สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบและวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์โดยใช้วิธี FDTD

DESIGN AND ANALYSIS OF MICROSTRIP LINES BY THE FINITE DIFFERENCE TIME DOMAIN METHOD

T042238

โดย

นางสาวนงนาถ เปรมจิตร์

นายวินัย ป้อมดงยาง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42238
วัน, เดือน, ปี 15 ม.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

b11206706

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การออกแบบและวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์โดยใช้วิธี FDTD
	DESIGN AND ANALYSIS OF MICROSTRIP LINES BY THE
	FINITE DIFFERENCE TIME DOMAIN METHOD
โดย	นางสาวนงนาถ เปรมจิตร์ 41013334
	นายวินัย ป้อมดงยาง 41013340
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ พิชญ สุพรรณกูล
	อาจารย์ มนต์ชัย แช่มช้อย
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
สาขาวิชา	เทคโนโลยีโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
( )

..... กรรมการ
( )

..... กรรมการ
( )

..... กรรมการ
( )

..... กรรมการ
( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การออกแบบและวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์โดยใช้วิธี FDTD
	DESIGN AND ANALYSIS OF MICROSTRIP LINES BY THE FINITE DIFFERENCE TIME DOMAIN METHOD
ชื่อนักศึกษา	นางสาวนงนาถ เปรมจิตร์ 41013334
	นายวินัย ป้อมดงยาง 41013340
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ พิชญ สุพรรณกูล
	อาจารย์ มนต์ชัย แช่มช้อย
ปริญญา	อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา	เทคโนโลยีโทรคมนาคม
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ได้เสนอการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์ และโครงสร้างที่ประกอบด้วยไมโครสตริปไลน์ โดยใช้วิธี FDTD ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์โครงสร้างวงจรไมโครสตริปไลน์แบบต่าง ๆ คือ แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา ไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้าง และไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขา ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์ในช่วงความถี่ที่ได้ทำการออกแบบไว้ โดยแสดงการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนาม และการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในโครงสร้างที่ทำการวิเคราะห์ รวมทั้งได้แสดงค่าพารามิเตอร์ S โดยเปรียบเทียบกับผลที่วัดได้ ซึ่งการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD นี้มีการคำนวณที่ง่ายและผลที่ได้จากการคำนวณนั้นจะมีความถูกต้อง เที่ยงตรง มีประสิทธิภาพและสามารถทำความเข้าใจได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Title DESIGN AND ANALYSIS OF MICROSTRIP LINES BY THE FINITE DIFFERENCE TIME DOMAIN METHOD

Student Miss. Nongnart Premchit 41013334

Mr. Winai Pormdongyang 41013340

Advisor Mr. Pichaya Supanakoon

Mr. Monchai Chamchoy

Degree Bachelor Degree of Industrial Technology

Programme Telecommunication Technology

Department Industrial Technology

Academic Year 2000

ABSTRACT

This thesis tends present the microstrip lines analysis by the FDTD method which is analysis the structure of six difference types , which is three-stub branch line coupler , microstrip low-pass filter , microstrip band-pass filter , microstrip lines , branch line coupler and step in width. This method can decide the suitable frequency which is designed and present the radiation of electric field and magnetic field . Polarization of three difference types are analyzed . And compute S parameter are also compared with the result from measurement. The FDTD method is simple calculation and the result is accuracy .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณบิดา มารดาที่คอยให้กำลังใจและคอยให้ความช่วยเหลือ ขอขอบพระคุณคณะอาจารย์ทุกท่าน โดยเฉพาะอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์พิชญ สุพรรณกูล อาจารย์มนต์ชัย แช่มช้อย ที่คอยให้คำแนะนำและให้ความช่วยเหลือด้านข้อมูลต่าง ๆ ทั้งในด้านทฤษฎีและปฏิบัติเป็นอย่างดียิ่ง และที่จะขาดเสียไม่ได้คือต้องขอขอบพระคุณภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้โอกาสคณะผู้จัดทำได้มีโอกาสเข้ามาศึกษา ณ. ที่แห่งนี้

สุดท้ายนี้ทางคณะผู้จัดทำ ขอขอบพระคุณคณะอาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้แก่กลุ่มผู้จัดทำจนทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี

นางสาวนงนาถ เปรมจิตร์
นายวินัย ป้อมคงยาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญภาพ	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	2
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	2
1.4 รายละเอียดและขั้นตอนการทำปริญญานิพนธ์	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 พื้นฐานของไมโครสตริปไลน์	4
2.1.1 โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์	4
2.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริปไลน์	5
2.1.3 ลักษณะสนามของไมโครสตริปไลน์	8
2.2 คุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์	9
2.2.1 คุณสมบัติของอิมพีแดนซ์และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล	10
2.2.2 ผลกระทบจากความหนาของสตริป	11
2.2.3 ผลกระทบของการแผ่กระจาย	11
2.2.4ความสูญเสีย	12
2.3 วงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ	13
2.3.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของการเชื่อมต่อ	13
2.3.2 การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ	15
2.4 วงจรกรองผ่านต่ำ	17
2.4.1 ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์ในวงจรไมโครสตริปที่ความกว้างเปลี่ยนแบบเป็นขั้น	17
2.4.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบวงจร กระจาย	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5 วงจรกรองผ่านแถบความถี่	24
2.5.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่จากวงจรกรองแบบผ่านต่ำ	25
2.5.2 ตัวประกอบคุณภาพ	30
บทที่ 3 ทฤษฎีไฟไนซ์ดิฟเฟอเรนท์ไทม์โดเมน	31
3.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปแบบ 3 มิติ	31
3.2 ทฤษฎีของยี	33
3.3 สมการผลต่างสืบเนื่อง	36
3.4 เงื่อนไขความมีเสถียรภาพเชิงตัวเลข	41
3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตช์สมบูรณ์	44
3.6 การทำขั้นเวลาแบบเอกโพเนนเชียล	48
3.7 แบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทาน	51
3.8 การหาพารามิเตอร์ S โดยใช้วิธี FDTD	52
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้าง	55
4.1 การวัดหาค่าคงที่วัสดุฐานรอง	55
4.2 ไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ	58
4.3 ไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำ	59
4.4 ไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่	60
4.3 ไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา	62
4.3 ไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้าง	62
4.3 ไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขา	63
4.5 ขั้นตอนการสร้าง	64
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	66
5.1 ขั้นตอนการทดลอง	66
5.1.1 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD	66
5.1.2 การวัดความถี่เรโซแนนซ์	71
5.2 ผลการทดลองวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
5.3 ผลการทดลองวงจรกรองแบบผ่านต่ำ	77
5.4 ผลการทดลองไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา	82
5.5 ผลการทดลองไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้าง	86
5.6 ผลการทดลองวงจรเชื่อมต่อสาขา	92
5.7 ผลการทดลองวงจรกรองผ่านแถบความถี่	97
บทที่ 6 วิจารณ์และบทสรุป	102
6.1 สรุปผลการทดลอง	102
6.2 ข้อเสนอแนะ	102
บรรณานุกรม	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
1.1	ขั้นตอนการทำปริญญานิพนธ์	3
2.1	โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์	4
2.2	เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสติปไลน์	5
2.3	ไมโครสติปที่มี w/h >> 1 และ w/h << 1	7
2.4	ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่า $\varepsilon_{eff}(f)$	8
2.5	แสดงวิวัฒนาการของไมโครสติปจากสายส่งแบบ 2 สาย	9
2.6	แสดงรูปแบบของวงจร 4 พอร์ตของการเชื่อมต่อทางตรง	14
2.7	แสดงรูปแบบวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ	15
2.8	ไมโครสติปที่มีความกว้างเปลี่ยนเป็นขั้นและวงจรสมมูล	18
2.9	การขั้นไมโครสติปด้วยแถบสตริปที่กว้างขึ้นและแคบลง และวงจรสมมูลทางไฟฟ้า	19
2.10	ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนาบด้วยชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ และวงจรสมมูลที่ได้	23
2.11	วงจรฟิลเตอร์ชิ้นส่วนลัมป์และวงจรไมโครสติปที่ทำงานเหมือนกัน	24
2.12	ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่	25
2.13	วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่สร้างจากสายแถบแคบ	25
2.14	วงจรกรองแบบผ่านต่ำ	26
2.15	ผลตอบสนองการลดทอน	26
2.16	การแสดงขนาดและระยะห่างของสายแถบแคบต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเชื่อมต่อแบบขนาน	30
3.1	รูปสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามทฤษฎีของยี	34
3.2	รูปแสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าตามเวลา	36
3.3	โครงสร้างของกริด FDTD 2 มิติที่มี PML ABC	47
3.4	แหล่งกำเนิดของ FDTD กับแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทาน R_S	51
3.5	แรงดัน กระแส และความต้านทานสำหรับวงจรข่าย 2 พอร์ต	53
4.1	แสดงขั้นตอนการออกแบบและการสร้าง	55
4.2	แสดงการหาค่าคงที่วัสดุฐานรอง	56
4.3	กราฟแสดงคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริป	56
4.4	การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทำการวัดด้วยวิธี Two Microstrip Line	57
4.5	แสดงรูปแบบโครงสร้าง ไมโครสติปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.6 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ	59
4.7 แสดงรูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำ	60
4.8 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองแบบผ่านต่ำหลังการออกแบบเรียบร้อยแล้ว	60
4.9 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่	61
4.10 แสดงพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลังการออกแบบเรียบร้อยแล้ว	61
4.11 แสดงรูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา	62
4.12 แสดงรูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้าง	63
4.13 แสดงรูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขา	64
5.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์โดยใช้วิธี FDTD	67
5.2 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.1) ในโดเมนเวลา	69
5.3 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.1) ในโดเมนความถี่	69
5.4 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.2) ในโดเมนเวลา	70
5.5 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.2) ในโดเมนความถี่	70
5.6 ชุดวัดความถี่เรโซแนนซ์	71
5.7 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy	72
5.8 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับที่ขั้นเวลา 300	73
5.9 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy	74
5.10 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับที่ขั้นเวลา 300	75
5.11 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวัด	76
5.12 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวิเคราะห์	76
5.13 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy	77
5.14 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาที่ขั้นเวลา 300	78
5.15 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy	79
5.16 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของวงจรกรองแบบผ่านต่ำที่ขั้นเวลา 300	80
5.17 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21ที่ได้จากการวัด	81
5.18 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวิเคราะห์	81

เอกสารนี้สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามมิให้ทำซ้ำ ดัดแปลง หรือนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ หน้า

5.41 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัดโดยจะทำการเปรียบเทียบ
ผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD 101

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ปัจจุบันเทคโนยีการสื่อสารเข้ามามีส่วนสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์เรามากขึ้น โดยเฉพาะเทคโนโลยีการสื่อสารที่ใช้ความเร็วสูงและเทคโนโลยีการสื่อสารสมัยใหม่ ดังจะเห็นได้จากวิวัฒนาการด้านการสื่อสารที่มีการพัฒนามาจากอดีตจนถึงปัจจุบันและมีแนวโน้มว่าจะมีวิวัฒนาการก้าวล้ำหน้าต่อไปในอนาคต สายนำสัญญาณก็เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญอย่างหนึ่งซึ่งใช้เป็นตัวนำพาสัญญาณโดยการส่งพลังงานในรูปของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าผ่านตัวนำแบบต่างๆจะเป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างสายอากาศกับวงจรออสซิลเลเตอร์

การวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์สามารถใช้สมการของแมกเวลซ์มาทำการวิเคราะห์ได้โดยตรง แต่ในปัจจุบันนี้ความก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีมีมากขึ้นทำให้ไมโครสตริปไลน์มีรูปแบบที่มีความหลากหลายมากขึ้น ซึ่งถ้าหากใช้สมการของแมกเวลซ์มาวิเคราะห์จะทำให้มีความยุ่งยากสลับซับซ้อนและเสียเวลามากดังนั้นในส่วนของโครงงานนี้จึงได้ใช้วิธีไฟไนซ์ดิฟเฟอเรน-ไทม์โดเมน (The Finite Difference Time Domain Method :FDTD) มาช่วยในการวิเคราะห์ ซึ่งเป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมใช้วิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยทำการวิเคราะห์ในขอบเขตของเวลา การวิเคราะห์โดยวิธี FDTD เป็นวิธีที่มีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในการคำนวณด้านสายอากาศและวงจรไมโครเวฟ ซึ่งเป็นวิธีการวิเคราะห์ที่มีความเที่ยงตรงสูง มีการวิเคราะห์ที่เป็นระเบียบแบบแผน นำมาเขียนเป็นโปรแกรมคอมพิวเตอร์ได้ง่าย และใช้เวลาในการวิเคราะห์ไม่นาน

1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาคุณสมบัติและการออกแบบไมโครสตริปไลน์ และโครงสร้างที่ประกอบด้วยไมโครสตริปไลน์ตลอดจนการสร้างและการวัดค่าพารามิเตอร์ในช่วงความถี่ที่ต้องการ
2. เพื่อศึกษาวิธีการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์และโครงสร้างที่ประกอบด้วยไมโครสตริปไลน์โดยใช้วิธี FDTD
3. เพื่อศึกษาลักษณะการแพร่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนาม และการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าในไมโครสตริปไลน์และโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยไมโครสตริปไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

1. สร้างวงจรสายนำสัญญาณไมโครสติปไลน์และโครงสร้างไมโครสตริปไลน์ รวมทั้งทำการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FD-TD แล้วทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวัด
2. ทำการวิเคราะห์การแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบ และการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กในสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์ และโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยไมโครสตริปไลน์

1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถทำการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์ และโครงสร้างที่ประกอบไปด้วยไมโครสตริปไลน์ โดยใช้วิธี FD-TD ได้ รวมทั้งศึกษาลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนาม และการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าได้
2. มีความเข้าใจถึงลักษณะโครงสร้าง และพารามิเตอร์พื้นฐานของไมโครสตริปไลน์
3. สามารถสร้างและทำการวัดหาค่า S พารามิเตอร์ของสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์และโครงสร้างไมโครสตริปไลน์ได้
4. ได้รับความรู้จากการใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ และการสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์และโครงสร้างไมโครสตริปไลน์ เช่น โปรแกรมภาษา C , Matlab และ Ledit รวมทั้งได้ศึกษาถึงการใช้เครื่องซุปเปอร์คอมพิวเตอร์ช่วยในการวิเคราะห์อีกด้วย

1.4 รายละเอียดและขั้นตอนการทำปริญญานิพนธ์

ในการทำปริญญานิพนธ์ครั้งนี้ได้มีการศึกษาถึงข้อมูลทางทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง การวางแผนการทำโครงงานในส่วนต่างๆ และมีการทำงานตามขั้นตอนตามแผนผังที่แสดงดังรูปที่ 1.1

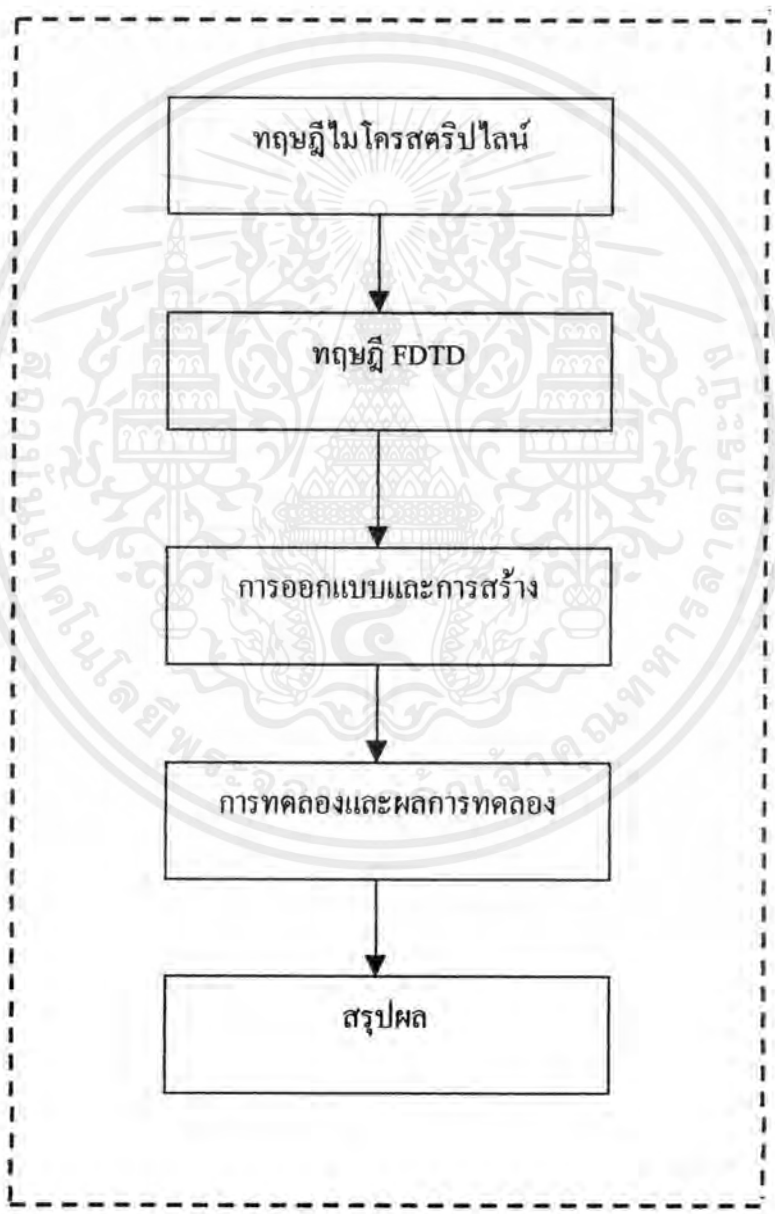
ในส่วนของทฤษฎีที่ได้ทำการศึกษานั้นจะมีอยู่สองส่วนด้วยกัน ส่วนแรกกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของไมโครสตริปไลน์ ลักษณะสนามของไมโครสตริปไลน์ การออกแบบไมโครสตริปไลน์ชิ้นส่วนวงจรไมโครสตริปแบบรีแอคทีฟและการแมตช์อิมพีแดนซ์ รวมทั้งค่าพารามิเตอร์ต่างๆของไมโครสตริปไลน์ด้วย ส่วนที่สองจะอยู่ในบทที่ 3 เป็นการศึกษาเกี่ยวกับวิธี FDTD ซึ่งจะกล่าวถึงทฤษฎีของยี สมการผลต่างสืบเนื่อง เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข การทำขั้นเวลาแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล แบบจำลองแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทาน การหาพารามิเตอร์ S โดยใช้วิธี FDTD ซึ่งทั้งหมดนี้จะเป็นการวิเคราะห์ในรูปแบบ 3 มิติ

การออกแบบและการสร้าง ได้กล่าวถึงการหาค่าคงที่ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก การออกแบบวงจรไมโครสตริปไลน์และขั้นตอนการสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองและผลการทดลองอยู่ในบทที่ 5 เป็นการวัดคุณสมบัติของวงจรไมโครสตริปไลน์และการวิเคราะห์ โดยการนำเอาทฤษฎีของ FD-TD มาใช้ในการวิเคราะห์ทดลองโครงสร้างของวงจรไมโครสตริปไลน์ที่ได้ออกแบบไว้ ได้แสดงการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบ การโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า รวมทั้งค่า S พารามิเตอร์ โดยให้เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวัด

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลที่ได้ทั้งหมดรวมทั้งข้อเสนอแนะที่สามารถนำไปใช้เป็นข้อมูลในการพัฒนาให้ดียิ่งขึ้นต่อไป



รูปที่ 1.1 ขั้นตอนการทำปริญญานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

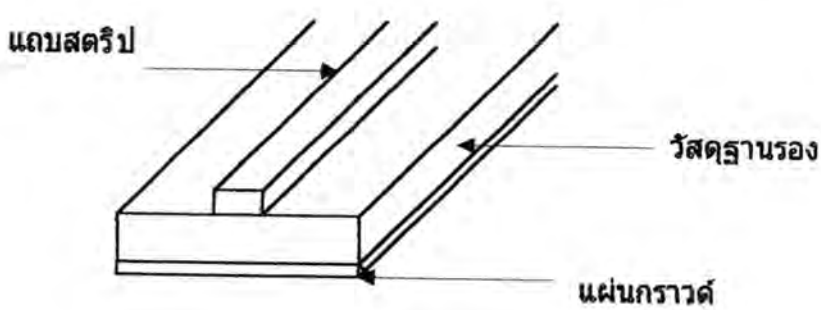
บทที่2
ทฤษฎีและหลักการ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐาน ที่จะนำไปใช้ในการออกแบบและการวิเคราะห์วงจรไมโครสตริปไลน์ซึ่งประกอบไปด้วยโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์ การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริปไลน์ ลักษณะสนามของไมโครสตริปไลน์ คุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์ วงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ (Three stub branch line directional couple) วงจรกรองผ่านต่ำ (Low-pass Filter) และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter) โดยจะกล่าวถึงรายละเอียดของแต่ละหัวข้อดังต่อไปนี้

2.1 พื้นฐานของไมโครสตริปไลน์

2.1.1 โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์

ไมโครสตริปไลน์เป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้ในการเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ ของวงจรไมโครเวฟเนื่องจากไมโครสริปไลน์มีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (microwave intergrate circuit : MIC) แต่มีข้อจำกัดตรงที่สามารถรับกำลังได้ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับเวฟไกด์นอกจากนั้นยังมีค่าการลดทอนสัญญาณที่ค่อนข้างสูงด้วย ส่วนโครงสร้างของไมโครสริปไลน์นั้นจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือโลหะแคบๆอยู่บนวัสดุฐานรอง ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านล่างของวัสดุฐานรองจะเป็นผิวโลหะ หรือเรียกว่าแผ่นกราวด์ (ground plane) พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในวัสดุฐานรองที่อยู่ระหว่างแถบสตริปไลน์กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของวัสดุฐานรองจะประมาณ 2 มิลิเมตร หรือต่ำกว่า ขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ ตามที่เราต้องการ สำหรับวัสดุฐานรองนั้น จะมีค่าคุณสมบัติที่สำคัญคือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ โดยที่ค่านี้จะส่งผลทำให้ลักษณะสมบัติทางอิมพีแดนซ์ของไมโครสตริปไลน์เปลี่ยนแปลง

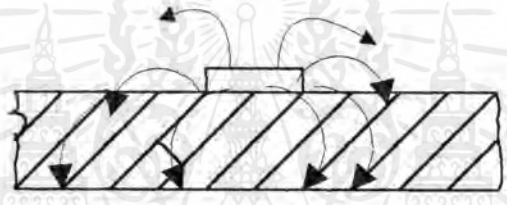


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของไมโครสตริปไลน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริปไลน์

ไมโครสตริปไลน์ถึงแม้ว่าจะมีโครงสร้างที่ง่าย แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปไลน์โดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนพิกัดที่ใช้และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ โดยพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปไลน์นั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มากแต่จะไม่ใช่โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ จึงเรียกโหมดนี้ว่า โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) ดังรูปที่ 2.2 ได้แสดงเส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริปไลน์ การที่มีสนามในแนวแกนอยู่เป็นเพราะโครงสร้างที่มีสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่นี้โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็นไฮบริดโหมด



รูปที่ 2.2 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริปไลน์

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาคุณสมบัติของไมโครสตริปไลน์ได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่าอินดัคแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าลักษณะสมบัติอิมพีแดนซ์ได้ แต่การหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปไลน์ จะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอคเชียล เพราะไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริก และอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดัคแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกกระทบจากการมีสารไดอิเล็กตริก

ถึงแม้ว่าการหาค่าคาปาซิแตนซ์จะมีความยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็มีวิธีทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล (effective dielectric constant : ε_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกัน และเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือมีดิสเพอร์ชั่นเชิงวัสดุดังนั้น ε_{eff} ที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ด้วย จากการศึกษาและการทดลองพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2GHz ลงมา ค่า ε_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปจากกรณีของไฟฟ้าสถิตน้อยมาก จึงสามารถอนุโลมให้ใช้ค่า ε_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชั่น โดยทำการปรับแต่งค่า ε_{eff} ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งาน

ในการหาค่า ε_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น เมื่อคลื่นที่ส่งไปในไมโครสตริปไลน์เป็น TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Zo จะเขียนในรูปของค่าความเหนี่ยวนำต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าความจุต่อหนึ่งหน่วยความยาว C ดังนี้

$$Zo = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.1}$$

ขณะเดียวกันความเร็วเฟส Vp เป็น

$$Vp = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.2}$$

ต่อไปพิจารณากรณีที่วัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศล้อมรอบไมโครสตริปอยู่ สภาพนี้ความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวจะเปลี่ยนไป โดยที่ค่าอินดัคแตนซ์ไม่ถูกกระทบถ้าให้ค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวที่เปลี่ยนไปมีค่าเป็น C_1 กับความเร็วเฟสดังนี้

