.5	13	4.3	32.5	1.3	1.3	1.2	1.3	120	650	65	4.9	283	3-57	WW107	cb	3.90
ERA-6SM	DC-4	11.2	11.2	11.3	11.4	11.2	—	—	—	10	±0.2	17.9	16	20	8.4	36	1.3	1.3	1.6	1.5	120	850	70	5.5	225	3-57	WW107	cb	3.90

features

- miniature microwave amplifier
- available in drop-in & surface mount (sm) versions
- frequency range, DC to 8 GHz, usable to 10 GHz
- up to 18.5 dBm typ. (16.5 dBm min) output power

absolute maximum ratings

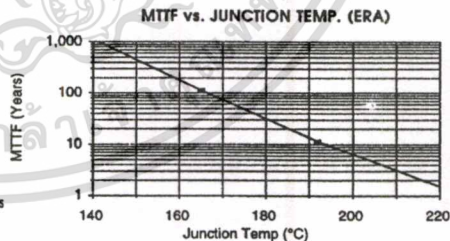
operating temperature: -45°C to 85°C
 storage temperature: -65° to 150°C
 device voltage: 3.0V min., 4.1V max. for ERA 1,2,3
 4.2V min., 5.5V max. for ERA 4,5
 5.0V min., 6.0V max. for ERA-6

marking identification

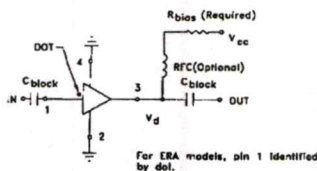
Model	Alphanumeric Code
ERA-1, ERA-1SM	E1
ERA-2, ERA-2SM	E2
ERA-3, ERA-3SM	E3
ERA-4, ERA-4SM	E4
ERA-5, ERA-5SM	E5
ERA-6, ERA-6SM	E6

NOTES:

- * of 1 GHz for ERA 4, 5, 6, 4SM, 5SM, 6SM.
 - ** f_u is the upper frequency limit for each model as shown in the table.
 - Low frequency cutoff determined by external coupling capacitors.
 - A. Environmental specifications and re-flow soldering information available in General Information Section.
 - B. Units are non-hermetic unless otherwise noted. For details on case dimensions & finishes see "Case Styles & Outline Drawings".
 - C. Prices and Specifications subject to change without notice.
 - D. For Quality Control Procedures see Table of Contents, Section 0. "Mini-Circuits Guarantees Quality" article. For Environmental Specifications see Amplifier Selection Guide.
1. Model number designated by alphanumeric code marking.
 2. ERA-SM models available on tape and reel.
 3. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.



Typical Biasing Configuration ERA



designers kits available

KIT NO.	Model Type	No. of Units in Kit	Description	Price \$ per kit
K1-ERA	ERA	30	10 of each 1,2,3	49.95
K2-ERA	ERA	20	10 of each 4,5	69.95
K1-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 1SM, 2SM, 3SM	49.95
K2-ERASM	ERA-SM	20	10 of each 4SM, 5SM	69.95
K3-ERASM	ERA-SM	30	10 of each 4SM, 5SM, 6SM	99.95

The Design Engineers Search Engine
 Provides Actual Data Instantly
 At: <http://www.minicircuits.com>

In Stock... Immediate Delivery
 For Custom Versions Of Standard Models
 Consult Our Applications Dept.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายฉัฐพล สุทธิพนธ์ เกิดเมื่อวันที่ 18 พฤศจิกายน 2517 ที่จังหวัดราชบุรี สำเร็จการศึกษา อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต (เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ เกียรตินิยมอันดับ 1) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2538 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง และประกาศนียบัตรวิชาชีพ (อิเล็กทรอนิกส์) จากวิทยาลัยเทคนิคราชบุรี ปีการศึกษา 2537 และปีการศึกษา 2535 ตามลำดับ

ในระหว่างการศึกษาในระดับปริญญาโท มีบทความตีพิมพ์ในประเทศรวมทั้งสิ้น 4 บทความภาษาไทย 3 บทความ และภาษาอังกฤษ 1 บทความ

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ นอกเหนือจาก 2 บทความที่แสดงในภาคผนวก ก.

1. สถาพร พรหมวงษ์, มนต์ชัย แซ่มซ้าย, ฉัฐพล สุทธิพนธ์, ประกิจ ดังคีสานนท์, Tomoyuki Goi, และ Shigeo Kawasaki, “การลดขนาดร่องของสายอากาศแอกทีฟแบบแถวลำดับเชิงเส้นขนาด 2 องค์ประกอบด้วยการทำวัสดุฐานรองเป็นสองชั้น,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20, หน้า 193-197, พฤศจิกายน 2540.
2. พิชญ์ สุพรรณกุล, มนต์ชัย แซ่มซ้าย, ฉัฐพล สุทธิพนธ์, สถาพร พรหมวงษ์ และ ประกิจ ดังคีสานนท์, “การศึกษาความเที่ยงตรงของเงื่อนไขขอบเขตการคูดกลืนแบบชั้นเมตซ์สมบูรณ์ในวิธีผลต่างสี่เหลี่ยมจตุรัสโดเมนเวลา,” การประชุมวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 38, พ.ศ. 2543, หน้า 405-412.

สถานที่ทำงานปัจจุบัน

บริษัท อีริคสัน ประเทศไทย จำกัด ชั้นทาวเวอร์ส อาคารบี ชั้น 20, 123 ถนนวิภาวดีรังสิต เขตจตุจักร กรุงเทพฯ 10900

ประวัติการทำงาน

ปี พ.ศ. 2539-2540 เข้าทำงานกับบริษัท อีซูซุเอนจิน แมนูแฟกเจอร์ประเทศไทยจำกัด ในตำแหน่งวิศวกรควบคุมการผลิต

ปี พ.ศ. 2540-ปัจจุบัน ทำงานกับบริษัท อีริคสัน ประเทศไทย จำกัด ในตำแหน่งวิศวกรระบบชุมสายโทรสายโทรศัพท์เคลื่อนที่