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} \tag{2.3}$$

นำสมการ (2.3) หารด้วยสมการ (2.2) จะได้ผลดังนี้

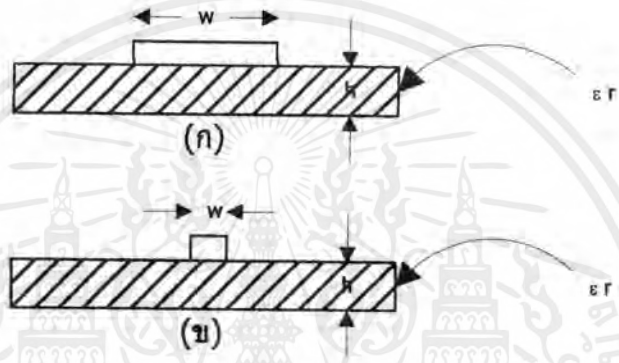
$$\frac{C}{C_1} = \left(\frac{C}{V_p}\right)^2 \tag{2.4}$$

ค่า C/C_1 นี้ที่จริงก็คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของสารไดอิเล็กตริกที่ล้อมรอบระบบเก็บประจุอยู่ ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ค่านี้ก็จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกประสิทธิผลของไมโครสตริปไลน์ที่มีวัสดุฐานรองเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่คือ

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{C}{V_p}\right)^2 \tag{2.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลที่ได้จะเห็นว่า ถ้ารู้ค่า ε_{eff} ได้ก็จะสามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นได้ อย่างไรก็ตามค่า ε_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปไลน์เมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของวัสดุฐานรอง โดยพิจารณาได้ 2 กรณี กรณีแรกคือ $w / h >> 1$ แสดงในรูปที่ 2.3(ก) ในกรณีนี้เนื่องจากเส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านอยู่ในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ε_r ของวัสดุฐานรอง หรือ $\varepsilon_{eff} \rightarrow \varepsilon_r$ สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w / h << 1$ ดังรูปที่ 2.3 (ข)



รูปที่ 2.3 ไมโครสตริปที่มี $w / h >> 1$ และ $w / h << 1$

ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านวัสดุฐานรองครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\varepsilon_r +1)/2$ จะเห็นได้ว่าค่า ε_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w / h และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้จากกรณีดังนี้

$$\frac{1}{2}(\varepsilon_r + 1) \leq \varepsilon_{reff} \leq \varepsilon_r \tag{2.6}$$

เพื่อสะดวกในการคำนวณและออกแบบ ได้มีการเขียนค่า ε_{eff} ดังต่อไปนี้

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q(\varepsilon_r - 1) \quad , \quad \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \tag{2.7}$$

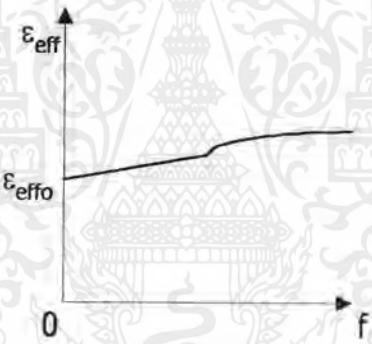
โดยที่ค่า q ในสมการ (2.7) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์มากน้อยเพียงไร เมื่อเขียนค่า ε_{eff} ตามสมการที่ (2.7) นี้ ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w / h

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงขึ้นกว่า 2 GHz นั้นการกระจายเชิงวัสดุของวัสดุฐานรองจะมีผลมาก การคำนึงถึงผลกระทบของการกระจายในส่วนนี้จะทำได้โดยการพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ε_{eff} ตามสมการที่ (2.5) เขียนได้ดังนี้

$$\varepsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{V_p(f)} \right\}^2 \tag{2.8}$$

จากสมการ (2.8) พบว่าในช่วงความถี่ต่ำ $f \rightarrow 0$ นั้นค่า $\varepsilon_{eff}(f)$ ก็จะเข้าหาค่า ε_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตและเมื่อ $f \rightarrow \infty$ ค่า $\varepsilon_{eff}(f)$ ก็จะลู่เข้าหาค่า ε_r ของวัสดุฐานรอง เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าหาความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นวัสดุฐานรอง ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงของค่า $\varepsilon_{eff}(f)$ ตามความถี่จะเป็นดังรูปที่ 2.4 ซึ่งค่า $\varepsilon_{eff}(f)$ จะสูงขึ้นตามความถี่



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่า $\varepsilon_{eff}(f)$

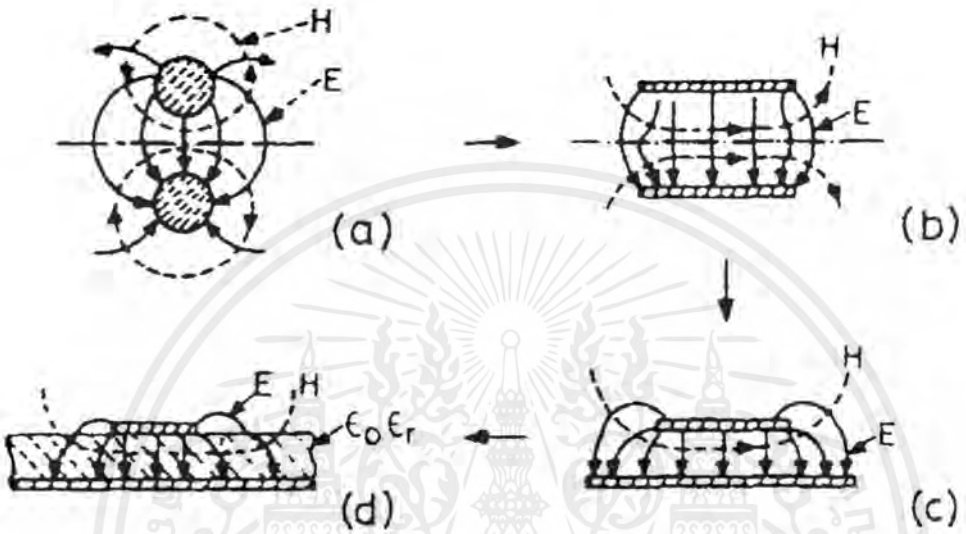
2.1.3 ลักษณะสนามของไมโครสตริปไลน์ (Microstrip field configuration)

ไมโครสตริปไลน์เป็นสายส่งสองตัวนำสามารถพิจารณาในลักษณะวิวัฒนาการของสายส่งสองสาย (two-wire) ในรูปที่ 2.5 ซึ่งแปลงจาก (a) ไป (b) เป็นปัจจัยในการเปลี่ยนรูปร่างของตัวนำ และจาก (b) ไป (c) นำไปสู่การวางแผ่นตัวนำที่สมมาตรในรูป (d) ได้โดยการใส่ไดอิเล็กตริกเบาๆ เข้าไประหว่างตัวนำทั้งสองและผลที่เกิดขึ้นหลังจากขั้นสุดท้ายนี้คือ ไดอิเล็กตริกตรงกลางจะกลายเป็น (inhomogeneous)

ไมโครสตริปไลน์เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบกับสายส่งอื่นๆ เช่น เปรียบเทียบกับสตริปไลน์ จะสังเกตได้ว่าแผ่นไมโครสตริปจะเปิดที่ด้านบน รูปแบบที่เปิดนี้จะทำให้ไมโครสตริปเหมาะสมมากสำหรับใช้ในวงจรร่วมไมโครเวฟ (MICs) เมื่อมีอุปกรณ์ (แอคทีฟหรือพาสซีฟ) ที่ต้องสร้างใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยเป็นไปได้ที่รวมเข้าไว้หลังจากวงจรได้สร้างเสร็จแล้ว อย่างไรก็ตามแผ่นเปิดของไมโครสตริปไลน์ก็เป็นเหตุให้เกิดความยุ่งยากบางอย่างในการวิเคราะห์และการออกแบบไมโครสตริปไลน์ เพราะความจริงนั้นการที่ไดอิเล็กตริกเป็นอากาศจะเปลี่ยนโหมดในการแพร่ในไมโครสตริปไลน์เป็น non-TEM hybrid



รูปที่ 2.5 แสดงวิวัฒนาการของไมโครสตริปจากสายส่งแบบสองสาย

2.2 คุณสมบัติของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไลน์

ไมโครสตริปไลน์ดังแสดงในรูปที่ 2.1 เป็นสายส่งที่มีคุณสมบัติไม่เหมือนกับสตริปไลน์ เพราะว่าเส้นสนาม (field line) ระหว่างสตริปและกราวน์เพลนนั้นไม่ได้อยู่ในซับสตรทตลอดทั้งหมด ดังนั้นโหมดการแพร่กระจายคลื่นของไมโครสตริปไลน์จะไม่เป็นโหมด TEM ทั้งหมดแต่จะดูเหมือน TEM สำหรับโหมดการแผ่กระจายโหมดนี้จะมีเฟสเวลโลซิตี้ของไมโครสตริปดังสมการที่ผ่านๆมา ในไมโครสตริปไลน์ผลของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก ε_{re} มีค่าต่ำกว่าค่าคงที่ไดอิเล็กตริกของซับสเตรท และอธิบายในรูปแบบของสนามภายนอกซับสเตรท ส่วนที่มีความสำคัญของการศึกษาในเรื่องสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป คือสมการที่ใช้ในการปรับปรุงเพื่อให้ได้ผลที่ดีที่สุด (optimize) และการคำนวณออกแบบของวงจรไมโครสตริป รวมทั้งสมการที่แสดงคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance) และผลของค่าคงที่ไดอิเล็กตริก(effective dielectric constant) และสมการค่า loss

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 คุณสมบัติของอิมพีแดนซ์และค่าคงที่ไดอิเล็กตริกประสิทธิผล

สมการที่ใช้ในการแสดงค่า Z_o และ ε_{re} สามารถ แสดงได้ดังนี้

$$Z_o = \begin{cases} \dfrac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ell n\left(\dfrac{8h}{W} + 0.25\dfrac{W}{h}\right) & for\,(W/h \le 1) \\ \dfrac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\left[\dfrac{W}{h} + 1.393 + 0.667\ell n\left(\dfrac{W}{h} + 1.44\right)\right]^{-1} & for\,(W/h \ge 1) \end{cases} \tag{2.9}$$

เมื่อ $\eta = 120\pi$ โอห์ม และ

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}(1 + 10h/W)^{-1/2} \tag{2.10}$$

ค่าความผิดพลาดสูงสุดของ ε_{re} และ Z_o นั้นจะมีค่าที่น้อยกว่า 2 เปอร์เซ็นต์ และสมการของ W/h ในเทอมของ Z_o และ ε_{re} แสดงได้ดังสมการข้างล่างนี้

เมื่อ A > 1.52

$$W/h = \frac{8\exp(A)}{\exp(2A) - 2} \tag{2.11}$$

เมื่อ A ≤ 1.52

$$W/h = \frac{2}{\pi}\left\{B - 1 - \ell n(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left[\ell n(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right]\right\} \tag{2.12}$$

ซึ่ง

$$A = \frac{Z_o}{60}\left(\frac{\varepsilon_r + 1}{2}\right)^{1/2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right)$$

และ $$B = \frac{60\pi^2}{Z_o\sqrt{\varepsilon_r}}$$

จากสมการข้างบนนี้ จะเห็นได้ว่าความหนาของสตริปนั้นมีผลกระทบน้อยมาก แต่ในทางปฏิบัติแล้วความหนาของสตริป "t" นั้นมีผลต่อคุณลักษณะที่ทำการวิเคราะห์ อย่างไรก็ตามเมื่อ $t/h \le 0.005$ ทั้งในทางทฤษฎีและทางปฏิบัติแล้วจะยินยอมให้ค่า $t/h = 0$ คือไม่นำค่า "t" มาคิดด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 ผลกระทบจากความหนาของสตริป

การคำนวณดังสมการข้างบนเป็นการคำนวณที่ไม่ได้นำค่าความหนาของสตริปไลน์มาพิจารณาด้วย ในการคำนวณค่าของ Z_o และ ε_{re} ของไมโครสตริปนั้น สูตรที่ใช้ในการคำนวณที่มีความถูกต้องแม่นยำนั้น จะต้องมีการกำหนดขนาดความหนาของสตริปเอาไว้ด้วย ซึ่งแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$Z_o = \begin{cases} \dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \ell n\left(\dfrac{8h}{W_e} + 0.25\dfrac{W_e}{h}\right) & for\,(W/h \le 1) \\ \dfrac{376.7}{\sqrt{\varepsilon_{re}}}\left[\dfrac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667\ell n\left(\dfrac{W_e}{h} + 1.44\right)\right]^{-1} & for\,(W/h \ge 1) \end{cases} \tag{2.13}$$

เมื่อ $\dfrac{W_e}{h} = \dfrac{W}{h} + \dfrac{\Delta W}{h}$

และ

$$\frac{\Delta W}{h} = \begin{cases} \dfrac{1.25}{\pi}\dfrac{t}{h}\left(1 + \ell n\dfrac{4\pi W}{t}\right) & (W/h \le 1/2\pi) \quad (2.14a) \\ \dfrac{1.25}{\pi}\dfrac{t}{h}\left(1 + \ell n\dfrac{2\pi}{t}\right) & (W/h \ge 1/2\pi) \quad (2.14b) \end{cases}$$

$$\varepsilon_{re} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F(W/h) - Q \tag{2.15}$$

ซึ่ง

$$Q = \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6}\frac{t/h}{\sqrt{(W/h)}} \quad \text{และ} \quad F(W/h) = (1 + 10h/W)^{-1/2} \tag{2.16}$$

2.2.3 ผลกระทบของการแผ่กระจาย

ผลกระทบของความถี่ที่มีผลต่อค่าของ ε_{re} สามารถอธิบายได้จากรูปแบบของการแผ่กระจายตามทฤษฎีต่างๆที่มีผู้คิดค้นเอาไว้ ผลกระทบของความถี่ที่มีผลต่อค่าของ Z_o ก็มีการอธิบายไว้เช่นเดียวกันโดยมีการอ้างอิงจากทฤษฎีที่ได้ทดลองเอาไว้ ค่า Z_O และ ε_{re} มีสมการในการคำนวณดังสมการข้างล่างนี้

$$Z_o(f) = Z_o T - \frac{Z_o T - Z_o}{1 + G(f/f_p)^2} \tag{2.17}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $$\varepsilon_{re}(f)=\varepsilon_r-\frac{\varepsilon_r-\varepsilon_{re}}{1+G(f/f_p)^2} \quad (2.18)$$

ซึ่ง $$G=\left[\frac{Z_o-5}{60}\right]^{1/2}+0.004\,Z_o \quad (2.19)$$

และ $$f_p\,(GHz)=15.66\,Z_o/h \quad (2.20)$$

จากสมการข้างบน h มีหน่วยเป็นมิล(mil) , Z_o มีหน่วยเป็นโอห์ม และ Z_{oT} มีค่าเป็นสองเท่าของคุณลักษณะอิมพีแดนซ์ของสตริปไลน์ที่มีความกว้างเป็น W และความสูงเท่ากับ2h คุณลักษณะของ Z_o และ ε_{re} มีค่าเป็นแบบควอซี่-สตาติคส์ Kuester และ Chang ได้วิจารณ์วิธีเชิงตัวเลขสำหรับการแพร่กระจาย (dispersion) ในไมโครสตริปซึ่งเป็นสมการสำหรับ ε_{re} ในเทอมของความถี่ขึ้นอยู่กับ capacitance และค่าพารามิเตอร์เหนี่ยวนำในสาย

2.2.4 ความสูญเสีย

การแสดงสมการผลรวมของการสูญเสียสามารถศึกษาได้จากเอกสารทางวิศวกรรมไมโครเวฟหลายๆเล่ม ในที่นี้จะแสดงสมการของความสูญเสียของตัวนำ α_c ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\alpha_c=\left\{1.38A\frac{R_s}{hZ_o}\frac{32-(W_e/h)^2}{32+(W_e/h)^2}\right. \quad db/m \quad (W/h\le 1) \quad (2.21a)$$

$$\alpha_c=\left\{6.1\times10^{-5}A\frac{R_sZ_o\varepsilon_{re}}{h}\left\{W_e/h+\frac{0.667W_e/h}{W_e/h+1.44}\right\}\right. \quad db/m \quad (W/h\ge 1) \quad (2.21b)$$

ซึ่งค่า (W_e/h) ได้มาจากสมการ 2.14

$$A=1+\frac{h}{W_e}\left(1+\frac{1}{\pi}\ell n\frac{2B}{t}\right) \quad (2.22)$$

$$R_s=\sqrt{\pi f\mu_o\rho} \quad (2.23)$$

$$\text{B} = \text{h} \quad \text{เมื่อ} \quad W/h\ge\frac{1}{2\pi}$$

$$\text{B} = 2\pi\text{W} \quad \text{เมื่อ} \quad W/h\le\frac{1}{2\pi}$$

และ ρ เป็นค่าความต้านทานของ strip conductor

ความสูญเสียไดอิเล็กตริก (dielectric loss) α_d สามารถเขียนได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{\varepsilon_{re}}} \frac{\tan\delta}{\lambda_o} \quad db/m \qquad (2.24)$$

เมื่อ $\tan\delta$ เป็น ความสูญเสียสัมพัทธ์ (loss tangent) ของไดอิเล็กตริก

ปกติแล้วค่าความสูญเสียไดอิเล็กตริก จะมีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความสูญเสียของตัวนำ

2.3 วงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ

ลักษณะรูปร่างที่เหมือนสตริปไลน์ มีลักษณะพื้นฐานอยู่ 2 รูปแบบที่พบได้แพร่หลายคือ การเชื่อมต่อทางตรงแบบสาขา (branch-line directional coupler) และการเชื่อมต่อทางตรงแบบขนาน (parellel-coupled directional coupler) ซึ่งมีวงจรที่เป็นส่วนประกอบสำคัญ 2 ลักษณะ กล่าวคือ จะมีพอร์ตเอาท์พุทสองพอร์ตที่มีลักษณะแยกออกจากกันโดยที่สัญญาณของทั้งสองพอร์ตนี้จะต่างเฟสกัน 90 องศา รูปแบบของส่วนประกอบ สร้างจากบล็อกของหลาย ๆ ส่วนประกอบ ตัวอย่างเช่น balanced mixers , variable attenuator , PIN diode phase shifter , directional filters , diplexers , multiplexer และ TR switches ในที่นี้แบบ Branch-line couplers เป็นแบบที่ใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบการป้อนด้วยสายอากาศอาร์เรโดยเป็นการเชื่อมต่อแบบ Y ซึ่งเป็นชนิดของการแบ่งกำลังและตัวแปลงอิมพีแดนซ์ ซึ่งการเชื่อมต่อทางตรงนี้จะเป็นผลดีต่ออุปกรณ์ประเภท active

2.3.1 พารามิเตอร์พื้นฐานของการเชื่อมต่อ

การเชื่อมต่อทางตรง เป็นวงจรพื้นฐาน 4 พอร์ตที่ต้องมีด้านที่มีขนาดเท่ากันอย่างน้อยหนึ่งด้าน แสดงดังรูปที่ 2.6 โดยที่กำหนดให้พอร์ต 1,2,3 และ พอร์ต4 คือ พอร์ตอินพุท(input port) , พอร์ตทางตรง (direct port) , พอร์ตเชื่อมต่อ (coupled port) และ พอร์ตแยก (isolate port) ตามลำดับ ถ้าให้ P1 เป็นกำลังที่จ่ายให้พอร์ตอินพุท ส่วน $P'1$ เป็นกำลังที่สะท้อนกลับจากพอร์ตอินพุท และ P2 , P3 , P4 เป็นกำลังด้านเอาท์พุทจากพอร์ตทางตรง พอร์ตเชื่อมต่อ และพอร์ตแยก ตามลำดับ ดังนั้นจะได้สูตรของการเชื่อมต่อ ที่ถูกกำหนดโดยพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้คือ

$$\text{Coupling C(dB)} = -10\log_{10}\frac{P3}{P1} = -20\log_{10}|S_{13}| \qquad (2.25a)$$

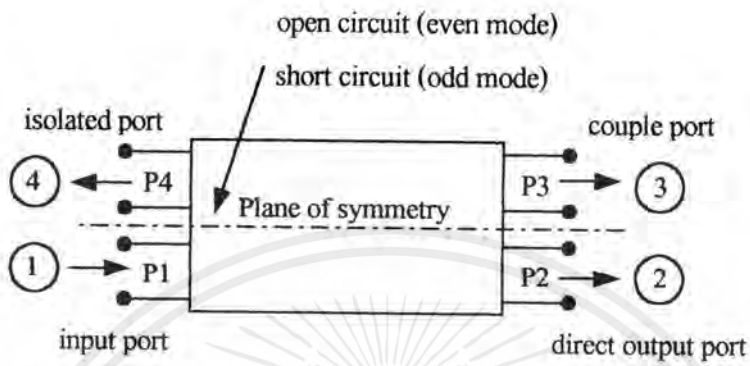
$$\text{Directivity D(dB)} = -10\log_{10}\frac{P4}{P3} = -20\log_{10}|S_{34}| \qquad (2.25b)$$

$$\text{Isolation L(dB)} = -10\log_{10}\frac{P4}{P1} = -20\log_{10}|S_{14}| \qquad (2.25c)$$

$$\text{Return loss R(dB)} = -10\log_{10}\frac{P'1}{P1} = -20\log_{10}|S_{11}| \qquad (2.25d)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Input\ VSWR = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \tag{2.26}$$



รูป 2.6 แสดงรูปแบบของวงจร 4 พอร์ตของการเชื่อมต่อทางตรง

พารามิเตอร์การกระจาย (scattering) ของการเชื่อมต่อสามารถหาได้จาก 2 พอร์ตพารามิเตอร์ของครึ่งหนึ่งของโครงสร้าง สำหรับโหมดคู่และโหมดคี่ของการกระตุ้น จะได้

$$S_{11} = \frac{1}{2}\left(S_{11e} + S_{11o}\right) \tag{2.27a}$$

$$S_{12} = \frac{1}{2}\left(S_{12e} + S_{12o}\right) \tag{2.27b}$$

$$S_{13} = \frac{1}{2}\left(S_{12e} - S_{12o}\right) \tag{2.27c}$$

$$S_{14} = \frac{1}{2}\left(S_{11e} - S_{11o}\right) \tag{2.27d}$$

ซึ่งอักษรตัว e และ o หมายถึงโหมดคู่และโหมดคี่ของการกระตุ้น ตามลำดับ พารามิเตอร์การกระจายสำหรับ 2 โหมดของการกระตุ้นสามารถหาได้จาก ABCD พารามิเตอร์

$$S_{\substack{11e \\ o}} = \left[\frac{BYc - C/Yc}{2A + BYc + C/Yc}\right]_{\substack{e \\ o}} \tag{2.28a}$$

$$S_{\substack{12e \\ o}} = \left[\frac{2}{2A + BYc + C/Yc}\right]_{\substack{e \\ o}} \tag{2.28b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

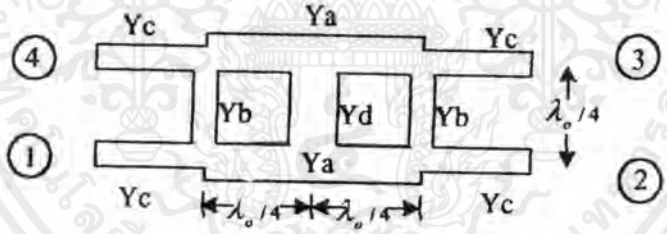
ซึ่ง Yc คือ คุณลักษณะการยอมให้ (characteristic admittance) ของส่วนประกอบทางด้านอินพุทและเอาท์พุท เมื่อ e และ o ที่อยู่ภายนอกวงเล็บหมายถึงพารามิเตอร์ A, B และ C

ในทางอุดมคติ ค่าของ P1 = P4 = 0 ที่ความถี่ที่ทำการออกแบบเพราะฉะนั้นค่า directivity , isolation และค่า return loss ที่แสดงในรูป dB จะต้องมีค่าเป็น α และถ้าให้ S11 = 0 จะได้

$$BYc = C/Yc \qquad (2.29)$$

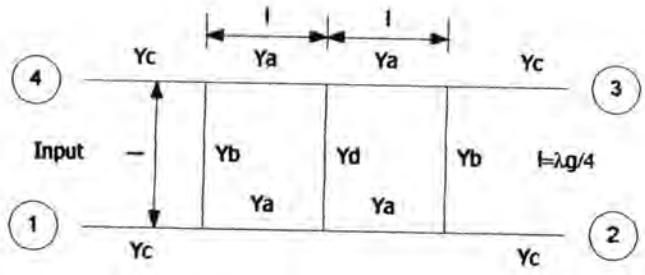
2.3.2 การออกแบบวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ

เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 2 สตับแล้ว วงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับดังแสดงในรูปที่ 2.7 จะให้แบนวิดท์ที่มากกว่าประมาณ 25% ตามสมการที่ใช้ในการออกแบบสำหรับการคัปปลิ้งที่ย่านกลาง (midband) และสูตรสำหรับคำนวณความถี่ตอบสนองที่จะได้กล่าวถึงต่อไป จากรูปที่ 2.7 การคัปปลิ้งที่ 0 dB อาจจะสามารถทำได้ โดยกำลังทั้งหมดที่ป้อนเข้าที่อินพุทพอร์ตที่ 1 จะปรากฏที่พอร์ต 3 ซึ่งการคัปปลิ้งแบบนี้สามารถใช้ได้เช่นเดียวกับดูเพล็กเซอร์ ส่วนการคัปปลิ้งที่ 3dB ซึ่งมี Z_o เท่ากับ 50 โอห์ม ค่าอิมพีแดนซ์ของสองตัวที่ต่อขนานกันจะมีค่าเท่ากับ 120.8 โอห์ม



รูปที่ 2.7 แสดงรูปแบบวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ

การออกแบบค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเชื่อมต่อสาขา 3 สตับแสดงได้ดังต่อไปนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ความถี่ย่านกลาง) Midband frequency

f_0 : midband frequency

λ_0 : midband wavelength in the medium

$S_{11} = S_{14} = 0$

$$S_{12} = \frac{Y_a^2\left(Y_b Y_d - Y_a^2\right)}{\left[\left(Y_b Y_d - Y_a^2\right)^2 + Y_d^2 Y_c^2\right]} \tag{2.30}$$

$$S_{13} = \frac{jY_c Y_a^2 Y_d}{\left[\left(Y_b Y_d - Y_a^2\right)^2 + Y_d^2 Y_c^2\right]} \tag{2.31}$$

$$\left(Y_b^2 - Y_c^2\right)Y_d = 2Y_b Y_a^2 \tag{2.32}$$

บรานซ์แอดมิทแตนซ์ (Branch admittance)

	S_{12}	S_{13}	Y_a	Y_b	Y_d
0dB , 90° coupler	0	-j	Y_c	Y_c	Y_c
3dB , 90° coupler	$\frac{1}{\sqrt{2}}$	$-\frac{j}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{2}Y_c$	$(\sqrt{2}-1)Y_c$	$\sqrt{2}Y_c$

พารามิเตอร์สำหรับการคำนวณความถี่ตอบสนอง

λ : guide wavelength in the medium at a frequency

$$\theta = \frac{\pi}{2}\cdot\frac{\lambda_0}{\lambda}, \quad T = \tan\frac{\theta}{2} \tag{2.33}$$

$$A_e = \left(\cos 2\theta - \frac{Y_b T \sin 2\theta}{Y_a}\right) - \frac{Y_d T}{Y_a}\left(\frac{\sin 2\theta}{2} - \frac{Y_b T \sin^2\theta}{Y_a}\right) = D_e \tag{2.34}$$

$$B_e = \frac{j}{Y_a}\left(\sin 2\theta - \frac{Y_b T \sin^2\theta}{Y_a}\right) \tag{2.35}$$

$$C_e = j\left[\begin{array}{l} Y_b T\left\{\left(\cos 2\theta - \frac{Y_b T}{Y_a}\cdot\sin 2\theta\right) - \frac{Y_b T}{Y_a}\left(\sin 2\theta - \frac{Y_b T \sin^2\theta}{Y_a}\right)\right\} \\ +\left(Y_a \sin 2\theta + Y_b T \cos 2\theta\right) + Y_d T \cos^2\theta \end{array}\right] \tag{2.36}$$

$$A_o = \left(\cos 2\theta + \frac{Y_b}{Y_a T}\sin 2\theta\right) + \frac{Y_d T}{Y_a}\left(\frac{\sin 2\theta}{2} + \frac{Y_b}{Y_a T}\cdot\sin^2\theta\right) = D_e \tag{2.37}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$B_e = \frac{j}{Y_a}\left(\sin 2\theta + \frac{Y_d}{Y_a T}\sin^2\theta\right) \tag{2.38}$$

$$C_e = j\left[\begin{array}{l} -\frac{Y_b}{T}\left\{\left(\cos 2\theta - \frac{Y_b \sin 2\theta}{Y_a T}\right) + \frac{Y_d}{Y_a T}\left(\sin 2\theta + \frac{Y_b}{Y_a T}\sin^2\theta\right)\right\} \\ +\left(Y_a \sin 2\theta - \frac{Y_b}{T}\cos 2\theta\right) - \frac{Y_d \cos^2\theta}{T} \end{array}\right] \tag{2.39}$$

แทนพารามิเตอร์เหล่านี้ในสมการ 2.27 และ 2.28 เพื่อหาค่า S_{11} S_{12} S_{13} และ S_{14}

2.4 วงจรกรองผ่านต่ำ (Low-pass Filter)

วงจรกรองคืออุปกรณ์ที่เลือกความถี่ ที่ซึ่งระดับของการลดทอนหรือการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ต่ำในแถบผ่าน และมีระดับของสัญญาณที่ต้องการสูงในแถบผ่าน วงจรกรองโดยพื้นฐานมี 4 ชนิด คือวงจรกรองแบบผ่านต่ำ(low-pass filter) วงจรกรองแบบผ่านสูง (high-pass filter) วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (band-pass filter) และวงจรกรองกำจัดแถบความถี่ (band elimination filter) ในหัวข้อนี้จะได้ทำการศึกษาเฉพาะวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำเท่านั้น ส่วนวงจรอื่นๆจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไป

2.4.1 ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์ในวงจรไมโครสตริปแบบที่มีความกว้างเปลี่ยนแบบเป็นขั้น

ในการประกอบวงจรไมโครสตริปนั้นจำเป็นต้องใช้ชิ้นส่วนวงจรแบบต่าง ๆ เช่น ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ ชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ และชิ้นส่วนลดทอนสัญญาณ เป็นต้น ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบชิ้นส่วนต่าง ๆ และตัวอย่างวงจรที่ใช้ชิ้นส่วนเหล่านี้ เพื่อให้เกิดความเข้าใจและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ได้ในการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

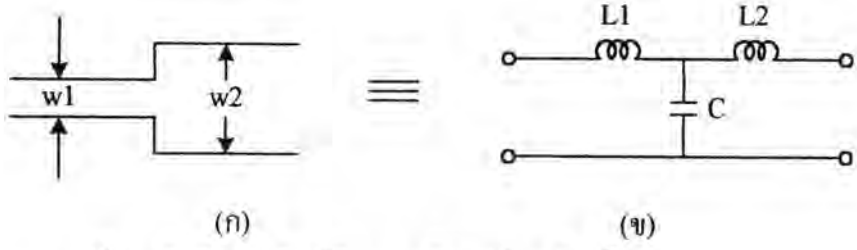
การสร้างชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์ในวงจรไมโครสตริปเพื่อใช้ในการแมทช์อิมพีแดนซ์ก็ดีหรือใช้ในการสร้างวงจรกรองก็ดี จะทำได้หลายแบบด้วยกันคือ แบบที่ใช้ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแบบเป็นขั้น แบบชิ้นส่วนลัมป์ แบบสตับ และแบบที่อาศัยการคัปปลิ้งระหว่างไมโครสตริปที่วางขนานกัน ในที่นี้จะกล่าวถึง ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนแบบเป็นขั้นและค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดขึ้น

โดยทั่วไปไมโครสตริปที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติค่าหนึ่ง เมื่อมีความไม่ต่อเนื่องเกิดขึ้นในลักษณะ ที่ความกว้างของแถบสตริปเปลี่ยนไปแบบเป็นขั้นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 (ก) ตรงมุมฉากที่เกิดขึ้นนั้นจะเกิดการรวมกลุ่มของประจุไฟฟ้า ในขณะเดียวกันก็ทำให้เกิดการไหลของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

42238

กระแสที่บริเวณขอบของสตริปมากขึ้น ลักษณะดังกล่าวนี้เท่ากับทำให้เกิดค่าซันท์คาปาซิแตนซ์และค่าอินดักแตนซ์อนุกรมขึ้นดังวงจรสมมูลที่แสดงไว้ในรูป (ข)



(ก) (ข)

รูปที่ 2.8 ไมโครสตริปที่มีความกว้างเปลี่ยนเป็นขั้นและวงจรสมมูล

การหาค่า L_1 และ L_2 นี้ กุปตา (Gupta) และกลุ่มของการ์กและบาห์ล (Garg and Bahl) ได้ทำการศึกษาไว้ซึ่งได้ผลดังนี้คือ กุปตาได้แสดงให้เห็นว่า ถ้าให้ L_{m1} และ L_{m2} เป็นค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปที่มีความกว้างเป็น w1 และ w2 ตามลำดับ จะได้ค่า L_1 และ L_2 ในรูปต่อไปนี้

$$L_1 = \frac{L_{m1}}{L_{m1} + L_{m2}} L \tag{2.40}$$

$$L_2 = \frac{L_{m2}}{L_{m1} + L_{m2}} L \tag{2.41}$$

โดยที่ L เขียนได้ดังต่อไปนี้

$$L = \left(L_{m1} + l_{m2}\right) \ell_{es} \tag{2.42}$$

และ

$$\ell_{es} = \ell_e \left(1 - \frac{w_1}{w_2}\right) \tag{2.43}$$

โดยที่ ℓ_e มีค่าดังนี้

$$l_e = \frac{cZ_c C_f}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$$

$$= 0.412h \left(\frac{\varepsilon_{eff} + 0.3}{\varepsilon_{eff} - 0.258}\right)\left(\frac{w/h + 0.262}{w/h + 0.813}\right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

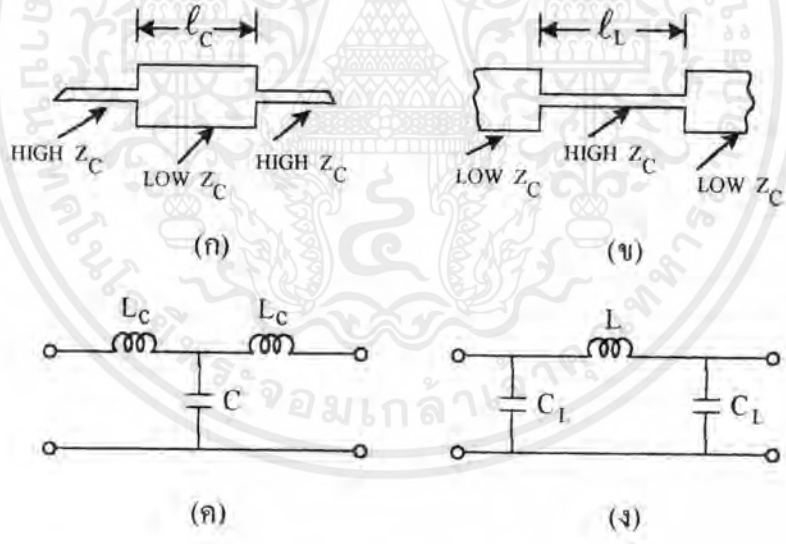
สำหรับค่า C_s นั้นการ์กและบาห์ลได้เสนอสูตรคำนวณไว้ดังนี้คือ กรณีที่ $\varepsilon_r \leq 10$ และ $1.5 \leq w_2 / w_1 \leq 3.5$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} = \left(10.1 \log \varepsilon_r + 2.33\right)\frac{w_2}{w_1} - 12.6 \log \varepsilon_r - 3.17\, pF/m \qquad (2.44)$$

กรณีที่ $\varepsilon_r = 9.6$ และ $3.5 \leq w_2 / w_1 \leq 10$

$$\frac{C_s}{\sqrt{w_1 w_2}} = 130 \log\left(\frac{w_2}{w_1}\right) - 44\, pF/m \qquad (2.45)$$

ในการสร้างชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์และชิ้นส่วนอินดักแตนซ์โดยอาศัยโครงสร้างแบบไม่ต่อเนื่องที่กล่าวมานี้ ก่อนอื่นเราจะพิจารณาคุณสมบัติสำคัญโดยรวมดังนี้คือ ไมโครสตริปที่มีแถบสตริปกว้างกว่าแถบสตริปของสายเมนดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 (ก) จะทำหน้าที่เป็นคาปาซิแตนซ์



รูปที่ 2.9 การดั่นไมโครสตริปด้วยแถบสตริปที่กว้างขึ้นและแคบลง และวงจรสมมูลทางไฟฟ้า

เพราะมีเนื้อที่ในการเก็บประจุมากขึ้น ในทางตรงข้ามไมโครสตริปที่มีขนาดของแถบสตริปแคบกว่าแถบสตริปของสายเมนดังที่แสดงไว้ในรูป 2.9(ข) พื้นที่ในการเก็บประจุจะน้อยลงทำให้พลังงานเก็บสะสมอยู่ในรูปสนามแม่เหล็กมากกว่าสนามไฟฟ้าโครงสร้างนี้จึงทำตัวเหมือนกับค่าอินดักแตนซ์ที่ต่ออนุกรมอยู่กับสายเมน และเนื่องจากที่ปลายไม่ต่อเนื่องทั้งสองด้านจะมีผลทางด้านอิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดักแตนซ์และค่าคาปาซิแตนซ์ตามลำดับ จึงทำให้วงจรสมมูลของชิ้นส่วนทั้งสองแบบนี้เขียนได้ตามรูป 2.9(ค) และรูป 2.9(ง) ตามลำดับ

ในการคำนวณความยาว ℓ_c ที่จะทำให้ชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์มีค่าซันต์คาปาซิแตนซ์ตามต้องการนั้นจะพิจารณาดังนี้คือ เนื่องจากแถบไมโครสตริปที่นำมาคั่นเพื่อทำหน้าที่เป็นซันต์คาปาซิแตนซ์นี้มักมีความยาวระดับหนึ่ง ทำให้ต้องพิจารณาในรูปของวงจรกระจาย และเมื่อนำวงจรกระจายนั้นมาคิดในรูปของวงจรสมมูลรูปตัว T ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9(ค) ค่าซัสเซ็ปแตนซ์ B_c ของวงจรสมมูลจะเขียนในรูปพารามิเตอร์ของวงจรกระจายได้ ดังนี้คือ

$$B_c = \frac{1}{Z_c C} \sin \frac{2\pi \ell_c}{\lambda_g c} \tag{2.46}$$

โดยที่ $Z_c c$ เป็นอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในช่วงที่กำลังพิจารณาอยู่ และ $\lambda_g c$ เป็นความยาวคลื่นในช่วงเดียวกันนี้ จากสมการ (14) นี้เมื่อกำหนดค่า B_c หรือ ωC และ $Z_c c$ มาให้ก็จะสามารถคำนวณความยาวของ ℓ_c ได้ อย่างไรก็ตามเราจำเป็นต้องคิดค่าคาปาซิแตนซ์ที่เกิดขึ้นที่ปลายสายทั้งสองเมื่อไมโครสตริปเส้นนี้ต่ออยู่กับไมโครสตริปที่มีความกว้างของแถบสตริปเล็กกว่าดังกล่าวข้างต้น นอกจากนั้นถ้าไมโครสตริปแถบกว้างนี้ไปต่ออยู่กับไมโครสตริปแถบแคบที่ทำหน้าที่เป็นค่าอินดักแตนซ์ดังวงจรสมมูลในรูปที่ 2.9 (ง) ผลของค่าซัสเซ็ปแตนซ์ B_L ก็จะมีส่วนทำให้ความยาว ℓ_c ที่ต้องการสั้นลงด้วย

สำหรับค่าอินดักแตนซ์ X_L ในวงจรสมมูลตามรูปที่ 2.9 (ค) นั้นจะมีค่าคำนวณได้ตามสูตรต่อไปนี้

$$X_C \approx \frac{\pi \ell_c Z_c c}{\lambda_g c} \quad \text{หรือ} \quad L_C \approx \frac{\ell_c Z_c c}{2 f \lambda_g c} \tag{2.47}$$

และเนื่องจากทั้งค่า $\ell_c / \lambda_g c$ มีขนาดเล็ก ดังนั้นถ้าความถี่อยู่ในหลักของ GH_Z ค่า L จะอยู่ในหลักของ nH หรือต่ำกว่า เมื่อค่า Lc มีระดับต่ำมากก็สามารถละเลยได้

ในกรณีของชิ้นส่วนแบบอินดักแตนซ์นั้นการพิจารณาหาค่า X_L , B_L ในวงจรสมมูลตามรูปที่ 2.9 (ง) ก็จะสามารถคำนวณหา X_L ได้ดังนี้

$$X_L = Z_{CL} \sin\left(\frac{2\pi \ell_L}{\lambda_g L}\right) \tag{2.48}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ Z_{CL} และ $\lambda_g L$ เป็นอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติและความยาวคลื่นในไมโครสตริปที่กำลังพิจารณาอยู่นี้จากสมการ (2.48) นี้ เมื่อกำหนดค่า X_L และ Z_{CL} ที่ต้องการมาให้ก็จะคำนวณความยาว ℓ_L ที่ต้องการได้

สำหรับค่า B_L ในวงจรสมมูลตามรูปที่ 2.9 (ง) นั้นจะหาได้โดยใช้สูตรต่อไปนี้

$$B_L = \frac{1}{Z_c L}\tan\left(\frac{\pi \ell_L}{\lambda_g L}\right) \tag{2.49}$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าเราสามารถคำนวณพารามิเตอร์ของวงจรสมมูลของชิ้นส่วนไมโครสตริปที่ทำหน้าที่เป็นคาแปซิแตนซ์ และที่ทำหน้าที่เป็นอินดักแตนซ์ได้ ดังนั้นเราจะสามารถนำชิ้นส่วนเหล่านี้ไปต่อกันแบบแคสเคดเพื่อประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ได้ดังรายละเอียดที่จะกล่าวในหัวข้อ 2.4.2 ต่อไป

2.4.2 การออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบวงจรกระจาย

ในหัวข้อ 2.4.1 ในช่วงแรกได้กล่าวถึงการสร้างชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบวงจรกระจาย และวงจรสมมูลของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์และชิ้นส่วนคาปาซิแตนซ์ ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบนี้เมื่อพิจารณาจากวงจรสมมูลแล้ว จะเห็นได้ว่าเมื่อนำเอาชิ้นส่วนอินดักแตนซ์มาต่อแคสเคดกับชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์จะได้เป็นวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์นี้จะมีขั้นตอนดังนี้คือ

(ก) กำหนดคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ต้องการ

(ข) จากคุณสมบัติที่ต้องการทำการกำหนดวงจรชิ้นส่วนลัมป์ และกำหนดค่าของชิ้นส่วนลัมป์ต่าง ๆ ในวงจรนั้น

(ค) เขียนวงจรไมโครสตริปที่มีวงจรสมมูลตามวงจรชิ้นส่วนลัมป์ในข้อ (ข) จากนั้นทำการคำนวนความกว้างและความยาวของไมโครสตริปแต่ละช่วงที่ให้ค่าอินดักแตนซ์หรือคาแปซิแตนซ์ตามที่ต้องการ

ขั้นตอน (ก) และ (ข) นั้นเป็นขั้นตอนปกติที่ใช้ในการออกแบบวงจรชิ้นส่วนลัมป์โดยทั่วไปซึ่งรายละเอียดแสดงไว้ในหนังสือเกี่ยวกับการออกแบบฟิลเตอร์ทั่วไป ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงขั้นตอน (ค) เป็นหลัก เมื่อได้รูปวงจรตามขั้นตอน (ข) ก็จะสามารถเขียนวงจรไมโครสตริปที่ให้วงจรสมมูลรูปเดียวกันได้ งานที่เหลือก็คือการกำหนดอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติและความยาวของ ไมโครสตริปแต่ละช่วงให้มีค่าอินดักแตนซ์และค่าคาแปซิแตนซ์ตามที่ต้องการ การกำหนดค่าอิมพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แคนซ์ลักษณะสมบัตินี้ก็เท่ากับเป็นการกำหนดความกว้างของแถบสตริป ซึ่งจะต้องคำนึงถึงความเป็นไปได้ในการสร้างและปัญหาที่เกิดขึ้นได้ โดยทั่วไปสิ่งที่ต้องคำนึงถึงมี 2 ประการด้วยกันคือ

(ก)ในชิ้นส่วนอินดักแตนซ์การสร้างค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่มีค่าสูงเกินไปจะทำให้แถบไมโครสตริปแคบมากจนเป็นปัญหาในการสร้างได้

(ข) ในชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์ การสร้างค่าอินพีแดนซ์ ลักษณะสมบัติที่ค่าต่ำเกินไปจะทำให้ความกว้างของแถบสตริปกว้างมากจนทำให้เกิดเรโซแนนซ์ตามขวาง (transverse resonance) ของคลื่นความถี่สูงสุดได้

จากข้อจำกัดที่กล่าวมาทั้ง 2 ข้อนี้ทำให้การใช้งานจริงสามารถเลือกใช้ค่า Zc ในช่วงจำกัดเท่านั้น ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ซับสเตรทเป็นอะลูมินาที่มี ε_r=9.6 และมีความหนาเท่ากับ 0.635 mm ค่า Zc ที่เลือกใช้นั้นจะอยู่ในช่วง 25Ω ถึงประมาณ 90Ω ทั้งนี้เพราะเมื่อลองคำนวณความกว้างของแถบสตริป และความยาวคลื่นของความถี่ 2 GHz ในไมโครสตริปที่มีค่าZc ดังกล่าวนี้ผลที่ได้จะเป็นดังตารางข้างล่างนี้

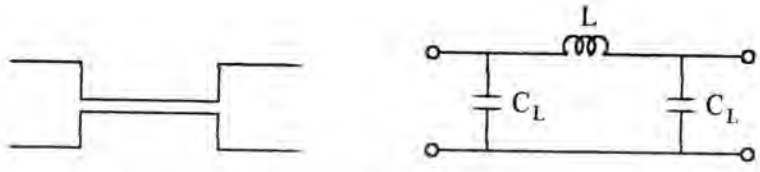
$Z_c(\Omega)$	25	50	90
w(mm)	2.00	0.63	0.13
λ_g(mm)	55.7	64.7	65.0

เมื่อพิจารณาค่า w ในตารางจะเห็นได้ว่า w = 0.13 mm เมื่อ Zc = 90Ω ซึ่งจัดว่าแคบมาก ดังนั้นถ้าให้ Zc ค่าใหญ่กว่านี้ก็จะมีปัญหาในการสร้างได้ สำหรับ Zc = 25Ω นั้น w จะมีค่าประมาณ2 mm ซึ่งจัดว่ายังไม่กว้างนัก แต่ถ้าออกแบบให้ Zc เล็กกว่านี้ w ก็จะกว้างขึ้นทำให้เกิดปัญหาของการเกิดเรโซแนนซ์ตามแนวขวางได้ นอกจากนั้นยังทำให้ต้องการพื้นที่มากขึ้นด้วย

เมื่อสามารถเลือกใช้ค่า Zc ที่เหมาะสมสำหรับไมโครสตริปแต่ละช่วงได้แล้ว ก็จะนำไปคำนวณความยาวของไมโครสตริปที่จะทำให้ได้ค่า L และค่า C ตามที่ต้องการต่อไปได้ อย่างไรก็ตามในกรณีของวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำที่กำลังพิจารณาอยู่นี้ โดยทั่วไปจะต้องนำชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ต่อสลับกับชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์ ดังนั้นในการกำหนดความยาวของแต่ละชิ้นส่วนจึงต้องคำนึงถึงผลจากชิ้นส่วนข้างเคียงด้วย ในการพิจารณาความยาว ℓ_L ของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกวางขนาบด้วยชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์ดังที่ไว้แสดงไว้ในรูปที่ 2.10(ก) นั้น เนื่องจากวงจรสมมูลเขียนได้ตามรูป (ข) และ L_c ของชิ้นส่วนข้างเคียงมีขนาดเล็กจนสามารถละเลยได้ ในทำนองเดียวกัน L_s ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนความกว้างแบบเป็นขั้นที่ปลายสายก็มีขนาดเล็กจนสามารถละเลยได้ ดังนั้นการกำหนดความยาวของ ℓ_L ก็จะทำได้โดยใช้สมการ (2.48) ซึ่งจะได้ผลดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$l_L = \frac{\lambda_g L}{2\pi} \sin^{-1}\left(\frac{\omega L_L}{Z_{cL}}\right) \tag{4.50}$$



(ก) (ข)

รูปที่ 2.10 ชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ที่ถูกขนาบด้วยชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์และวงจรสมมูลที่ได้

สำหรับค่า C_L ก็จะคำนวณได้จากสมการ (2.49) ดังนี้

$$C_L = \frac{1}{\omega Z_c L} \tan\left(\frac{\pi \ell_L}{\lambda_g L}\right) \tag{2.51}$$

ในอันดับต่อไปจะพิจารณาวิธีกำหนดความยาว ℓ_C ของชิ้นส่วนคาแปซิแตนซ์ที่ถูกขนาบด้วยชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9(ก) ในกรณีนี้เนื่องจากวงจรสมมูลจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป 2.9(ค) ดังนั้นการคำนวณค่า ℓ_C จะต้องพิจารณาอย่างรอบคอบดังนี้คือ ถ้าค่าคาแปซิแตนซ์รวมที่ต้องการคือ C_T เนื่องจาก L_c มีขนาดเล็กมากละเลยได้ ค่าคาแปซิแตนซ์ C_c ที่จะนำไปกำหนดความยาวของ ℓ_C ก็จะมีค่าดังต่อไปนี้

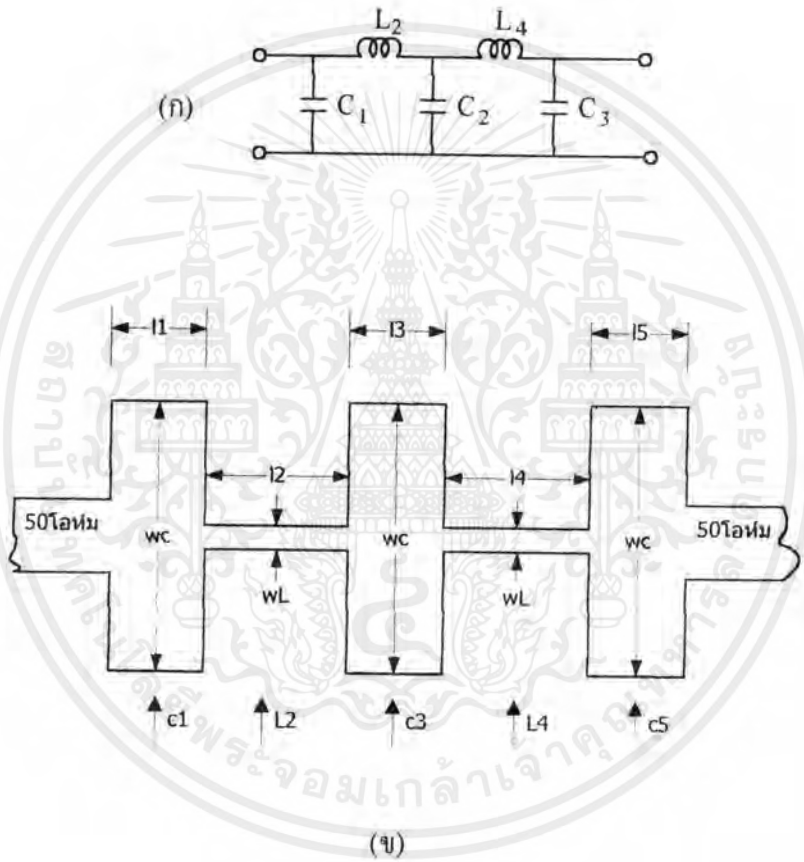
$$C_c = C_T - C_{L1} - C_{L2} - C_{s1} - C_{s2} \tag{2.52}$$

โดยที่ C_{L1} , C_{L2} เป็นค่าคาแปซิแตนซ์จากชิ้นส่วนอินดักแตนซ์ข้างเคียง ซึ่งคำนวณได้จากสมการ (2.51) และ C_{s1} , C_{s2} เป็นคาแปซิแตนซ์ที่เกิดจากฟริงจิงที่ปลายสายซึ่งคำนวณได้จากสมการ (2.44) และสมการ (2.45) ดังนั้นความยาว ℓ_c จึงถูกกำหนดจากค่า C_c ตามสมการ (2.52) นี้และคำนวณได้โดยใช้สมการ (2.46) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\ell_c = \frac{\lambda_g c}{2\pi} \sin^{-1}\left(\omega C_c Z_c c\right) \tag{2.53}$$

จากที่กล่าวมาข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อกำหนดวงจรของชิ้นส่วนแบบลัมป์ได้ก็จะนำไปคำนวณหาความกว้างและความยาวของชิ้นส่วนไมโครสตริปแต่ละช่วงได้ รูปที่ 2.11 แสดงตัวอย่างโครงสร้างของวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกับวงจรชิ้นส่วนแบบลัมป์ที่แสดงไว้ในรูป (ก) รูปที่แสดงนี้เป็นกรณีที่ไมโครสตริปที่อินพุทและเอาท์พุทมีค่าเป็น 50Ω



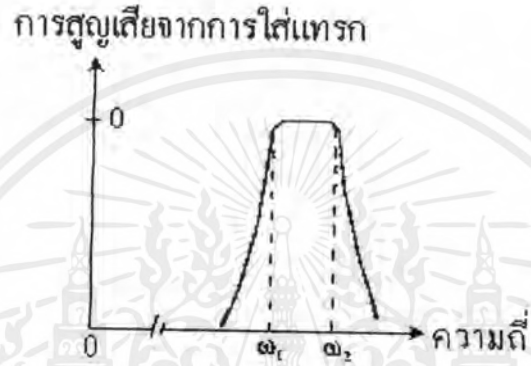
รูปที่ 2.11 วงจรฟิลเตอร์ชิ้นส่วนลัมป์และวงจรไมโครสตริปที่ทำงานเหมือนกัน

2.5 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

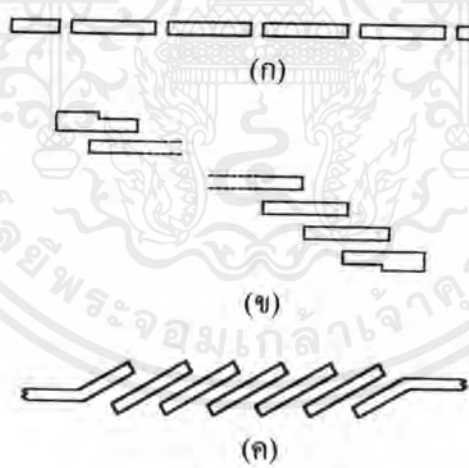
ในหัวข้อนี้จะทำการศึกษาวงจรกรองผ่านแถบความถี่เท่านั้น รูปที่ 2.12 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ โดยทั่วไปวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟ ที่สร้างจากพื้นฐานของสายแถบแคบ (strip line) จะมีโครงสร้างที่ประกอบด้วยสายแถบแคบที่มีความยาวเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ถูกนำมาเชื่อมต่อกันแบบปลายชน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปลาย แสดงดังรูปที่ 2.13(ก) ต่อมาได้มีการปรับปรุงโครงสร้าง โดยสายแถบแคบที่มีความยาวเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น จะถูกนำมาวางเชื่อมต่อแบบขนาน แสดงดังรูปที่ 2.13(ข) และรูปที่ 2.13(ค) ซึ่งการเชื่อมต่อแบบขนานจะมีประโยชน์มากกว่าการเชื่อมต่อที่ปลายสาย กล่าวคือความยาวของวงจรกรองจะลดลงครึ่งหนึ่งโดยประมาณ และสามารถทำให้ช่องว่างระหว่างสายแถบแคบกว้างขึ้นกว่าเดิมได้ ซึ่งจะทำให้วงจร กรองผ่านความถี่มีอัตราการกำลังงานสูงขึ้น และมีแบนวิดท์กว้างขึ้น



รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่



รูปที่ 2.13 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ที่สร้างจากสายแถบแคบ: (ก) แบบเชื่อมต่อที่ปลายสาย (ข) และ (ค) แบบเชื่อมต่อแบบขนาน

2.5.1 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จากวงจรกรองแบบผ่านต่ำ

วิธีการออกแบบวงจรกรองมีอยู่หลายวิธี แต่วิธีที่นิยมคือการออกแบบมาจากวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ซึ่งขั้นตอนในการออกแบบมีดังต่อไปนี้

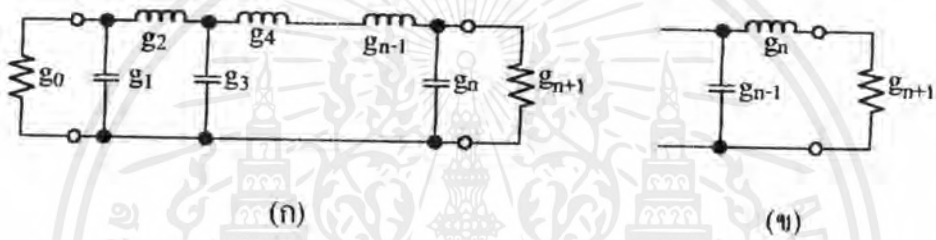
1. ออกแบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำเพื่อให้ได้แถบผ่านที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ทำการแปลงวงจรกรองแบบผ่านต่ำนี้ ให้เป็นชนิดของวงจรกรองที่ต้องการ ในที่นี้เราก็แปลงเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่

3. พิจารณาโครงข่ายในเทอมขององค์ประกอบแบบกระจาย หรือองค์ประกอบแบบก้อน

การออกแบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำ โดยใช้วิธีการของการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกนั้นได้รับความนิยมอย่างกว้างขวาง วงจรกรองผ่านแถบความถี่ เกิดจากการต่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุร่วมกัน แสดงดังรูปที่ 2.14 วิธีการในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่มีมากมายหลายวิธี แต่วิธีที่ได้รับความนิยมมี 2 วิธีคือวิธีผลตอบสนองเชบิเชฟ (ผลตอบสนองอีควอลริพเพิล) ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.15(ก) จากรูป ω_1' คือความถี่ขอบแถบผ่าน และ A_m คือการลดทอนที่ยอมให้เกิดได้ในแถบผ่าน



รูปที่ 2.14 วงจรกรองแบบผ่านต่ำ : (ก) กรณี n เป็นจำนวนคี่ (ข) กรณี n เป็นจำนวนคู่

รูปที่ 2.15 ผลตอบสนองการลดทอน : (ก) บัตเตอร์เวิร์ท (ข) เชบิเชฟ

2.5.1.1 ผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ท

วงจรกรองบัตเตอร์เวิร์ทนั้น การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกจะต้องแบนราบมากที่สุดเท่าที่จะเป็นได้ที่ความถี่ศูนย์ แล้วการสูญเสียดังกล่าวจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่มากกว่า ω_1'

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกในหน่วยเดซิเบล ของผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ทเมื่อ $\omega_1' = 1$ แสดงได้ดังนี้

$$A = 10\log\left(1+\omega'^{2n}\right) \quad \text{(db)} \tag{2.54}$$

โดยที่ n (อันดับของวงจรกรอง) คือจำนวนขององค์ประกอบรีแอกทีฟที่ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการ

สำหรับวงจรกรองบัตเตอร์เวิร์ท ค่าขององค์ประกอบ g_k สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$g_0 = 0 \tag{2.55a}$$

$$g_k = 2\sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \text{k} = 1,2,\ldots,\text{n} \tag{2.55b}$$

$$g_{n+1} = 1 \quad \text{สำหรับทุกค่าของ n} \tag{2.55c}$$

2.5.1.2 ผลตอบสนองเชบิเชฟ

ผลตอบสนองเชบิเชฟนี้ การสูญเสียนี้เนื่องจากการใส่แทรกยังคงน้อยกว่าระดับ A_m จนถึงความถี่ ω_1' แล้วหลังจากความถี่นี้การสูญเสียดังกล่าวจะสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกในหน่วยเดซิเบลของผลตอบสนองเชบิเชฟ สามารถหาได้ดังนี้

$$\text{(db) เมื่อ } \omega' \le 1 \tag{2.56a}$$

$$\text{(db) เมื่อ } \omega' \ge 1 \tag{2.56b}$$

โดยที่ n คืออันดับของวงจรกรอง

A_m คือขนาดของสัญญาณริพเพิล (เดซิเบล)

ω_1' คือแบนวิดท์ของการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก ที่มีขนาดของริพเพิลเท่ากับ A_m

ค่า g_k ของวงจรกรองเชบิเชฟ สามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

$$g_{0=1} \tag{2.57a}$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \tag{2.57b}$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \text{k} = 2,3,\ldots,\text{n} \tag{2.57c}$$

$$g_{n+1} = 1 \text{;เมื่อ n เป็นจำนวนคี่} \tag{2.57d}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{n+1} = \tanh^2 \frac{\beta}{4} \qquad \text{เมื่อ n เป็นจำนวนคู่} \qquad (2.57c)$$

โดยที่

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right], \; k = 1,2,\ldots,n \qquad (2.58a)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \; k = 1,2,\ldots,n \qquad (2.58b)$$

$$\beta = \log_e\left(\coth\frac{A_m}{17.37}\right), \qquad (2.58c)$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \qquad (2.58d)$$

2.5.1.3 การออกแบบวงจรกรองผ่านความแถบถี่ที่เชื่อมต่อแบบขนาน

สูตรในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเชื่อมต่อแบบขนานที่มี n เรโซเนเตอร์ แสดงได้ดังนี้

$$Z_{oei} = Z_o\left\{1 + \frac{Z_o}{K_{i-1,i}} + \left(\frac{Z_o}{K_{i-1,i}}\right)^2\right\} \quad i = 1 \text{ ถึง } n+1 \qquad (2.59a)$$

$$Z_{ooi} = Z_o\left\{1 - \frac{Z_o}{K_{i-1,i}} + \left(\frac{Z_o}{K_{i-1,i}}\right)^2\right\} \quad i = 1 \text{ ถึง } n+1 \qquad (2.59b)$$

$$\frac{Z_0}{K_{i-1,i}} = \frac{\pi}{\omega_1'}\left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1}\right)\left(\frac{1}{g_{i-1}g_i}\right)^{1/2} \qquad (2.59c)$$

โดยที่ r คือความต้านทานที่โหลดด้านขวามือของวงจร ในโครงสร้างวงจรรูปที่ 2.14

ω_1' คือความถี่ที่ขอบของแถบผ่านของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน

Z_{0e_i} คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคู่ ของกราวน์ของแต่ละตัวนำในส่วนที่ i

Z_{00_i} คืออิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคี่ ของกราวน์ของแต่ละตัวนำในส่วนที่ i

และ $g_1, g_0, \ldots, g_n$ คือองค์ประกอบที่เป็นตัวเก็บประจุหรือตัวเหนี่ยวนำในวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ซึ่งหาค่าได้จากวิธีผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ท หรือผลตอบสนองเชบิเชฟ ดังที่ได้อธิบายมาแล้วในตอนต้น ส่วน g_0 และ g_{n+1} จะหาค่าได้จาก

$$g_0 = \frac{\pi}{\omega_1'}\left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1}\right) \qquad (2.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{n+1} = \frac{\pi}{r\omega_1'}\left(\frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1}\right) \tag{2.61}$$

โครงสร้างในรูปที่ 2.16 แสดงให้เห็นว่าวงจรกรองจะมีทั้งหมด n+1 ส่วน โดยที่มีเรโซเนเตอร์ทั้งหมด n เรโซเนเตอร์ ซึ่งในแต่ละส่วนจะมีความยาว (l) เท่ากันคือยาวเท่าหนึ่งส่วนสี่ของความยาวคลื่น $(\lambda_0 / 4)$ ที่ความถี่ศูนย์กลาง (f_0) ซึ่งความถี่ศูนย์กลาง หาได้จาก

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} \tag{2.62}$$

และการออกแบบทางไฟฟ้าของแต่ละส่วนจะแสดงในรูปของอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ 2 ตัว นั้นคือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคู่ (Z_{oe}) และอิมพีแดนซ์คุณลักษณะในแบบแผนคลื่นคี่ (Z_{oo})ของแถบตัวนำขนาน สำหรับสูตรต่าง ๆ และกราฟที่มีความสัมพันธ์ระหว่างอิมพีแดนซ์คุณลักษณะดังกล่าวกับขนาดต่าง ๆ ในการออกแบบวงจรสามารถหาได้โดยวิธีของคอห์น

ในการแปลงวงจรกรองแบบต่ำผ่านไปเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่ จะมีสมการในการแปลงดังนี้

$$\frac{\omega'}{\omega_1'} = \frac{f_0}{BW}\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right) \tag{2.63}$$

โดยที่ f_o คือ ความถี่ศูนย์กลางซึ่งมีค่าเท่ากับ $\sqrt{f_1 f_2}$

f คือความถี่ใด ๆ

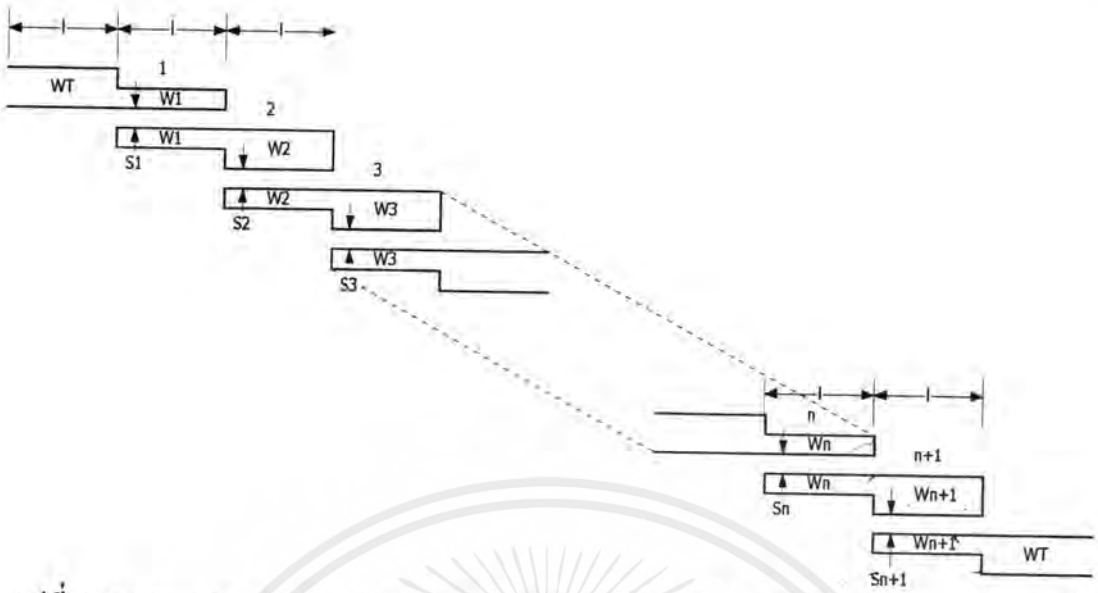
BW คือแบนวิดท์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $f_2 - f_1$

และ f_1 และ f_2 คือความถี่ที่ขอบของแถบผ่าน

สรุปขั้นตอนในการออกแบบวงจรกรองที่สร้างจากเรโซเนเตอร์ที่มีการเชื่อมต่อแบบขนานอธิบายได้เป็นลำดับได้ตามนี้

1. เลือกชนิดฟังชั่นผลตอบสนอง และจำนวนเรโซเนเตอร์ที่ซึ่งทำให้ได้ค่าความสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ต้องการในแถบผ่านและแถบหยุดของสัญญาณ
2. หาค่าองค์ประกอบต่าง ๆ ของ g_k แล้วคำนวณออกมาในเทอมของ Z_{oe} และ Z_{oo}
3. นำค่า Z_{oe} และ Z_{oo} ที่ได้มาคำนวณหาขนาดต่าง ๆ ของสายแถบแคบ โดยใช้สูตรของคอร์น ซึ่งขนาดของสายแถบแคบแต่ละส่วนอาจไม่เท่ากัน ดังแสดงในรูปที่ 2.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 การแสดงขนาดและระยะห่างของสายแถบแคบต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบเชื่อมต่อแบบขนาน

2.5.2 ตัวประกอบคุณภาพ

ในทางปฏิบัติ แบนวิดท์ของวงจรกรองจะกำหนดจากค่า Q ขณะมีโหลดของเรโซเนเตอร์ (Q_L)ซึ่งค่านี้จะขึ้นอยู่กับการสูญเสียและวงจรภายนอกที่ต่ออยู่กับเรโซเนเตอร์ ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\frac{1}{Q_L}=\frac{1}{Q_u}+\frac{1}{Q_e} \tag{2.64}$$

โดยที่ Q_u คือ Q ขณะไม่มีโหลดของเรโซเนเตอร์

และ Q_e คือ Q ที่เกิดจากวงจรภายนอก ที่ซึ่งพลังงานจะถูกเชื่อมต่อไปสู่วงจรภายนอก

เมื่อ $Q_e \langle\langle Q_u$ (หรือ BW $\ll f_o/Q_u$) แล้วแบนวิดท์ (BW) ของวงจรกรอง จะขึ้นกับค่า Q_u น้อยมาก แต่ถ้า Q_e มีค่าเข้าใกล้ Q_u แล้ววงจรจะเกิดการสูญเสียขึ้นอย่างมาก ดังนั้น Q_u จึงเป็นตัวกำหนดแบนวิดท์ของวงจรกรอง ในขณะที่ Q_u มีค่าเข้าใกล้ Q_e จะเกิดผลกระทบต่อวงจรกรอง 3 อย่างคือ ทำให้แบนวิดท์กว้างขึ้น ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกมากขึ้น และทำให้การกดสัญญาณในแถบหยุดทำได้น้อยลง

การสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรกที่ความถี่ศูนย์กลางของแถบผ่านของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งออกแบบมาจากวงจรกรองแบบผ่านต่ำแชบิเชฟที่มีริพเพิลเพียงเล็กน้อย สามารถหาค่าได้ดังต่อไปนี้

$$A(dB)=\frac{4.343 f_o}{BW\, Q_u}\sum_{i=1}^{N} g_i \tag{2.65}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
ทฤษฎีไฟไนซ์ดิฟเฟอเรนซ์-ไทม์โดเมน

วิธีผลต่างสืบเนื่องจำกัดในโดเมนเวลา (Finite Difference Time Domain: FDTD) เป็นวิธีเชิงตัวเลขที่นิยมใช้หาผลเฉลยทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งได้ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย เคน ยี (Kane Yee) ในปี ค.ศ. 1966 ซึ่งเป็นอีกวิธีหนึ่งที่ง่ายและสะดวกในการแก้ปัญหาอนุพันธ์ของสมการแมกเวลซ์โดยทำให้อยู่ในรูปแบบดอิสครีต (Discrete) ถึงแม้ว่าวิธีนี้ได้เกิดขึ้นมา 30 กว่าปีมาแล้วก็ตามแต่ก็ยังนิยมใช้กันอย่างแพร่หลาย และได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงสมการแมกเวลซ์ในรูปแบบ 3 มิติ ซึ่งเป็นทฤษฎีพื้นฐานในการวิเคราะห์สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้า จากนั้นเป็นทฤษฎีของยี ซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD ต่อมาจะแสดงที่มาของสมการผลต่างสืบเนื่อง (Finite Difference)ในสามมิติ และเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการผลต่างสืบเนื่องนี้ หลังจากนั้นจะกล่าวถึงเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ (PML ABC) ซึ่งเป็นรูปแบบของเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน ซึ่งทั้งหมดที่ได้กล่าวมาจะได้นำมาใช้แก้ปัญหาในปริญญานิพนธ์นี้ และการทำขั้นเวลาเอกซ์โปรเนนเชียลสำหรับใช้กับเงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตซ์สมบูรณ์ หลังจากนั้นได้กล่าวถึงแบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทาน ซึ่งจะใช้ประกอบกับการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ S และท้ายสุดจะกล่าวถึงการหาค่าพารามิเตอร์ S โดยใช้วิธี FDTD

3.1 สมการแมกซ์เวลล์ในรูปแบบ 3 มิติ

พิจารณาขอบเขตที่ว่างเปล่า (space) ซึ่งไม่มีแหล่งกำเนิดกระแสของ ไฟฟ้าหรือ แม่เหล็ก แต่มีวัสดุที่ถูกดูดกลืนด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และ สนามแม่เหล็ก สมการของแมกซ์เวลล์จะขึ้นอยู่กับเวลาที่ให้มาในรูปของ อินทิกรัล และ ดิฟเฟอเรนเชียน ที่ได้จาก

กฎของฟาราเดย์

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \nabla \times \vec{E} - \vec{j}_m \tag{3.1a}$$

$$\frac{\partial}{\partial t}\iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = -\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} - \iint_S \vec{j}_m \cdot d\vec{s} \tag{3.1b}$$

กฎของแอมแปร์

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{j} \tag{3.2a}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial}{\partial t}\iint_S \vec{D}\cdot d\vec{s} = \oint_C \vec{H}\cdot d\vec{l} - \iint_S \vec{j}\cdot d\vec{s} \qquad (3.2b)$$

กฎของเกาส์สำหรับสนามไฟฟ้า

$$\nabla\cdot\vec{D} = 0 \qquad (3.3a)$$

$$\oiint_S \vec{B}\cdot d\vec{s} = 0 \qquad (3.3b)$$

กฎของเกาส์สำหรับสนามแม่เหล็ก

$$\nabla\cdot\vec{B} = 0 \qquad (3.4a)$$

$$\oiint_S \vec{B}\cdot d\vec{s} = 0 \qquad (3.4b)$$

โดยที่ $\vec{E}$ เป็นเวกเตอร์ของสนามไฟฟ้า (electric field) ในหน่วยโวลท์ต่อเมตร

$\vec{D}$ เป็นเวกเตอร์ของฟลักซ์สนามไฟฟ้า (electric flux) ในหน่วยคูลอมบ์ต่อตารางเมตร

$\vec{H}$ เป็นเวกเตอร์ของสนามแม่เหล็ก (magnetic field) ในหน่วยแอมแปร์ต่อเมตร

$\vec{B}$ เป็นเวกเตอร์ของความหนาแน่นของฟลักซ์ ในหน่วยเวเบอร์ต่อตารางเมตร

$\vec{j}$ เป็นความหนาแน่นของกระแสในการเหนี่ยวนำไฟฟ้า ในหน่วยแอมแปร์ต่อตารางเมตร

$\vec{j}_m$ เป็นความหนาแน่นของกระแสในการเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ในหน่วยเวลท์ต่อตารางเมตร

S เป็นพื้นที่ผิว $d\vec{s}$

C เป็นเส้นแสดงรูปร่าง $d\vec{l}$

ในกรณีเชิงเส้น วัสดุที่ไม่มีการแพร่กระจาย เราจะให้ความสัมพันธ์ของ $\vec{B}$ กับ $\vec{H}$ และ $\vec{D}$ กับ $\vec{E}$ โดยใช้คุณสมบัติพื้นฐาน

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \qquad (3.5)$$

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E} \qquad (3.6)$$

ซึ่ง μ เป็นความสามารถในการซึมผ่านของอำนาจแม่เหล็ก ในหน่วยเฮนรี่ต่อเมตร

ε เป็นสภาพยอมทางไฟฟ้า ในหน่วยฟารัดต่อเมตร

สภาพยอมนี้เป็นการสูญเสียทางไฟฟ้าและแม่เหล็กซึ่งแพร่กระจายเป็นสนามแม่เหล็ก ในวัสดุโดยจะเปลี่ยนเป็นในรูปของพลังงานความร้อน โดยที่

$$\vec{j}_m = \rho'\vec{H} \qquad (3.7)$$

$$\vec{j} = \sigma\vec{E} \qquad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง ρ' เป็น อำนาจในการต่อต้านแม่เหล็ก ในหน่วยโอห์มต่อเมตร

σ เป็น การเหนี่ยวนำไฟฟ้า ในหน่วยซีเมนต์ต่อเมตร

จากสมการ (3.5) ถึง (3.8) นำไปแทนเข้าไปในสมการเดิร์ลของแมกเวลซ์ (Maxwell's curl equations) (3.1a) และ (3.2a) จะได้

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu}\nabla \times \vec{E} - \frac{\rho'}{\mu}\vec{H} \tag{3.9}$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\nabla \times \vec{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon}\vec{E} \tag{3.10}$$

3.2 ทฤษฎีของยี

จากสมการที่ (3.9) และ (3.10) เป็นระบบสมการเดิร์ลที่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลาของแมกเวลซ์สำหรับในกรณีของวัสดุที่ไม่มีการสูญเสีย $\rho' = 0$ และ $\rho = 0$ ซึ่งยีได้นำมาช่วยในการกำหนดสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัด ซึ่งสามารถกระจายได้เป็น

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\cdot\left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho' H_x\right) \tag{3.11a}$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\cdot\left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho' H_y\right) \tag{3.11b}$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu}\cdot\left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho' H_z\right) \tag{3.11c}$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\cdot\left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x\right) \tag{3.12a}$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\cdot\left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y\right) \tag{3.12b}$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon}\cdot\left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z\right) \tag{3.12c}$$

จากสมการทั้ง 6 สมการข้างบนนี้ เป็นแบบพื้นฐานทางทฤษฎีของ FD-TD

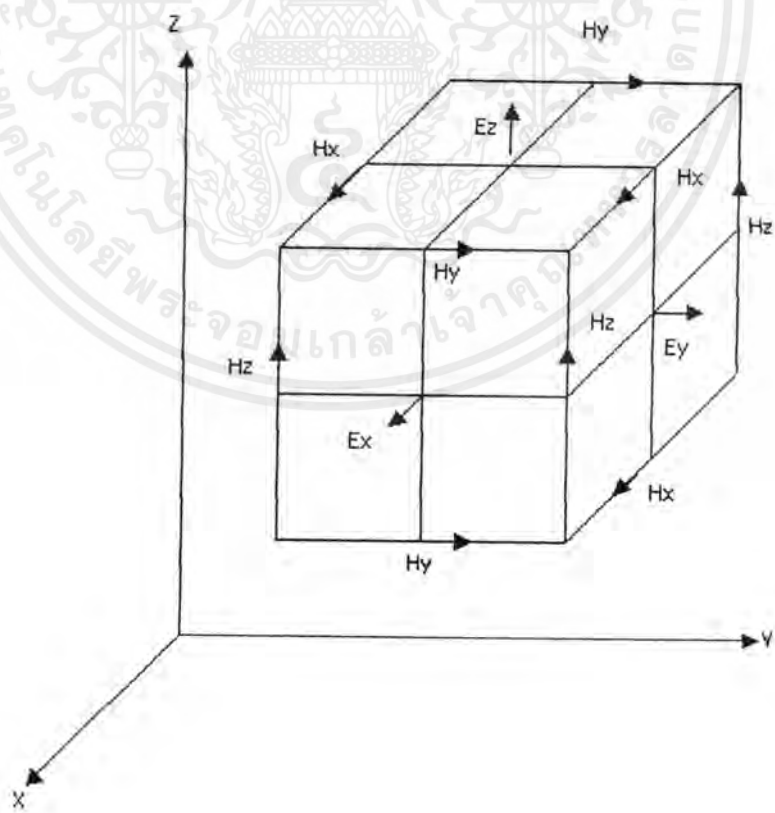
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวความคิดของยีซึ่งเป็นแนวความคิดพื้นฐานของวิธี FDTD มีดังต่อไปนี้

1.ทำการแก้ปัญหาทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กในโดเมนเวลาและสเปซโดยใช้สมการเคิร์ลของแมกซ์เวลล์แทนที่จะแก้ปัญหาสนามไฟฟ้าอย่างเดียว (หรือสนามแม่เหล็กอย่างเดียว) โดยใช้สมการคลื่น

- ซึ่งจะเหมือนกับสูตรสมการอินทีกรัลสนามรวมในวิธีโดเมน เมื่อกำหนดเงื่อนไขขอบเขตของทั้ง $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ บนพื้นผิวของโครงสร้างวัสดุ
- การใช้ข้อมูลของทั้ง $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ จะได้ผลเฉลี่ยที่ดีกว่าการใช้สนามชนิดใดชนิดหนึ่งเพียงอย่างเดียว (เช่น จะมีความเที่ยงตรงสำหรับโครงสร้างที่มีขนาดใหญ่) คุณสมบัติวัสดุทางไฟฟ้าและแม่เหล็กสามารถกำหนดได้โดยทำเป็นแบบจำลอง
- สามารถทำแบบจำลองที่มีลักษณะเฉพาะของแต่ละสนามได้ ถ้ามีทั้งสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเกิดขึ้น เช่น สนาม $\vec{H}$ ที่สัมผัสบริเวณขอบและมุม,สนาม $\vec{H}$ ที่ล้อมรอบเส้นลวด,สนาม $\vec{E}$ ในแนวรัศมีที่อยู่บริเวณจุด,ขอบ และเส้นลวด

2. ส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในสเปซสามมิติ ทุกส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ และทุกส่วนประกอบของสนาม $\vec{H}$ จะถูกล้อมรอบด้วยสี่ส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 รูปสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามทฤษฎีของ ยี

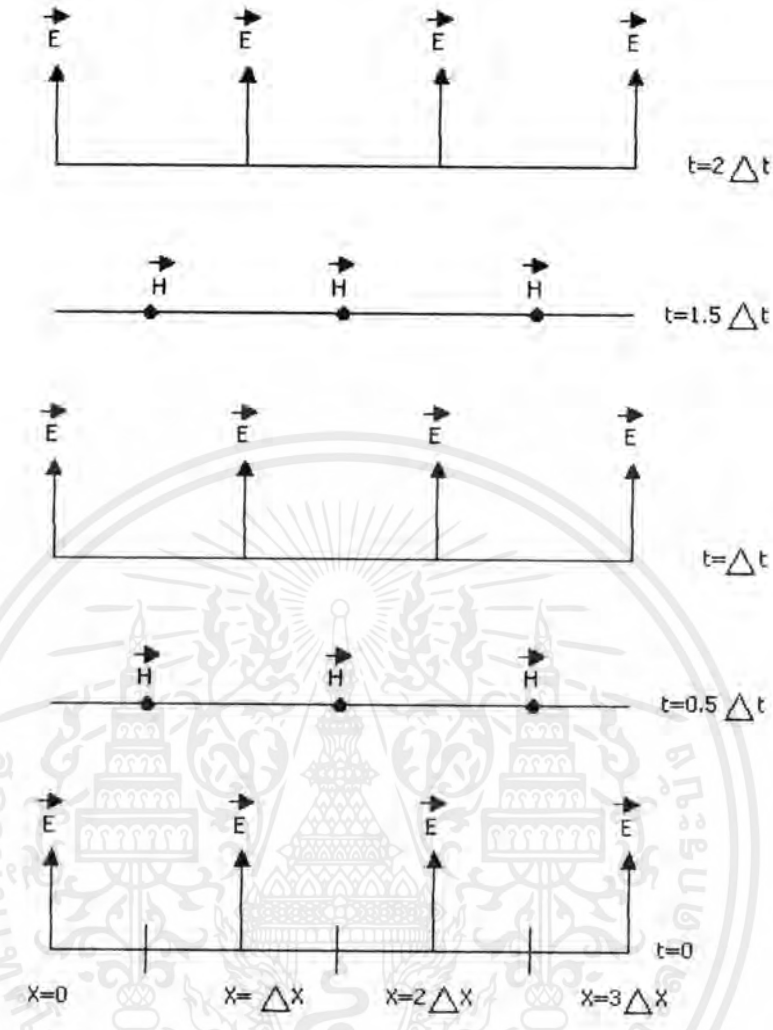
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จะได้รูปอย่างง่ายของสเปซสามมิติ ซึ่งประกอบไปด้วยแถวลำดับที่เชื่อมต่อกันตามกฎคอนทัวร์ของฟาราเดย์ และกฎคอนทัวร์ของแอมแปร์
- ผลของนิพจน์ผลต่างสืบเนื่องจำกัดสำหรับอนุพันธ์สเปซที่ใช้ในตัวดำเนินการเคิร์ลจะเป็นผลต่างสืบเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ในกรณีที่มีความต่อเนื่องของสนามสัมผัส $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ข้ามรอยต่อของวัสดุที่มีชนิดต่างกัน และรอยต่อขนานกับแกนพิกัดของกริด จะได้ผลเฉลยของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยที่ไม่ต้องทำการแมตซ์เงื่อนไขขอบเขตสนามที่รอยต่อ โดยเพียงทำการกำหนดสภาพยอมและความซาบซึมได้ของวัสดุที่แต่ละตำแหน่งส่วนประกอบสนาม ถ้าเป็นเมซ (Mesh) ทรงสี่เหลี่ยมมุมฉากของยี จะมีลักษณะการประมาณพื้นผิวและรูปทรงภายในของโครงสร้างที่สนใจเป็นแบบขั้นบันได โดยกำหนดความละเอียดของสเปซจากขนาดของหน่วยเซลล์แลตทิซ (Lattice)
- ตำแหน่งส่วนประกอบสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในกริดของยี และการดำเนินการผลต่างสืบเนื่องแบบตรงกลางบนส่วนประกอบเหล่านี้จะเป็นไปตามกฎของเกาส์

3. ส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ และ $\vec{H}$ ในเวลาจะอยู่ในเทอมของลีพฟรอก การคำนวณสนาม $\vec{E}$ ทั้งหมดในสเปซสามมิติเสร็จสมบูรณ์และถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำที่จุดเวลาเฉพาะโดยใช้ข้อมูลของสนาม $\vec{H}$ ที่เก็บไว้แล้วในหน่วยความจำคอมพิวเตอร์ ต่อมา การคำนวณสนาม $\vec{H}$ ทั้งหมดในแบบจำลองสเปซเสร็จสมบูรณ์และถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำโดยใช้ข้อมูลของสนาม $\vec{E}$ ที่พึ่งคำนวณมาได้ การกระทำแบบนี้จะเกิดขึ้นอีกครั้ง โดยคำนวณส่วนประกอบของสนาม $\vec{E}$ จากสนาม $\vec{H}$ ที่พึ่งได้มา ซึ่งกระบวนการนี้จะกระทำต่อเนื่องไปเรื่อยๆ จนกว่าจะถึงขั้นเวลาตามที่ต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 3.2

- กระบวนการทำขั้นเวลาลีพฟรอกนี้จะมีกระบวนการที่แน่นอน จึงสามารถหลีกเลี่ยงการแก้สมการสองสมการพร้อมกันและการหาเมตริกผกผันได้อย่างสมบูรณ์
- ผลของนิพจน์ผลต่างสืบแนื่องจำกัดสำหรับอนุพันธ์เวลาที่ใช้ในสมการเคิร์ลจะเป็นผลต่างสืบเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง
- ผลของแนวความคิดขั้นเวลาจะไม่เป็นการสิ้นเปลือง เนื่องจากแบบแผนคลื่นเชิงตัวเลขจะแพร่กระจายในเมืซที่สร้างขึ้นโดยมีลักษณะที่เหมือนจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 รูปแสดงการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าตามเวลา

3.3 สมการผลต่างสืบเนื่อง

เพื่อความสะดวกจะกำหนดสัญญลักษณ์สำหรับจุดสเปซและฟังก์ชันของสเปซเวลา โดยที่กำหนดให้สเปซในระบบพิกัดมุมฉากสามมิติมีรูปแบบเป็น

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \tag{3.13a}$$

ซึ่ง $\Delta x, \Delta y$ และ Δz เป็นจำนวนที่เพิ่มขึ้นของช่องว่าง (space) ในทิศทาง x , y , z ในทิศทางเดียวกัน และ i , j และ k เป็นจำนวนเต็ม นอกจากนี้ยังแสดงฟังก์ชั่น u เป็นฟังก์ชั่นใดๆ ของช่องว่างและเวลา ซึ่งจะคิดที่จุดที่ไม่ต่อเนื่องใน grid และจุดที่ไม่ต่อเนื่องของเวลา ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$u\left(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t\right) = u^{n}_{i,j,k} \tag{3.13b}$$

เมื่อ Δt เป็นเวลาที่เพิ่มขึ้นในแต่ละขั้นเวลา โดยกำหนดให้มีการเพิ่มขึ้นอย่างสม่ำเสมอ และ n เป็นจำนวนเต็ม

ต่อมาทำการประมาณอนุพันธ์สเปซและเวลาด้วยนิพจน์ของผลต่างสืบเนื่องจำกัดแบบตรงกลาง โดยมีความเที่ยงตรงอันดับที่สองในสเปซและเวลาที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะได้นิพจน์ของอนุพันธ์สเปซโดยกำหนดให้สเปซคงที่ที่ $t_n = n\Delta t$ และนิพจน์ของอนุพันธ์เวลาโดยกำหนดให้สเปซคงที่ที่จุด (x,y,z) เป็น

$$\frac{\partial u}{\partial x}\left(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t\right) = \frac{u^{n}_{i+1/2,j,k} - u^{n}_{i-1/2,j,k}}{\Delta x} \tag{3.14a}$$

$$\frac{\partial u}{\partial y}\left(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t\right) = \frac{u^{n}_{i,j+1/2,k} - u^{n}_{i,j-1/2,k}}{\Delta y} \tag{3.14b}$$

$$\frac{\partial u}{\partial z}\left(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t\right) = \frac{u^{n}_{i,j,k+1/2} - u^{n}_{i,j,k-1/2}}{\Delta z} \tag{3.14c}$$

$$\frac{\partial u}{\partial t}\left(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t\right) = \frac{u^{n+1/2}_{i,j,k} - u^{n-1/2}_{i,j,k}}{\partial t} \tag{3.14d}$$

นำนิพจน์อนุพันธ์สเปซและเวลาที่ขั้นเวลา n และจุดสเปซแลตทิช (i,j,k) ของสมการ (3.14) แทนลงในระบบสมการเดิร์ลของแมกซ์เวลล์ (3.11) และ (3.12) จะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{H_y\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_y\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}}\left(\frac{E_z\Big|_{i+1/2,j,k}^{n} - E_z\Big|_{i-1/2,j,k}^{n}}{\Delta x} - \frac{E_x\Big|_{i,j,k+1/2}^{n} - E_x\Big|_{i,j,k-1/2}^{n}}{\Delta z} - \rho'_{i,j,k} \cdot H_y\Big|_{i,j,k}^{n}\right) \quad (3.15b)$$

$$\frac{H_z\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_z\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}}\left(\frac{E_x\Big|_{i,j+1/2,k}^{n} - E_x\Big|_{i,j-1/2,k}^{n}}{\Delta y} - \frac{E_y\Big|_{i+1/2,j,k}^{n} - E_y\Big|_{i-1/2,j,k}^{n}}{\Delta x} - \rho'_{i,j,k} \cdot H_y\Big|_{i,j,k}^{n}\right) \quad (3.15c)$$

$$\frac{E_x\Big|_{i,j,k}^{n+1} - E_x\Big|_{i,j,k}^{n}}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}}\left(\frac{H_z\Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z\Big|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_y\Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y\Big|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \sigma_{i,j,k} \cdot E_x\Big|_{i,j,k}^{n+1/2}\right) \quad (3.16a)$$

$$\frac{E_y\Big|_{i,j,k}^{n+1} - E_y\Big|_{i,j,k}^{n}}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}}\left(\frac{H_x\Big|_{i,j+,k+1/2}^{n+1/2} - H_x\Big|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z\Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z\Big|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \sigma_{i,j,k} \cdot E_x\Big|_{i,j,k}^{n+1/2}\right) \quad (3.16b)$$

$$\frac{E_z\Big|_{i,j,k}^{n+1} - E_z\Big|_{i,j,k}^{n}}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon_{i,j,k}}\left(\frac{H_y\Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y\Big|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x\Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_x\Big|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \sigma_{i,j,k} \cdot E_z\Big|_{i,j,k}^{n+1/2}\right) \quad (3.16c)$$

ทำการประมาณค่าสนามแม่เหล็กในทิศทางใดๆ ที่ขั้นเวลา n และค่าสนามไฟฟ้าในทิศทางใดๆที่ขั้นเวลา n+1/2 เป็น

$$H_x\Big|_{i,j,k}^{n} = \frac{H_x\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_x\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \quad (3.17a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_y\Big|_{i,j,k}^{n} = \frac{H_y\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_y\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \tag{3.17b}$$

$$H_z\Big|_{i,j,k}^{n} = \frac{H_z\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_z\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \tag{3.17c}$$

$$E_x\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{E_x\Big|_{i,j,k}^{n+1} + E_x\Big|_{i,j,k}^{n}}{2} \tag{3.18a}$$

$$E_y\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{E_y\Big|_{i,j,k}^{n+1} + E_y\Big|_{i,j,k}^{n}}{2} \tag{3.18b}$$

$$E_z\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \frac{E_z\Big|_{i,j,k}^{n+1} + E_z\Big|_{i,j,k}^{n}}{2} \tag{3.18c}$$

นำสมการ (3.17) และ (3.18) แทนลงในสมการ (3.15) และ (3.16) ตามลำดับ จะได้สมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดสำหรับแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ที่ใช้คำนวณในวิธี FDTD เป็น

$$H_x\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = D_a\Big|_{i,j,k} \cdot H_x\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + D_b\Big|_{i,j,k} \cdot \left(\frac{E_y\Big|_{i,j,k+1/2}^{n} - E_y\Big|_{i,j,k-1/2}^{n}}{\Delta z} - \frac{E_z\Big|_{i,j+1/2,k}^{n} - E_z\Big|_{i,j-1/2,k}^{n}}{\Delta y} \right) \tag{3.19a}$$

$$H_y\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = D_a\Big|_{i,j,k} \cdot H_y\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + D_b\Big|_{i,j,k} \cdot \left(\frac{E_z\Big|_{i+1/2,j,k}^{n} - E_z\Big|_{i-1/2,j,k}^{n}}{\Delta x} - \frac{E_x\Big|_{i,j,k+1/2}^{n} - E_x\Big|_{i,j,k-1/2}^{n}}{\Delta z} \right) \tag{3.19b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_z\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = D_a\Big|_{i,j,k} \cdot H_z\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + D_b\Big|_{i,j,k} \cdot \left(\frac{E_x\Big|_{i,j+1/2,k}^{n} - E_x\Big|_{i,j-1/2,k}^{n}}{\Delta y} - \frac{E_y\Big|_{i+1/2,j,k}^{n} - E_y\Big|_{i-1/2,j,k}^{n}}{\Delta x} \right) \quad (3.19c)$$

$$E_x\Big|_{i,j,k}^{n+1} = C_a\Big|_{i,j,k} \cdot E_x\Big|_{i,j,k}^{n} + C_b\Big|_{i,j,k} \cdot \left(\frac{H_z\Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z\Big|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_y\Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_y\Big|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (3.20a)$$

$$E_y\Big|_{i,j,k}^{n+1} = C_a\Big|_{i,j,k} \cdot E_y\Big|_{i,j,k}^{n} + C_b\Big|_{i,j,k} \cdot \left(\frac{H_x\Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x\Big|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_z\Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z\Big|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.20b)$$

$$E_z\Big|_{i,j,k}^{n+1} = C_a\Big|_{i,j,k} \cdot E_z\Big|_{i,j,k}^{n} + C_b\Big|_{i,j,k} \cdot \left(\frac{H_y\Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y\Big|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_x\Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_x\Big|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (3.20c)$$

โดยที่

$$C_a\Big|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \Big/ \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \quad (3.21a)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_b\Big|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}}\right) \Bigg/ \left(1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}\right) \tag{3.21b}$$

$$D_a\Big|_{i,j,k} = \left(1 - \frac{\rho'_{i,j,k}\Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \Bigg/ \left(1 + \frac{\rho'_{i,j,k}\Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \tag{3.22a}$$

$$D_b\Big|_{i,j,k} = \left(\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}}\right) \Bigg/ \left(1 + \frac{\rho'_{i,j,k}\Delta t}{2\mu_{i,j,k}}\right) \tag{3.22b}$$

3.4 เงื่อนไขความมีเสถียรภาพเชิงตัวเลข

เงื่อนไขความมีเสถียรภาพสำหรับสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัด เริ่มต้นจากการพิจารณาสมการเคิร์ลของแมกเวลล์ (3.9),(3.10) โดยการทำนอร์มอลไรซ์ (Normalize) ให้ $\mu = 1$, $\varepsilon = 1$, $\sigma = 0$, $\rho' = 0$ และ c = 1 ต่อมานำสมการ (3.9) บวกกับสมการ (3.10) แล้วคูณด้วย j เมื่อ $j = \sqrt{-1}$ จะได้สมการของแมกเวลล์ที่อยู่ในรูปแบบอย่างง่ายเป็น

$$j\nabla \times \left(\vec{H} + j\vec{E}\right) = \frac{\partial}{\partial t}\left(\vec{H} + j\vec{E}\right) \tag{3.23a}$$

กำหนดให้ $\vec{V} = \vec{H} + j\vec{E}$ สมการ (3.23a) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$j\nabla \times \vec{V} = \frac{\partial}{\partial t}\vec{V} \tag{3.23b}$$

ความเสถียรเชิงตัวเลขของสมการ (3.23b) สามารถพิจารณาได้โดยใช้ค่าเจาะจง (Eigenvalue) ดังต่อไปนี้

$$\frac{\partial}{\partial t}\vec{V} = \Lambda\vec{V} \tag{3.24a}$$

$$j\nabla \times \vec{V} = \Lambda\vec{V} \tag{3.24b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการหาค่าเจาะจงเวลา (Time eigenvalue) โดยที่ตัวดำเนินการอนุพันธ์ย่อยในสมการ (3.24a) สามารถเปลี่ยนมาเป็นตัวดำเนินการผลต่างสืบเนื่องที่มีตำแหน่งขั้นเวลาที่สมมาตรที่ $\pm 1/2$ จากตำแหน่งจริงที่ต้องการหาค่า ซึ่งจะได้

$$\frac{V\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} - V\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \Lambda v\Big|_{i,j,k}^{n} \tag{3.25}$$

ต่อมา นิยามตัวร่วมเพิ่มขึ้น (Growth factor) ของผลเฉลย $\left(q_{i,j,k}\right)$ เป็น

$$q_{i,j,k} = \frac{V\Big|_{i,j,k}^{n+1/2}}{V\Big|_{i,j,k}^{n}} = \frac{V\Big|_{i,j,k}^{n}}{V\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}} \tag{3.26}$$

สำหรับทุกค่าของ n เราต้องทำให้ค่าของ $\left|q_{i,j,k}\right| \le 1$ สำหรับทุกแบบแผนคลื่นสเปซในกริด FDTD และสำหรับทุกตำแหน่งกริด (i , j , k) เพื่อหลีกเลี่ยงการเพิ่มขึ้นของแบบแผนคลื่นใด ๆ โดยไม่มีข้อจำกัด (เพิ่มขึ้นตาม $q_{i,j,k}$ ยกกำลัง n) ในระหว่างการทำขั้นเวลา ซึ่งเป็นเงื่อนไขของความเสถียรเชิงตัวเลข แทน $q_{i,j,k}$ ลงไปในสมการ (2.16) แล้วเอาตัวร่วม $V\Big|_{i,j,k}^{n}$ หารตลอดทำการจัดรูปใหม่ จะได้สมการกำลังสองสำหรับ $q_{i,j,k}$ เป็น

$$\left(q_{i,j,k}\right)^2 - \Lambda\Delta t q_{i,j,k} - 1 = 0 \tag{3.27a}$$

แก้สมการหาค่า $q_{i,j,k}$ จะได้

$$q_{i,j,k} = a \pm \sqrt{a^2 + 1} \tag{3.27b}$$

เมื่อ

$$a = \frac{\Lambda\Delta t}{2} \tag{3.27c}$$

เราจะเห็นได้ว่าค่าของ $\left|q_{i,j,k}\right|$ จะมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ (อยู่ในเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข $\left|q_{i,j,k}\right| \le 1$) เมื่อ a มีส่วนจริงเป็น 0 และมีส่วนจินตภาพอยู่ในช่วง –j1 ถึง j1 แทนค่าของ a ลงในช่วงนี้แล้วจัดรูปใหม่ จะได้เงื่อนไขของค่าเวลาเจาะจงเวลาเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathrm{Re}(\Lambda)=0 \tag{3.28a}$$

$$-\frac{2}{\Delta t} \le \mathrm{Im}(\Lambda) \le \frac{2}{\Delta t} \tag{3.28b}$$

ทำการหาค่าเจาะจงสเปซ (Space eigenvalue) โดยกำหนดให้

$$\bar{V}_{i,j,k} = \bar{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x i\Delta x + \tilde{k}_y j\Delta y + \tilde{k}_z k\Delta z)} \tag{3.29}$$

แสดงแบบแผนคลื่นสเปซแลตทิชใด ๆ ใช้การทำผลต่างสืบเนื่องแบบตรงกลางแทนอนุพันธ์ย่อยของตัวดำเนินการเคิร์ลในสมการ (3.24b) จะได้

$$-2\left[\frac{\hat{x}}{\Delta x}\sin(\tilde{k}_x \Delta x/2)+\frac{\hat{y}}{\Delta y}\sin(\tilde{k}_y \Delta y/2)+\frac{\hat{z}}{\Delta z}\sin(\tilde{k}_z \Delta z/2)\right]\times \bar{V}_{i,j,k} = \Lambda \bar{V}_{i,j,k} \tag{3.30}$$

เมื่อ $\hat{x}, \hat{y}$ และ $\hat{z}$ เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในพิกัด x , y และ z ตามลำดับ หลังจากทำผลคูณเชิงเวกเตอร์ และเขียนสมการให้อยู่ในเทอมของส่วนประกอบ x , y , และ z แล้ว ทำการแก้สมการหาค่าของ Λ^2 จะได้

$$\Lambda^2 = -4\left[\frac{1}{(\Delta x)^2}\sin^2\left(\tilde{k}_x \Delta x/2\right)+\frac{1}{(\Delta y)^2}\sin^2\left(\tilde{k}_y \Delta y/2\right)+\frac{1}{(\Delta z)^2}\sin^2\left(\tilde{k}_z \Delta z/2\right)\right] \tag{3.31}$$

สำหรับค่า $\tilde{k}_x, \tilde{k}_y$ และ $\tilde{k}_z$ ที่เป็นไปได้ทั้งหมด จะได้เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซเป็น

$$\mathrm{Re}(\Lambda)=0 \tag{3.32a}$$

$$-2\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2}+\frac{1}{(\Delta y)^2}+\frac{1}{(\Delta z)^2}} \le \mathrm{Im}(\Lambda) \le 2\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2}+\frac{1}{(\Delta y)^2}+\frac{1}{(\Delta z)^2}} \tag{3.32b}$$

สำหรับการหาเงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลข เงื่อนไขของค่าเจาะจงสเปซที่กำหนดโดยสมการ (2.23) จะต้องอยู่ในเงื่อนไขของค่าเจาะจงเวลาที่กำหนดโดยสมการ (2.19) อย่างสมบูรณ์แล้วยกเลิกการนอร์มอลไรซ์ค่า C ซึ่งจะได้เงื่อนไขความเสถียรเชิงตัวเลขสำหรับสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta t \le \frac{1}{c\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2}+\frac{1}{(\Delta y)^2}+\frac{1}{(\Delta z)^2}}} \tag{3.33}$$

สำหรับในกรณีของขั้นเวลาเมจิก (Magic time step) ซึ่งเป็นขั้นเวลาที่มีค่าผิดพลาดของการแพร่กระจายตามความถี่น้อยที่สุด จะมีเงื่อนไขเป็น

$$\Delta t = \frac{1}{c\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2}+\frac{1}{(\Delta y)^2}+\frac{1}{(\Delta z)^2}}} \tag{3.34}$$

3.5 เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตช์สมบูรณ์

ข้อจำกัดของการคำนวณด้วยวิธี FDTD โดยใช้คอมพิวเตอร์ คือ เมื่อสนามแม่เหล็กไฟฟ้าเดินทางไปถึงปลายโดเมนการคำนวณที่เราจำกัดไว้ในทิศทาง x, y และ z สมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดจะไม่สามารถหาค่าส่วนประกอบสนามที่สัมผัสขอบนอกโดเมนการคำนวณได้ จะเกิดการสะท้อนกลับที่ขอบของโดเมนการคำนวณ ซึ่งทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นในบริเวณโดเมนที่เรากำลังพิจารณาอยู่ เพื่อที่จะกำจัด หรือทำให้สนามเกิดการสะท้อนกลับให้น้อยลง จะใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืน (ABC) วางไว้ที่โดเมนการคำนวณ เพื่อทำให้โดเมนการคำนวณเปรียบเสมือนมีขนาดเป็นระยะอนันต์

ได้มีการพัฒนาแนวความคิดของ ABC มาอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้มีประสิทธิภาพการดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่มาตกกระทบให้มากที่สุด จนในปัจจุบันได้ใช้เงื่อนไขขอบเขตการดูดกลืนแบบชั้นแมตช์สมบูรณ์ (PML ABC) ซึ่งเป็น ABC ที่มีประสิทธิภาพในการดูดกลืนสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามากที่สุด

แนวความคิดของ PML ABC มาจากสมการเคิร์ลของแมกเวลล์ โดยได้ทำการแก้ไขแบ่งแต่ละส่วนประกอบของสนามออกเป็นสองส่วนประกอบ ซึ่งทำให้สมการเคิร์ลของแมกเวลล์กระจายออกมาเป็นสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดที่ใช่ร่วมกับ PML ABC ได้ทั้งหมด 12 สมการ คือ

$$\mu\frac{\partial H_{xy}}{\partial t}+\sigma_y^* H_{xy} = -\frac{\partial E_z}{\partial y} \tag{3.35a}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mu \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{xz} = -\frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (3.35b)$$

$$\mu \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \sigma_z^* H_{yz} = -\frac{\partial E_x}{\partial z} \quad (3.35c)$$

$$\mu \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{yx} = -\frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (3.35d)$$

$$\mu \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (3.35e)$$

$$\mu \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = -\frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (3.35f)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \sigma_y E_{xy} = -\frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (3.36a)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \sigma_z E_{xz} = -\frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (3.36b)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \sigma_z E_{yz} = -\frac{\partial H_x}{\partial z} \quad (3.36c)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \sigma_x E_{yx} = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (3.36d)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \sigma_x E_{zx} = -\frac{\partial H_y}{\partial x} \quad (3.36e)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \sigma_y E_{zy} = -\frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (3.36f)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$H_x = H_{xy} + H_{xz} \tag{3.37a}$$

$$H_y = H_{yz} + H_{yx} \tag{3.37b}$$

$$H_z = H_{zx} + H_{zy} \tag{3.37c}$$

$$E_x = E_{xy} + E_{xz} \tag{3.38a}$$

$$E_y = E_{yz} + E_{yx} \tag{3.38b}$$

$$E_z = E_{zx} + E_{zy} \tag{3.38c}$$

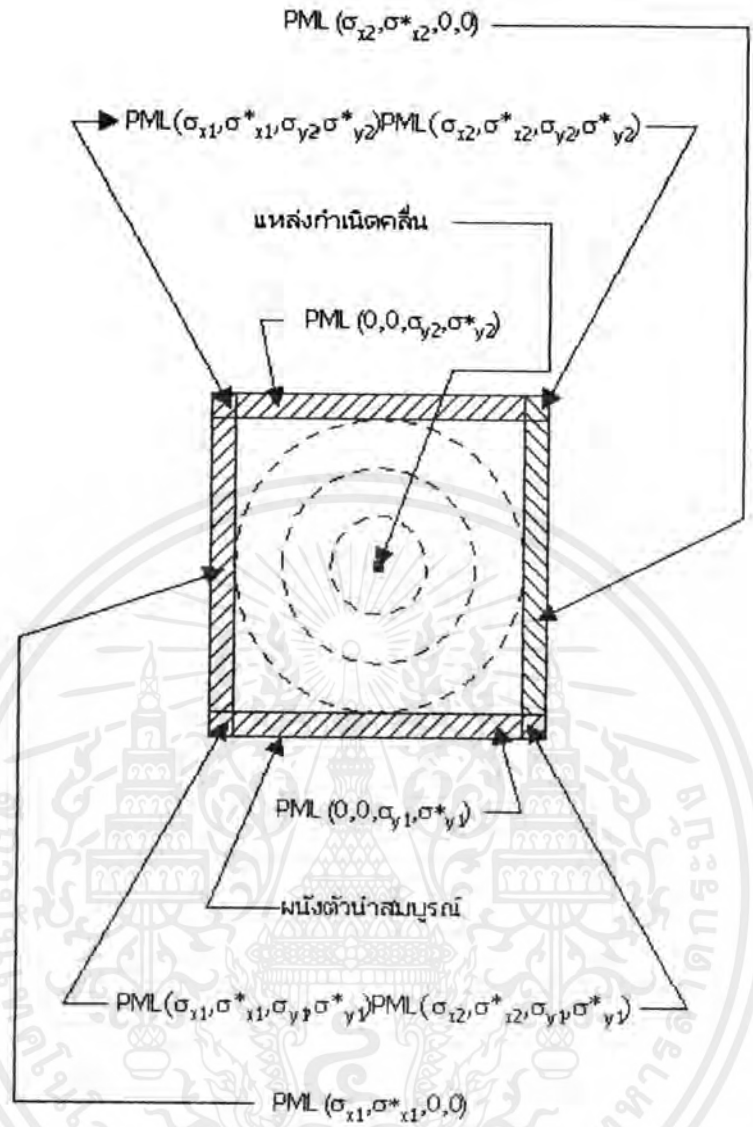
เมื่อ σ_x, σ_y และ σ_z เป็นสภาพนำทางไฟฟ้าในทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ ส่วน $\sigma^* x, \sigma^* y$ และ σ_z เป็นความสูญเสียทางแม่เหล็กในทิศทาง x , y และ z ตามลำดับ โดยที่แต่ละชั้นของ PML ABC จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไข

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0} \tag{3.39}$$

จากสมการ (3.39) จะได้อิมพีแดนซ์ (Impedance) ของคลื่นในตัวกลางที่มีความสูญเสียเท่ากับในตัวกลางที่ไม่มีความสูญเสีย และทำให้ไม่มีการสะท้อนเกิดขึ้นเมื่อคลื่นระนาบแพร่กระจายตั้งฉากข้ามรอยต่อระหว่างสองตัวกลางนี้ ตัวกลางที่มีความสูญเสียชนิดนี้เรียกว่าชั้นแมตช์สมบูรณ์ (PML) ซึ่งจะนำมาใช้ที่ปลายโดเมนการคำนวณ FDTD โดยที่ประสิทธิภาพการดูดกลืนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับจำนวนชั้นของ PML ที่ใช้วิเคราะห์

เพื่อที่จะทำให้เข้าใจแนวความคิดของ PML ABC ได้ง่ายขึ้น ให้พิจารณากริด FDTD แบบแผนคลื่น TE (Transverse Electric mode) สองมิติ (พิกัด x และ y) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งมีโดเมนการคำนวณที่ล้อมรอบด้วย PML โดยผนังตัวนำสมบูรณ์ (Perfectly conducting) อยู่ด้านนอกสุด ทั้งด้านซ้ายและขวาของกริด (x_{min} และ x_{max}) แต่ละ PML จะมี σ_x และ σ_x^* เป็นไปตามเงื่อนไขของ (3.39) โดยมี $\sigma_y = \sigma_y^* = 0$ เพื่อไม่ให้เกิดการสะท้อนข้ามรอยต่อระหว่างโดเมนการคำนวณกับ PML ส่วนด้านล่างและด้านบนของกริด (y_{min} และ y_{max}) แต่ละ PML จะมี σ_y และ σ_y^* เป็นไปตามเงื่อนไขของ (3.39) โดยมี $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$ และ ที่มุมทั้งสี่ของกริดมีการซ้อนกันของ PML ดังนั้นจะมีทั้งหมดสี่ความสูญเสีย $\left(\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y \text{และ} \sigma_y^*\right)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของกริด FDTD สองมิติที่มี PML ABC

รูปแบบการแบ่ง PML ควรจะมีการเพิ่มขึ้นของสภาพนำทางไฟฟ้า และความสูญเสียทางแม่เหล็กอย่างราบเรียบ โดยมีความสัมพันธ์กับความกว้างของ PML ในแต่ละชั้น (ρ) ซึ่งรูปแบบการแบ่ง PML โดยทั่วไปจะมีสภาพนำทางไฟฟ้าอยู่ในเทอมของฟังก์ชั่นเอกโพแนนเชียล คือ

$$\sigma(\rho) = \sigma_{max}(\rho/\delta)^N \qquad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ δ เป็นความกว้างทั้งหมดของ PML σ เป็นได้ทั้ง σ_x, σ_y และ σ_z ส่วน N เป็นอันดับการเพิ่มขึ้นของ σ ค่าของ σ_{max} หาได้ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา (R(0)) โดยจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$R(0) = e^{-2\sigma_{max}\delta/(N+1)\varepsilon_r c} \tag{3.41}$$

เมื่อได้ค่าของสภาพนำไฟฟ้าใน PML แต่ละชั้นแล้ว จะหาค่าของความสูญเสียทางแม่เหล็กใน PML แต่ละชั้นได้โดยใช้สมการ (2.30) และในการทำขั้นเวลาในบริเวณของ PML จะต้องเป็นการทำขั้นเวลาในบริเวณของ PML จะต้องเป็นการทำขั้นเวลาแบบเอกโพเนนเชียล ซึ่งจะได้กล่าวถึงหัวข้อต่อไป

3.6 การทำขั้นเวลาแบบเอกโพเนนเชียล

ในบริเวณของ PML ABC จะใช้การทำขั้นเวลาแบบเอกโพเนนเชียล เพื่อให้สนามที่แพร่กระจายในบริเวณนี้ถูกลดทอนลงอย่างรวดเร็ว พิจารณาระบบสมการของแมกซวลล์ในตัวกลางนำไฟฟ้าของสมการ (3.35) และ (3.36) ทำการจัดรูปใหม่จะได้ระบบสมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งเป็น

$$\frac{\partial H_{xy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y^*}{\mu} H_{xy} = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial E_z}{\partial y} \tag{3.42a}$$

$$\frac{\partial H_{xz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z^*}{\mu} H_{xz} = \frac{1}{\mu}\frac{\partial E_y}{\partial z} \tag{3.42b}$$

$$\frac{\partial H_{yz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z^*}{\mu} H_{yz} = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial E_x}{\partial z} \tag{3.43c}$$

$$\frac{\partial H_{yx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x^*}{\mu} H_{yx} = \frac{1}{\mu}\frac{\partial E_z}{\partial x} \tag{3.42d}$$

$$\frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x^*}{\mu} H_{zx} = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial E_y}{\partial x} \tag{3.42e}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y^*}{\mu} H_{zy} = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial E_z}{\partial y} \tag{3.42f}$$

$$\frac{\partial E_{xy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} E_{xy} = \frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial H_z}{\partial y} \tag{3.43a}$$

$$\frac{\partial E_{xz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} E_{xz} = -\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial H_y}{\partial z} \tag{3.43b}$$

$$\frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \frac{\sigma_z}{\varepsilon} E_{yz} = \frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial H_x}{\partial z} \tag{3.43c}$$

$$\frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} E_{yx} = -\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial H_z}{\partial x} \tag{3.43d}$$

$$\frac{\partial E_{zx}}{\partial t} + \frac{\sigma_x}{\varepsilon} E_{zx} = \frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial H_y}{\partial x} \tag{3.43e}$$

$$\frac{\partial E_{zy}}{\partial t} + \frac{\sigma_y}{\varepsilon} E_{zy} = -\frac{1}{\varepsilon}\frac{\partial H_x}{\partial y} \tag{3.43f}$$

ทำการแก้สมการเชิงอนุพันธ์อันดับหนึ่งนี้ โดยกำหนดค่าเริ่มต้นให้ที่เวลา t = 0 แต่ละส่วนประกอบสนามมีค่าเป็นศูนย์ แล้วทำผลเฉลยที่ได้ให้อยู่ในรูปของสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัด ซึ่งจะได้สมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดที่มีการทำขั้นเวลาแบบเอกโพเนนเชียลเป็น

$$H_{xy}\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_y^*\Delta t/\mu} H_{xy}\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1-e^{-\sigma_y^*\Delta t/\mu}}{\sigma_y^*} \cdot \left(\frac{E_z\Big|_{i,j-1/2,k}^{n} - E_z\Big|_{i,j+1/2,k}^{n}}{\Delta y} \right) \tag{3.44a}$$

$$H_{xz}\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_z^*\Delta t/\mu} H_{xz}\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1-e^{-\sigma_z^*\Delta t/\mu}}{\sigma_z^*} \cdot \left(\frac{E_y\Big|_{i,j,k+1/2}^{n} - E_y\Big|_{i,j,k-1/2}^{n}}{\Delta z} \right) \tag{3.44b}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{yz}\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_z^* \Delta t/\mu} H_{yz}\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1-e^{-\sigma_z^* \Delta t/\mu}}{\sigma_z^*} \cdot \left(\frac{E_x\Big|_{i,j,k-1/2}^{n} - E_x\Big|_{i,j,k+1/2}^{n}}{\Delta z} \right) \quad (3.44c)$$

$$H_{yx}\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_x^* \Delta t/\mu} H_{yx}\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1-e^{-\sigma_x^* \Delta t/\mu}}{\sigma_x^*} \cdot \left(\frac{E_z\Big|_{i+1/2,j,k}^{n} - E_z\Big|_{i-1/2,j,k}^{n}}{\Delta x} \right) \quad (3.44d)$$

$$H_{zx}\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_x^* \Delta t/\mu} H_{zx}\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1-e^{-\sigma_x^* \Delta t/\mu}}{\sigma_x^*} \cdot \left(\frac{E_y\Big|_{i-1/2,j,k}^{n} - E_y\Big|_{i+1/2,j,k}^{n}}{\Delta x} \right) \quad (3.44e)$$

$$H_{zy}\Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = e^{-\sigma_y^* \Delta t/\mu} H_{zy}\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \frac{1-e^{-\sigma_y^* \Delta t/\mu}}{\sigma_y^*} \cdot \left(\frac{E_x\Big|_{i,j+1/2,k}^{n} - E_x\Big|_{i,j-1/2,k}^{n}}{\Delta y} \right) \quad (3.44f)$$

$$E_{xy}\Big|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_y \Delta t/\varepsilon} E_{xy}\Big|_{i,j,k}^{n} + \frac{1-e^{-\sigma_y \Delta t/\varepsilon}}{\sigma_y} \cdot \left(\frac{H_z\Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_z\Big|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (3.45a)$$

$$E_{xz}\Big|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_z \Delta t/\varepsilon} E_{xz}\Big|_{i,j,k}^{n} + \frac{1-e^{-\sigma_z \Delta t/\varepsilon}}{\sigma z} \cdot \left(\frac{H_y\Big|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2} - H_y\Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (3.45b)$$

$$E_{yz}\Big|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_z \Delta t/\varepsilon} E_{yz}\Big|_{i,j,k}^{n} + \frac{1-e^{-\sigma_z \Delta t/\varepsilon}}{\sigma z} \cdot \left(\frac{H_x\Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_x\Big|_{i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right) \quad (3.45c)$$

$$E_{yx}\Big|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_x \Delta t/\varepsilon} E_{yx}\Big|_{i,j,k}^{n} + \frac{1-e^{-\sigma_x \Delta t/\varepsilon}}{\sigma x} \cdot \left(\frac{H_z\Big|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2} - H_z\Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.45d)$$

$$E_{zx}\Big|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_x \Delta t/\varepsilon} E_{zx}\Big|_{i,j,k}^{n} + \frac{1-e^{-\sigma_x \Delta t/\varepsilon}}{\sigma x} \cdot \left(\frac{H_y\Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_y\Big|_{i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right) \quad (3.45e)$$

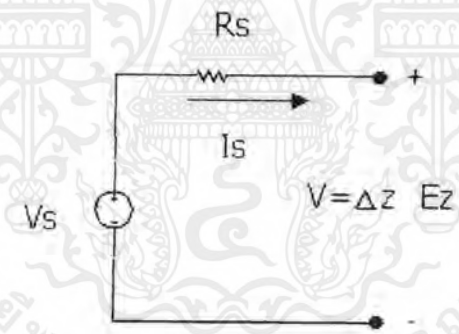
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_{zy}\Big|_{i,j,k}^{n+1} = e^{-\sigma_y \Delta t/\varepsilon} E_{zy}\Big|_{i,j,k}^{n} + \frac{1-e^{-\sigma_y \Delta t/\varepsilon}}{\sigma_y} \cdot \left(\frac{H_x\Big|_{i,j-1/2,k}^{n+1/2} - H_x\Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right) \quad (3.45f)$$

3.7 แบบจำลองของแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทาน

แหล่งกำเนิดของสัญญาณในเรื่องของ FD-TD จะให้กำเนิดสนามไฟฟ้า E ในทิศทางของ z โดยที่มีความสัมพันธ์กับตำแหน่งคือ $i_s\Delta x$, $i_s\Delta y$ และ $i_s\Delta z$ โดยการเขียนวงจรเทียบเคียง จะได้เป็นแหล่งกำเนิดแรงดัน (voltage source) และมีความต้านทานภายใน R_s ดังแสดงในรูปที่ 3.4 ถ้าแหล่งกำเนิดมีความต้านทานภายในเป็นศูนย์ (R_s=0) จะได้สนามไฟฟ้าของ FD-TD ที่แหล่งกำเนิดดังสมการคือ

$$E_s\Big|_{i,j,k}^{n} = \frac{V_s(n\Delta t)}{\Delta z} \quad (3.46)$$



รูปที่ 3.4 แหล่งกำเนิดของ FD-TD กับแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทาน R_s

โดยที่ V_s คือแรงดันที่ฟังก์ชันของเวลาต่างๆ (เป็นไปตามหลักการของ Gaussian pulse คือแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานภายในเป็นศูนย์โอห์ม) ค่าของ $\Delta x=\Delta y=\Delta z$ และ $E_s\Big|_{i,j,k}^{n}$ ก็คือแหล่งกำเนิดสนามไฟฟ้าของ FD-TD ซึ่งจะมีกระแสไหลจากแหล่งกำเนิด สามารถทำการคำนวณได้โดยใช้กฎของแอมแปร์ (Ampere's circuit law) คือใช้การอินทิกรัลเชิงเส้นของสนามแม่เหล็กรอบที่ตั้งของแหล่งกำเนิดสนามไฟฟ้า ดังนั้นจะได้สมการของกระแสคือ

$$I_s\Big|^{n-1/2} = \frac{1}{\Delta x}\left(H_x\Big|_{i,j-1,k}^{n-1/2} - H_x\Big|_{i,j,k}^{n-1/2}\right) + \frac{1}{\Delta y}\left(H_x\Big|_{i,j,k}^{n-1/2} - H_x\Big|_{i,j-1,k}^{n-1/2}\right) \quad (3.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเราสามารถที่จะประยุกต์ใช้กฎของโอห์ม (Ohm's low) จากวงจรในรูปที่ 3.4 นั้นแหล่งกำเนิดของสนามไฟฟ้ามีสมการคือ

$$E_s\Big|_{i,j,k}^{n} = \frac{1}{\Delta Z}\left[V_s\left(n\Delta t\right) + I_s\Big|^{n-1/2} R_s\right] \tag{3.48}$$

ในสมการถ้า R_s =0 ผลที่ได้ก็คือ hard-voltage source ส่วนการทำแบบจำลองของตัวต้านทานสามารถทำได้โดยกำหนดให้ Vs ในสมการ (3.48) เท่ากับศูนย์ ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์การทำแบบจำลองของตัวต้านทานเป็น

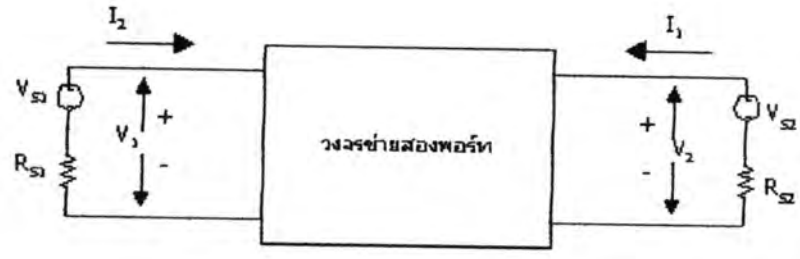
$$E_s\Big|_{i,j,k}^{n} = \frac{1}{\Delta z}\left(I_s\Big|^{n-1/2} R_s\right) \tag{3.49}$$

3.8 การหาพารามิเตอร์ S โดยใช้วิธี FDTD

โดยทั่วไปแล้ว การหาพารามิเตอร์ S โดยใช้วิธี FDTD จะทำการวิเคราะห์สองครั้ง [12] โดยครั้งแรก ทำแบบจำลองของโครงสร้างให้มีความต่อเนื่องยาวอนันต์ แล้ววิเคราะห์หาสนามไฟฟ้าที่เข้าไปในโครงสร้างนั้นโดยตรง ส่วนครั้งที่สอง ทำแบบจำลองของโครงสร้างจริงที่จะทำการวิเคราะห์ซึ่งสนามที่วิเคราะห์ได้ในครั้งนี้จะเป็นสนามรวมที่ประกอบไปด้วยสนามที่เข้าไปในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาจากโครงสร้าง ซึ่งเราสามารถหาสนามที่สะท้อนออกมาได้โดยนำสนามที่ได้จากการวิเคราะห์ในครั้งที่สองลบออกจากสนามที่ได้จากการวิเคราะห์ในครั้งแรก ต่อมานำสนามที่เข้าไปในโครงสร้างและสนามที่สะท้อนออกมาในแต่ละพอร์ทซึ่งอยู่ในโดเมนเวลามาทำการแปลงฟูริเยร์ ซึ่งจะได้สนามอยู่ในโดเมนของความถี่ แล้วนำค่าสนามที่อยู่ในโดเมนความถี่เหล่านี้มาคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ S

จากวิธีการหาค่า พารามิเตอร์S ที่ได้กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่ามีความยุ่งยากในการหาสนามที่เข้าไปในโครงสร้าง และสนามที่สะท้อนออกมา และยังต้องทำการวิเคราะห์ถึงสองครั้ง ทำให้ใช้เวลาในการวิเคราะห์มาก ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จึงใช้วิธีการหาพารามิเตอร์S โดยใช้ทฤษฎีวงจรข่ายสองพอร์ทเข้าช่วย โดยที่พอร์ททั้งสองด้านจะมีแบบจำลองแหล่งกำเนิดที่มีความต้างทานต่ออยู่ ดังแสดงในรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แรงดัน กระแส และความต้านทานสำหรับวงจรข่ายสองพอร์ท

จาก [13] จะสามารถหาพารามิเตอร์ S ได้โดยให้

$$a_i = \frac{V_i + R_{si} I_i}{2\sqrt{R_{si}}} \tag{3.50a}$$

$$b_i = \frac{V_i - R_{si} I_i}{2\sqrt{R_{si}}} \tag{3.50b}$$

และสามารถหาพารามิเตอร์ S ต่าง ๆ ได้จาก

$$S_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right|_{a_2=0} \tag{3.51a}$$

$$S_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right|_{a_1=0} \tag{3.51b}$$

$$S_{22} = \left.\frac{b_2}{a_2}\right|_{a_1=0} \tag{3.51c}$$

$$S_{21} = \left.\frac{b_2}{a_1}\right|_{a_2=0} \tag{3.51d}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ V_{si} และ R_{si} คือ V_s และ R_s ในการทำแบบจำลองแหล่งกำเนิดที่มีความต้านทานและตัวต้านทานที่พอร์ท i ตามลำดับ ส่วนค่าของ V_i ที่ตำแหน่งสเปซ (i , j , k) และที่ขั้นเวลา n หาได้จาก

$$V_i\Big|_{i,j,k}^{n} = -\Delta z \cdot E_z\Big|_{i,j,k}^{n} \qquad (3.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การออกแบบและการสร้าง

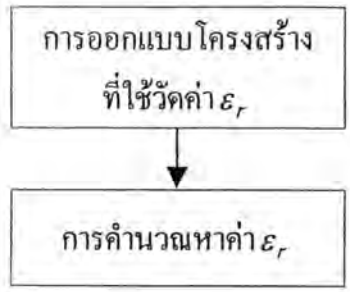
สำหรับในหัวข้อนี้จะแสดงการคำนวณ การออกแบบ และการสร้างวงจรไมโครสตริปไลน์แบบต่าง ๆ คือ แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ ไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา แบบขั้นตามความกว้าง และแบบเชื่อมต่อสาขา ซึ่งในการออกแบบนั้นจำเป็นจะต้องทราบถึงข้อกำหนดต่าง ๆ เพื่อที่จะนำไปสร้างให้ได้ผลลัพธ์ที่ถูกต้อง โดยที่ในแต่ละส่วนนั้นมีขั้นตอนการทำดังแสดงในรูปที่ 4.1

รูปที่ 4.1 ขั้นตอนการออกแบบและการสร้าง

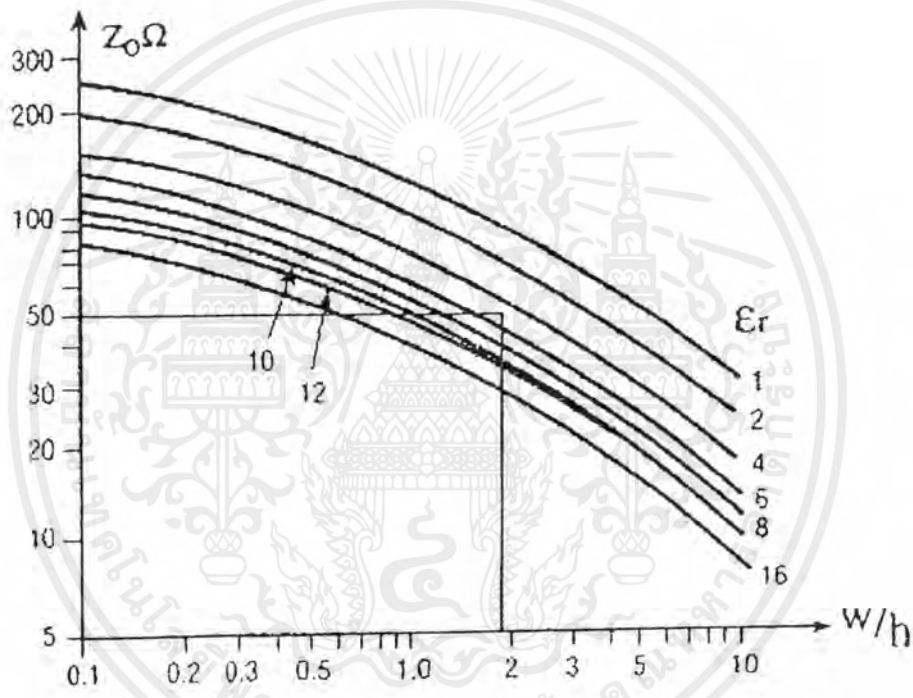
4.1 การวัดหาค่าคงที่วัสดุฐานรอง

ค่าคงที่วัสดุฐานรองไดอิเลคตริกเป็นข้อกำหนดอีกอย่างหนึ่งที่มีความสำคัญมากในการออกแบบทางวงจรไมโครสตริป ในการหาค่าคงที่วัสดุฐานรองไดอิเล็คตริกนั้นไม่มีเครื่องมือที่ใช้วัดโดยตรงได้ แต่ก็มีวิธีที่ใช้ในการหาค่าคงที่วัสดุฐานรองไดอิเลคตริกได้ในรูปแบบต่างๆ เช่น วิธี Two Microstrip Line Method และ วิธี Two Layer Microstrip Line Method ซึ่งในปริญญานิพนธ์นี้ได้ใช้วิธีการวัดแบบ Two-Microstrip-Line-Method ซึ่งเป็นวิธีการวัดที่มีความเหมาะสม โดยมีวิธีการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงการหาค่าคงที่วัสดุฐานรอง



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงคุณสมบัติของอิมพีแดนซ์ของสายส่งไมโครสตริป

วิธีการออกแบบโครงสร้างที่ใช้วัดหาค่าคงที่วัสดุฐานรอง คือ การสร้างแผ่นทดลองแบบ Two-Microstrip-Line ซึ่งข้อมูลที่จำเป็นต้องทราบคือคุณสมบัติของวัสดุฐานรองที่สำคัญ นั่นคือค่าคงที่วัสดุฐานรองไดอิเลคตริก(ε_r) ในการสร้างนี้เราใช้แผ่นวัสดุฐานรองที่เป็นทองแดง วัสดุฐานรองที่ซื้อมาแต่ละครั้งจะมีค่า ε_r ไม่เท่ากันเสมอไปขึ้นอยู่กับคุณลักษณะซึ่งจะต้องทำการวัดทุกครั้งที่ซื้อมา ในการสร้างแผ่นทดลองแบบ Two-Microstrip-Line นี้ ข้อกำหนดแรกคือใช้ค่า ε_r = 4.2 กำหนดอิมพีแดนซ์คุณลักษณะของสายส่งมีค่า 50 โอห์ม และความหนาของวัสดุฐานรองที่วัดได้มี

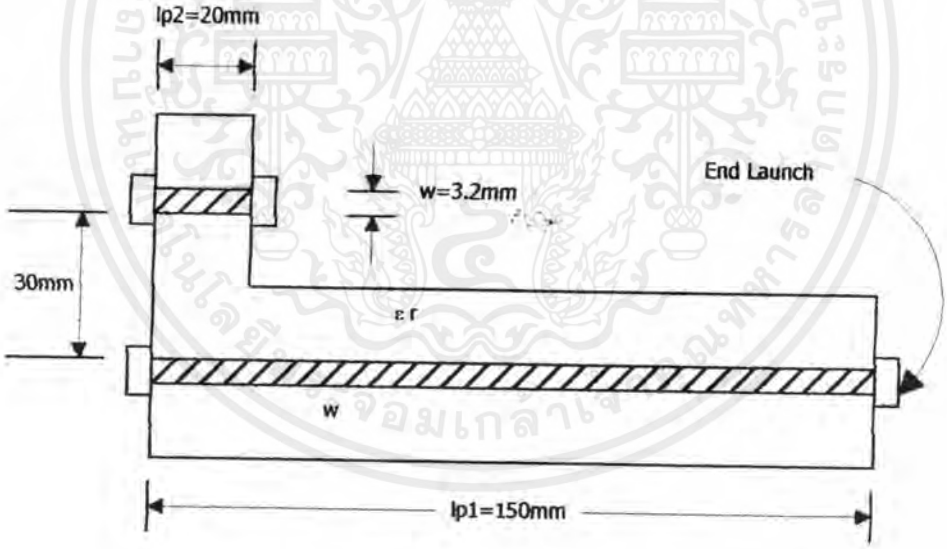
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณ 1.6 มิลลิเมตร จากข้อกำหนดที่เราได้นี้นำไปคำนวณได้โดยใช้สมการในหัวข้อที่ 2.2 เพื่อให้ได้โครงสร้างที่ใช้ในการทดสอบ หรือเราสามารถใช้ความสัมพันธ์ของค่า w/h และ ε_r ดังแสดงในรูปที่ 4.3 แล้วนำค่าที่ได้ไปคำนวณตามเงื่อนไขของสมการข้างต้นก็ได้ จากการคำนวณด้วยสมการข้างต้นก็จะได้ค่าความกว้างของสายส่งไมโครสตริปไลน์ของแผ่นทดลองแบบ Two-Microstrip-Line

$$W = 3.2 \text{ mm.}$$

ทำการสร้างแผ่นทดลองแบบ Two-Microstrip-Line โดยให้แผ่นเพลทไมโครสตริปไลน์อันหนึ่งมีความยาวมากกว่าอีกอันหนึ่งดังแสดงดังรูปที่ 4.4 ซึ่งความยาวของแผ่นเพลททั้งสองยิ่งต่างกันมากก็จะทำให้การวัดมีความเที่ยงตรงมากยิ่งขึ้น

ทำการวัดที่จุดต่อคอนเนคเตอร์ทั้ง 4 ตัว ด้วยเครื่อง เนทเวิร์ค อะนาไลเซอร์ รุ่น HP-8510C.07.00 เพื่อหาคุณสมบัติต่างๆที่ต้องการ



รูปที่ 4.4 การติดตั้งอุปกรณ์เพื่อทำการวัดด้วยวิธี Two Microstrip Line

จากข้อมูลที่ได้นำมาคำนวณหาค่าวัสดุฐานรองไดอิเลคตริกที่แท้จริง โดยมีสมการที่ใช้ในการคำนวณดังนี้

$$\sqrt{\varepsilon_{reff}} = \frac{le1 - le2}{lp1 - lp2} \qquad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง ε_{eff} คือ ค่าคงที่ประสิทธิผลไดอิเล็กตริกของไมโครสตริป

$\Delta lp=lp1-lp2$ คือความแตกต่างความยาวทางกายภาพของเส้นทั้งสอง

$\Delta le=le1-le2$ คือความแตกต่างความยาวทางไฟฟ้าของเส้นทั้งสอง (เป็นข้อมูลที่วัดได้ในแต่ละความถี่ที่ทำการทดสอบ)

ในส่วนของการคำนวณทำได้โดยการทดสอบความถี่เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ค่าคงที่การแพร่กระจายของไมโครสตริปไลน์ ซึ่งจากสมการ(4.1)ทำให้เราได้ค่าε_{reff} เสร็จแล้วนำค่า ε_{reff} นั้นมาทำการคำนวณกลับโดยใช้สูตรของไมโครสตริปไลน์ธรรมดาเพื่อหาค่า ε_r ดังสมการ

$$\varepsilon_{reff}=\frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\left(1+10\frac{h}{w}\right)^{-1/2} \tag{4.2}$$

ดังนั้น

$$\varepsilon_r=\frac{2\varepsilon_{reff}-1+\left(1+10\frac{h}{w}\right)^{-1/2}}{1+\left(1+10\frac{h}{w}\right)^{-1/2}} \tag{4.3}$$

ดังนั้นจะได้

ค่าเฉลี่ยของ ε_{reff} = 3.199455

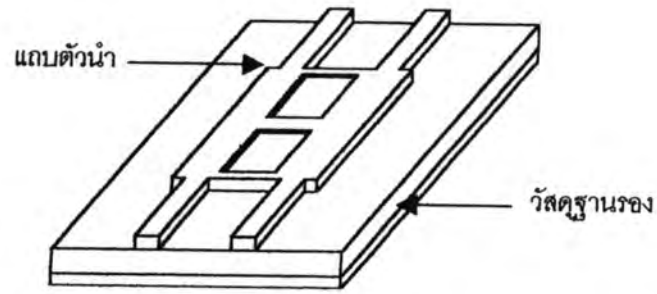
ค่าเฉลี่ยของ ε_r = 4.1274

4.2 ไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ

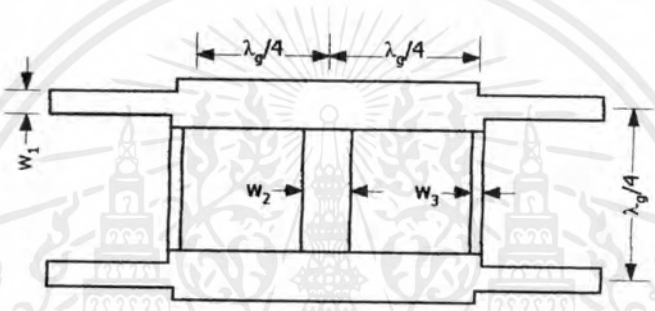
สิ่งที่เราจำเป็นที่จะต้องทราบในการออกแบบก็คือ วัสดุฐานรองเป็นอะไรมีค่าคงที่ไดอิเลคตริก (ε_r) เท่าใด มีค่าความหนาของตัวกลางหรือซับสเตรท (substrate) เท่าใด นอกจากนั้นแล้วสิ่งที่ต้องทราบอีกอย่างหนึ่งคือความถี่ในการนำไมโครสตริปไลน์ไปใช้งานว่านำไปใช้งานในช่วงความถี่เท่าใด เมื่อทราบข้อมูลดังที่กล่าวมาแล้วนั้นก็สามารถทำการออกแบบไมโครสตริปไลน์ที่ต้องการได้ รูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบหลังจากการคำนวณแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 โดยที่กำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบไมโครสตริปไลน์มีค่าดังต่อไปนี้ คือ

1. อินพุทอิมพีแดนซ์ Zo = 50 Ω
2. ค่าคงที่วัสดุฐานรองไดอิเล็คตริก ε_r = 4.1274
3. ค่าคงที่ประสิทธิผลวัสดุฐานรองไดอิเล็คตริก ε_{reff} = 3.1994
4. ความหนาของวัสดุฐานรอง h =1.6 millimeter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 รูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ



W_1= 3.2 mm

W_2= 5.4 mm

W_3= 0.4 mm

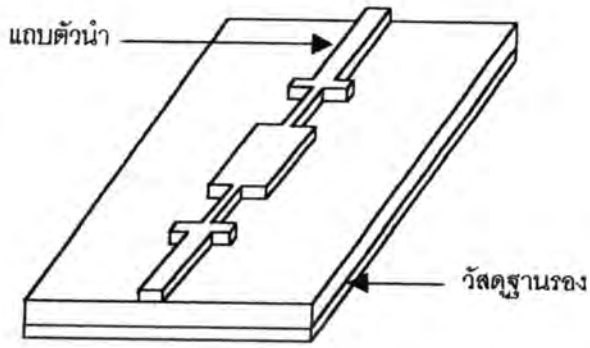
$\lambda_g / 4$ = 17.5 mm

รูปที่ 4.6 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ

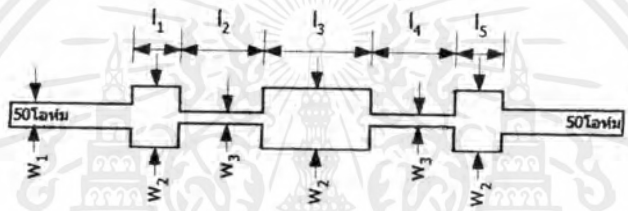
4.3 ไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำ (Microstrip Low-Pass Filter)

ข้อมูลที่ใช้ในการออกแบบและค่าพารามิเตอร์ที่นำไปใช้ในการออกแบบไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำจะมีค่าเช่นเดียวกันกับการออกแบบไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ โดยมีลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 และค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรที่ได้หลังจากการคำนวณและการออกแบบแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 รูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองแบบผ่านต่ำ



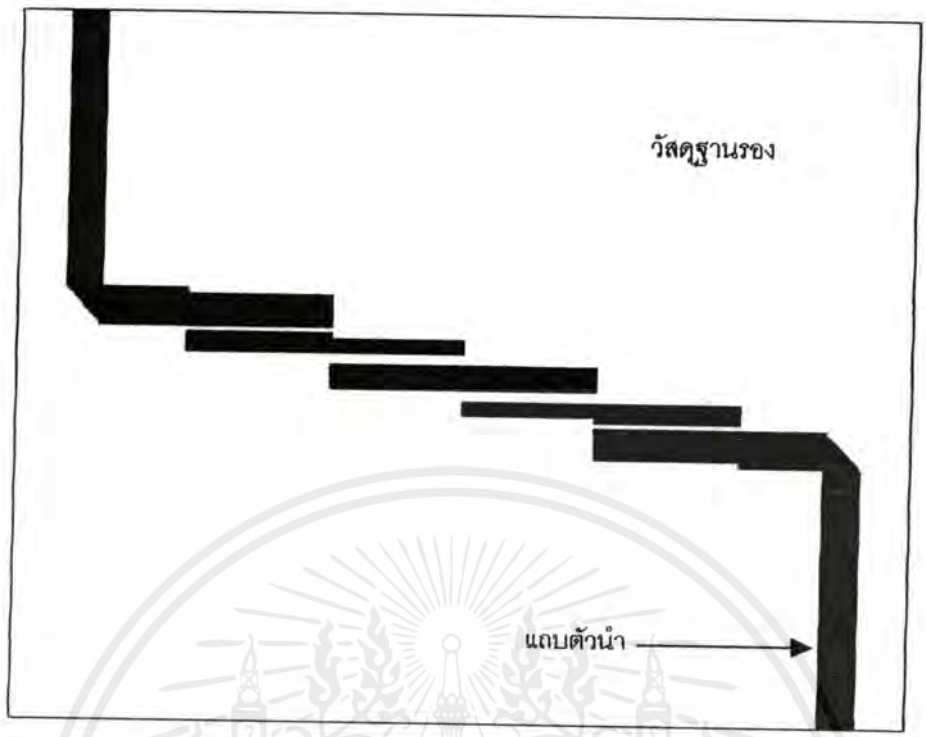
W_1 =	3.2	mm	l_2 =	11	mm
W_2 =	5.4	mm	l_3 =	15.4	mm
W_3 =	0.4	mm	l_4 =	11	mm
l_1 =	3.1	mm	l_5 =	3.1	mm

รูปที่ 4.8 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองแบบผ่านต่ำหลังการออกแบบเรียบร้อยแล้ว

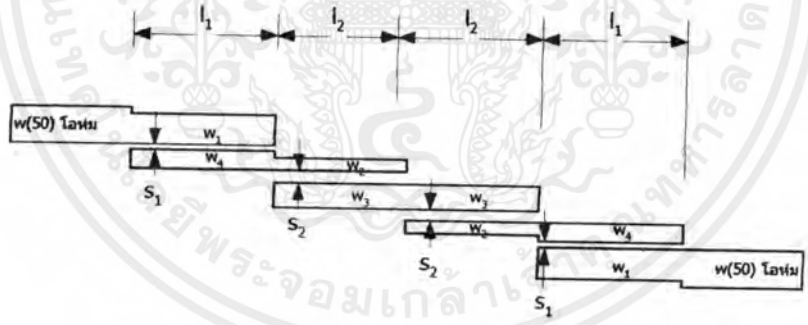
4.4 ไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Microstrip Band-Pass Filter)

พารามิเตอร์ต่างๆของไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 4.10 และขั้นตอนการออกแบบทำได้ดังที่ได้เคยอธิบายมาแล้ว ในที่นี้ได้ออกแบบโดยใช้วิธีผลตอบสนองเชบิเชฟ แล้วคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่ทำให้ได้คุณสมบัติที่ต้องการของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งในที่นี้ต้องการให้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ มีความถี่ศูนย์กลางเท่ากับ 11 GHz แบนด์วิดท์เท่ากับ 1 GHz และมีการสูญเสียเนื่องจากการใส่แทรก (insertion loss) ประมาณ –3 dB จำนวนอันดับของวงจรกรองที่ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการคือ 3 อันดับ โดยโครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 โครงสร้างของวงจรกรองผ่านแถบความถี่



W = 2.424 mm	l_1 = 5.001 mm
W_1 = 1.565 mm	l_2 = 4.806 mm
W_2 = 0.587 mm	S_1 = 0.2 mm
W_3 = 0.865 mm	S_2 = 1.117 mm
W_4 = 0.621 mm	ε_r = 2.17
h (ความหนาของวัสดุฐานรอง)	= 0.779 mm

รูปที่ 4.10 พารามิเตอร์ต่างๆของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ หลังการออกแบบเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา

ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดาแสดงได้ดังรูปที่ 4.11 ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบมีค่าเท่าเดิมและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรที่ได้หลังจากการคำนวณและการออกแบบแล้วมีค่าดังนี้

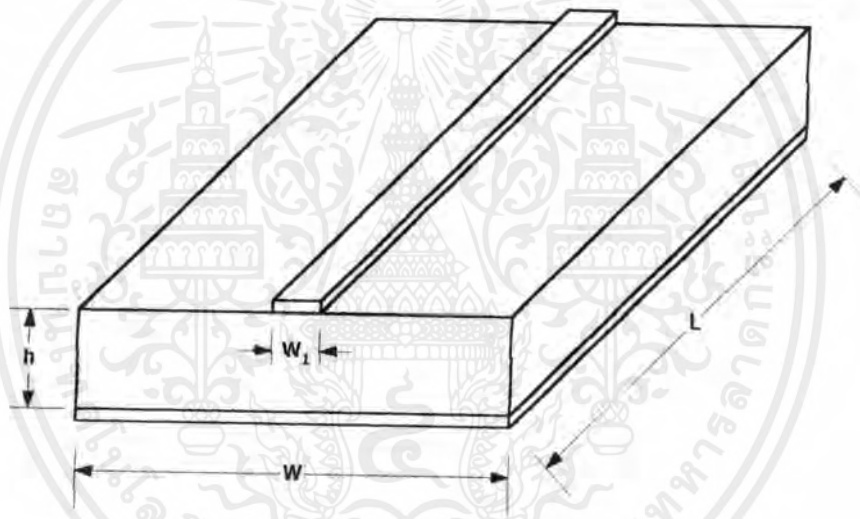
$W_1 = 3.21017$ mm

$W = 33.2077$ mm

$L = \lambda g/4 = 40$ mm

$h = 1.6$ mm

$\varepsilon r = 4.1274$



รูปที่ 4.11 รูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา

4.6 ไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้าง (Step in widtd)

ข้อมูลที่ใช้ในการออกแบบและค่าพารามิเตอร์ที่นำไปใช้ในการออกแบบไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้างจะมีค่าเช่นเดียวกันกับการออกแบบไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ โดยมีลักษณะโครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรที่ได้หลังจากการคำนวณและการออกแบบแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$W_1 = 3.21017$ mm

$W_2 = 5.4455$ mm

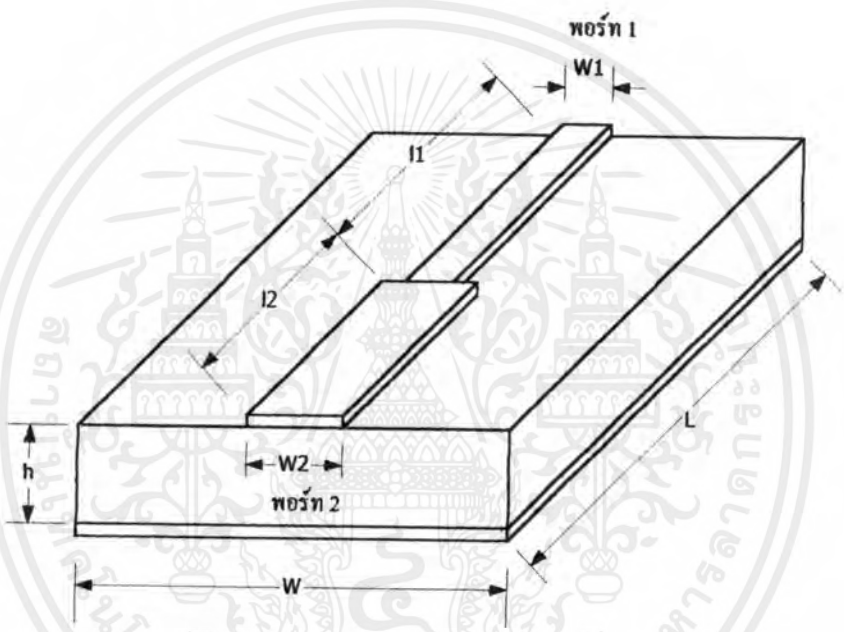
$l_1 = l_2 = 17$ mm

h = 1.6 mm

$\varepsilon r = 4.1274$

W = 35.4477 mm

L = 34 mm



รูปที่ 4.12 รูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้าง

4.7 ไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขา(Branch-line Coupler)

ข้อมูลที่ใช้ในการออกแบบและค่าพารามิเตอร์ที่นำไปใช้ในการออกแบบไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาจะมีค่าเช่นเดียวกันกับการออกแบบไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ โดยมีลักษณะโครงสร้างและค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรที่ได้หลังจากการคำนวณและการออกแบบแล้วแสดงได้ดังรูปที่ 4.13

$W_1 = 3.21017$ mm

$W_2 = 5.4455$ mm

W = 57.4 mm

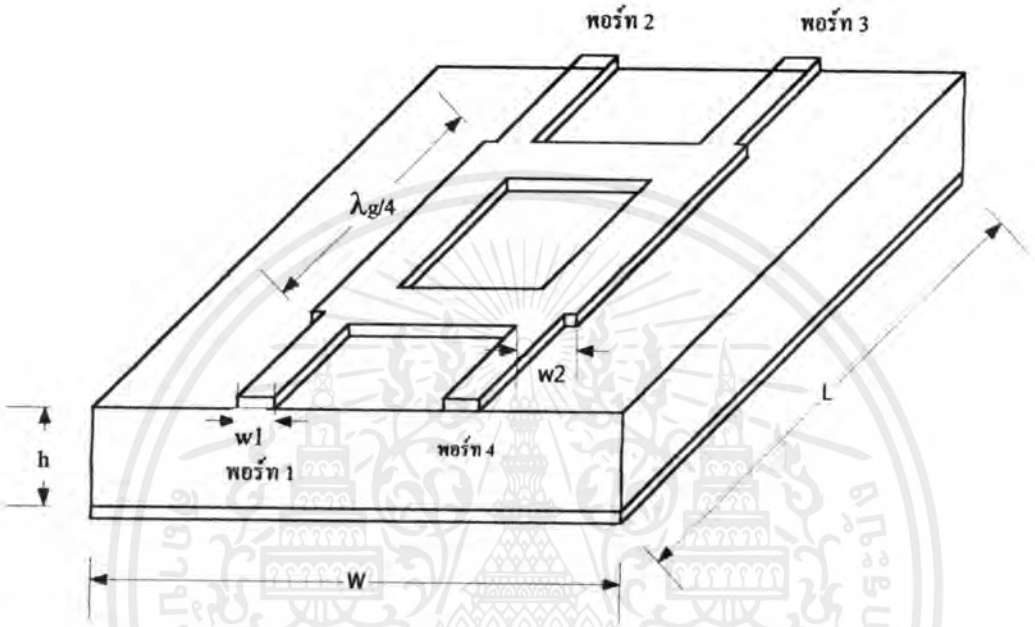
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

L = 54.6833 mm

h = 1.6 mm

λg = 17 mm

εr = 4.1274



รูปที่ 4.13 รูปแบบโครงสร้างไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขา

4.8 ขั้นตอนการสร้างไมโครสตริปไลน์

หลังจากที่ได้คำนวณออกแบบแล้วเราสามารถทำการสร้างสายนำสัญญาณไมโครสตริปไลน์ได้ตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

1.นำค่าที่ได้จากการคำนวณข้างต้นไปสร้างเป็นรูปโดยใช้โปรแกรม Ledit และทำการตั้งค่าโดยค่าที่ตั้งมีหน่วยเป็นมิลลิเมตร ซึ่งใช้อัตราส่วน 1:100

2.เมื่อทำการสร้างรูปจากโปรแกรม Ledit เสร็จเรียบร้อยแล้วต้องนำไฟล์ที่สร้างนั้นไปทำการแปลงไฟล์จากจุด CIF ไปเป็นนามสกุล eps เพื่อนำไปทำฟิล์มเนกกาทีฟ

3.นำรูปที่สร้างแล้วไปทำการถ่ายฟิล์ม (film negative) ซึ่งรูปที่ใช้ในการออกแบบจะมาอยู่บนแผ่นฟิล์ม และจะมีขนาดเท่ากับที่เราได้ทำการออกแบบไว้

4.ในการเตรียมแผ่นทองแดง ให้ตัดแผ่นทองแดงตามขนาดที่ต้องการทำ โดยเผื่อพื้นที่ให้ใหญ่กว่าไมโครสตริปไลน์ที่ออกแบบไว้เพื่อให้มีพื้นที่กราวด์เพลน พร้อมทั้งทำความสะอาดผิวทองแดง ทำการล้างคราบไขมันและสิ่งสกปรกออกให้หมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.ตัดแผ่น Dry Film และเผื่อให้มีขนาดใหญ่กว่าแผ่นทองแดงแล้วลอกแผ่นพลาสติก (Cover sheet) ที่ติดอยู่กับแผ่น Dry Film ด้านใดด้านหนึ่งออก แล้วนำไปติดกับแผ่นทองแดงที่เตรียมไว้โดยระวังอย่าให้มีฟองอากาศ

6.ใช้ผ้าวางทับแผ่นทองแดง จากนั้นนำเตารีดไฟฟ้าปรับความร้อนปานกลาง หรือโดยประมาณ 110 องศาเซลเซียส รีดทับบนแผ่นให้ทั่ว (ระวังอย่าให้ความร้อนสูงจนเกินไป เพราะ ดรายฟิล์มจะละลายได้) จากนั้นตรวจสอบดูว่าดรายฟิล์มที่ติดบนแผ่นทองแดงมีฟองอากาศแทรกอยู่หรือไม่ ถ้ามีให้นำเข็มที่มีปลายแหลมเจาะฟองอากาศแล้วไล่อากาศออก และให้ใช้เตารีดรีดทับอีกครั้งหนึ่ง (ฟองอากาศนี้ทำให้ดรายฟิล์มไม่เกาะติดกับแผ่นทองแดงเป็นสาเหตุให้ลายเส้นที่จุดนี้ขาดได้)

7.เมื่อได้แผ่นทองแดงที่เคลือบดรายฟิล์มเรียบร้อยแล้วนั่นคือพร้อมที่จะขึ้นลายได้ ให้นำหลอดไฟฟ้า (หลอดไส้)ขนาด 100 วัตต์ แขวนไว้เหนือแผ่นทองแดง ห่างประมาณ 1 ฟุต

8.นำแผ่นฟิล์มอาร์ทเวิร์คแบบเนกกาทีฟที่มีขนาดเท่ากับแผ่นแบบทาบบนแผ่นทองแดงแล้วนำกระจกใสมาวางทับอีกที เพื่อให้ฟิล์มอาร์ทเวิร์คแนบติดกับแผ่นทองแดงแน่นขึ้น จากนั้นเปิดไฟให้กับหลอดไฟเพื่อทำการถ่ายขึ้นลายใช้เวลาในการถ่ายประมาณ 15 นาที

9 .ผสมน้ำยาล้างดรายฟิล์ม(developer) โดยนำผง Develop ทั้งหมดที่ได้มากับ Dry film มาผสมน้ำสะอาดจำนวน 200 cc กวนให้ละลายจนหมด

10.เมื่อฉายแสงได้ตามเวลาที่กำหนดแล้วลอกแผ่นพลาสติก (Cover Sheet) ที่ติดอยู่บนแผ่นดรายฟิล์มอีกชั้นหนึ่งออกแล้วนำมาล้างในน้ำยา Developer ที่เตรียมไว้ แล้วใช้ฟองน้ำลูบไปมาเบาๆจนกระทั่งปรากฏลายเส้นของอาร์ทเวิร์คเด่นชัดไม่มีส่วนของดรายฟิล์มที่ไม่ต้องการตกค้างอยู่ จากนั้นนำมาล้างน้ำให้สะอาดแล้วรอให้แห้ง

11.ติดด้านหลังของแผ่นวงจรพิมพ์ด้วยแถบกาวที่กันน้ำได้เพื่อใช้ด้านหลังเป็นกราวด์เพลน เตรียมน้ำยากัดแผ่นทองแดงใส่ลงในภาชนะจากนั้นนำแผ่นทองแดงลงไปแช่ย่าในน้ำยาไปมา พร้อมทั้งตรวจสอบจนกระทั่งทองแดงในส่วนที่ไม่ต้องการถูกกัดออกจนหมด จะได้ลายเส้นตามที่ต้องการ แล้วนำไปล้างด้วยน้ำสะอาด

12.นำแผ่นทองแดงที่ต้องการลอกดรายฟิล์มออกแช่ลงในภาชนะที่ใส่ทินเนอร์ ทิ้งไว้สักครู่แผ่นดรายฟิล์มจะอ่อนตัวและละลายออก จากนั้นจึงนำไปทำความสะอาด แกะแถบกาวด้านหลังออกจะได้แผ่นวงจรพิมพ์ที่ต้องการ

13.นำแผ่นวงจรพิมพ์มาทำการบัดกรีต่อคอนเนคเตอร์ที่ปลายของไมโครสตริปไลน์ในทุกๆพอร์ตที่ใช้งาน

นั่นคือเสร็จสิ้นในกระบวนการสร้างไมโครสตริปไลน์ทั้ง 6 รูปแบบ ซึ่งพร้อมที่จะนำไปใช้ในการทดลองและการวิเคราะห์ต่อไปในบทที่ 5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

ในบทนี้ได้กล่าวถึงลำดับขั้นตอนวิธีการทดลองทั้งการวัดและการวิเคราะห์ ซึ่งจะวิเคราะห์วงจรไมโครสตริปไลน์ทั้ง 6 รูปแบบ โดยใช้วิธี FDTD ในส่วนของการวัดจะทำการวัดค่า S พารามิเตอร์ของไมโครสตริปไลน์ที่ได้ทำการสร้างมาแล้วในบทที่ 4 และในการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD ยังได้แสดงการแผ่กระจายของส่วนประกอบของสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กที่ทำการกระตุ้น และแสดงกราฟพารามิเตอร์ S นอกจากนั้นแล้วยังได้ทำการเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ที่ได้กับผลการวัดด้วยเครื่องเนทเวิร์ค-อนาไลเซอร์ เพื่อเป็นข้อเปรียบเทียบกันให้เห็นจริงทั้งในทางปฏิบัติและในทางทฤษฎี

5.1 ขั้นตอนการทดลอง

5.1.1 การวิเคราะห์ด้วยวิธี FD-TD

ขั้นตอนการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์ทั้ง 3 รูปแบบ โดยใช้วิธี FDTD แสดงในรูปที่ 5.1 โดยขั้นแรกจะทำการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่เป็นค่าคงที่ต่างๆ ซึ่งประกอบไปด้วย

จำนวนขั้นเวลา 10000 ขั้นเวลา

ค่าของ $\pi = 3.141459265358979$

ค่าของ $\mu_o = 1.256637061435917 \times 10^{-6}\ \mathrm{Hm}^{-1}$

ค่าของ $\varepsilon_o = 8.854187818 \times 10^{-12}\ \mathrm{Fm}^{-1}$

ค่าของ $\varepsilon_r = 4.1274$

ค่าของ $C = 1/\sqrt{\mu_o \varepsilon_o}\ \mathrm{ms}^{-1}$

ค่าของ $\Delta x, \Delta y$ และ Δz ขึ้นอยู่กับโครงสร้างที่ทำการวิเคราะห์

ค่าของ $\Delta t = \dfrac{1}{c\sqrt{(1/\Delta x)^2 + (1/\Delta y)^2 + (1/\Delta z)^2}}\ \mathrm{s}$

ค่าของความต้านทานของแหล่งกำเนิดแรงดัน $R_s = 50\Omega$

จำนวนชั้นของ PML 16 ชั้น

อันดับการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียใน PML N= 5

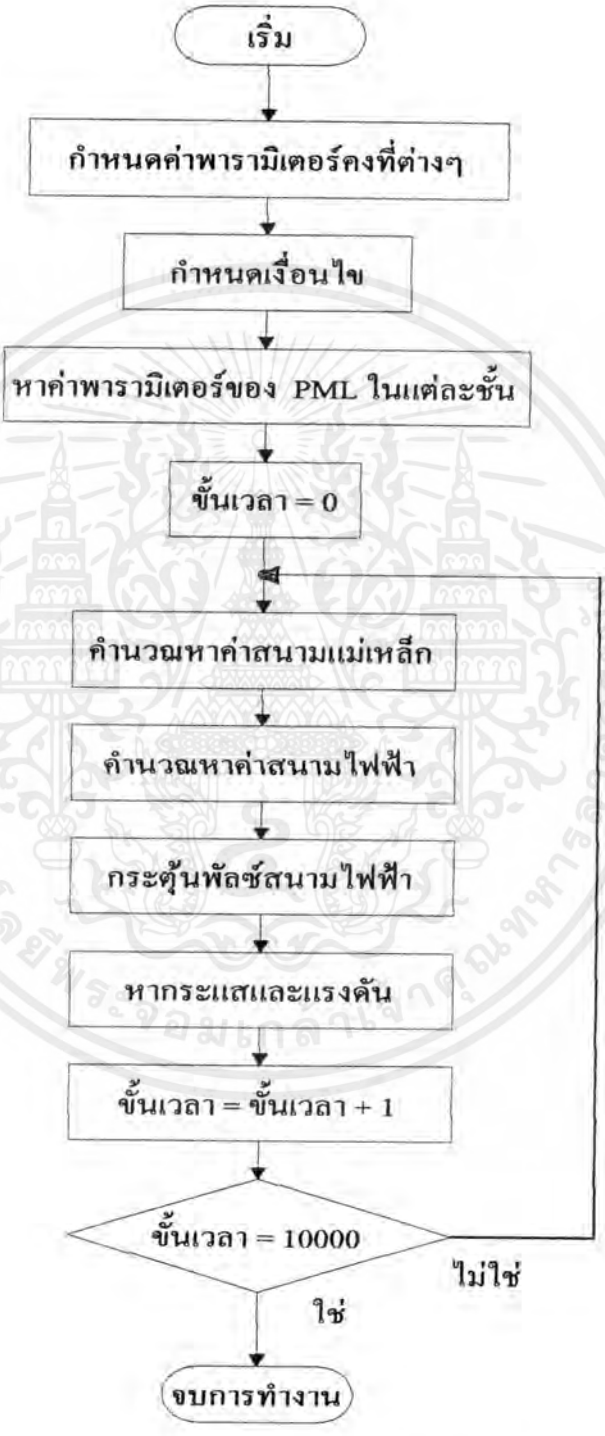
ตัวร่วมการสะท้อนที่มุมศูนย์องศา $R(0) = 1 \times 10^{-7}$

ขนาดของโดเมนของการคำนวณขึ้นอยู่กับโครงสร้างที่ทำการวิเคราะห์

ค่าขนาดต่างๆของไมโครสตริปไลน์แบบต่าง ๆ ที่ทำการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อมาทำการกำหนดเงื่อนไขขอบเขต บริเวณที่เป็นวัสดุฐานรองและไมโครสตริปไลน์ตัวนำจะกำหนดให้เป็นตัวนำสมบูรณ์ (มี σ เป็น ∞) ซึ่งจะทำให้ได้ค่าของ c_a และ c_b ในสมการ (3.20) ที่อยู่ในบริเวณเหล่านี้มีค่าเป็น –1 และ 0 ตามลำดับ



รูปที่ 5.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์โดยใช้วิธี FDTD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นหาค่าพารามิเตอร์ σ และ σ^* ในแต่ละชั้นของ PML โดยใช้สมการ (3.39) ถึง (3.41) กำหนดให้มี PML ที่ทุกด้านของโดเมนการคำนวณ ยกเว้นด้านที่อยู่ด้านใต้ของวัสดุฐานรอง แล้วจึงทำขั้นเวลาของสมการผลต่างสืบเนื่องจำกัดโดยเริ่มที่ขั้นเวลาที่ศูนย์ หาค่าสนามแม่เหล็กในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (3.35) และ (3.37) ต่อมาหาค่าสนามไฟฟ้าในแต่ละตำแหน่งโดยใช้สมการ (3.36) และ (3.38)

ทำการกระตุ้นสนามไฟฟ้าที่พอร์ทตรงตำแหน่งกึ่งกลางด้านใต้ของไมโครสตริปไลน์ ส่วนพอร์ทที่เหลือทำแบบจำลองของตัวต้านทานโดยใช้สมการ (3.49) หลังจากนั้นหากระแสจากสมการ (3.47)และหาแรงดันจากสมการ(3.52)

เพิ่มขั้นเวลาขึ้นไปอีก 1 ขั้นเวลา แล้วกลับไปทำตั้งแต่ขั้นตอนการคำนวณสนามแม่เหล็กอีกครั้งหนึ่ง ทำตามขั้นตอนเหล่านี้ต่อไปเรื่อยๆจนครบ 10000 ขั้นเวลา

ในการวิเคราะห์วงจรไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาจะกำหนดให้ $\Delta x = 0.0005346$ m, $\Delta y = 0.0005315$m และ $\Delta z = 0.0005333$m และวงจรไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ จะกำหนดให้ $\Delta x = 0.00053333$ m, $\Delta y = 0.00053076$m และ $\Delta z = 0.00053333$m โดยจะใช้แหล่งกำเนิดแรงดันเป็น

$$Vs = \sin(2\times pi\times 2.5\times 10^{9}\times n\times dt)\times \exp\left[\left(\frac{n-1050}{350}\right)^{2}\right] \qquad (5.1)$$

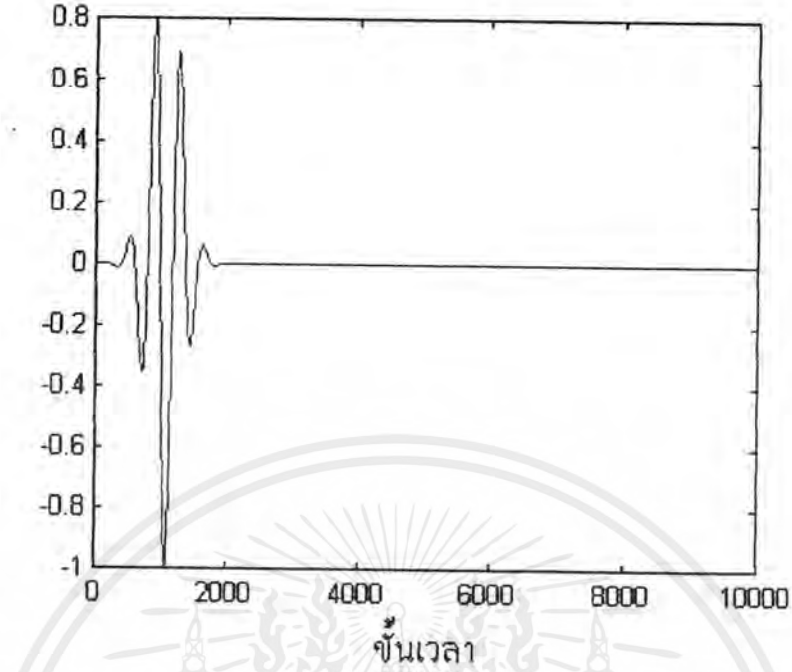
กราฟของแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.1) แสดงในรูปที่ 5.2 ซึ่งเมื่อทำการแปลงฟูริเยร์จะได้ส่วนประกอบของช่วงความถี่ตั้งแต่สัญญาณ DC จนถึง 5GHz ดังแสดงในรูปที่ 5.3

ส่วนโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดาจะกำหนดให้ $\Delta x = 0.0005346$ m, $\Delta y = 0.0005333$m และ $\Delta z = 0.0005333$ m แบบขั้นตามความกว้างกำหนดให้ $\Delta x = 0.0005346$ m, $\Delta y = 0.0005312$m และ $\Delta z = 0.0005333$ m วงจรกรองแบบผ่านต่ำจะกำหนดให้ $\Delta x = 0.0005350$ m, $\Delta y = 0.0005208$ m และ $\Delta z = 0.0005333$ m และวงจรกรองผ่านแถบความถี่กำหนดให้ $\Delta x = 0.0004043$m, $\Delta y = 0.0004184$ m และ $\Delta z = 0.0002596$ m ซึ่งทั้ง 4 รูปแบบจะใช้แหล่งกำเนิดแรงดันเป็น

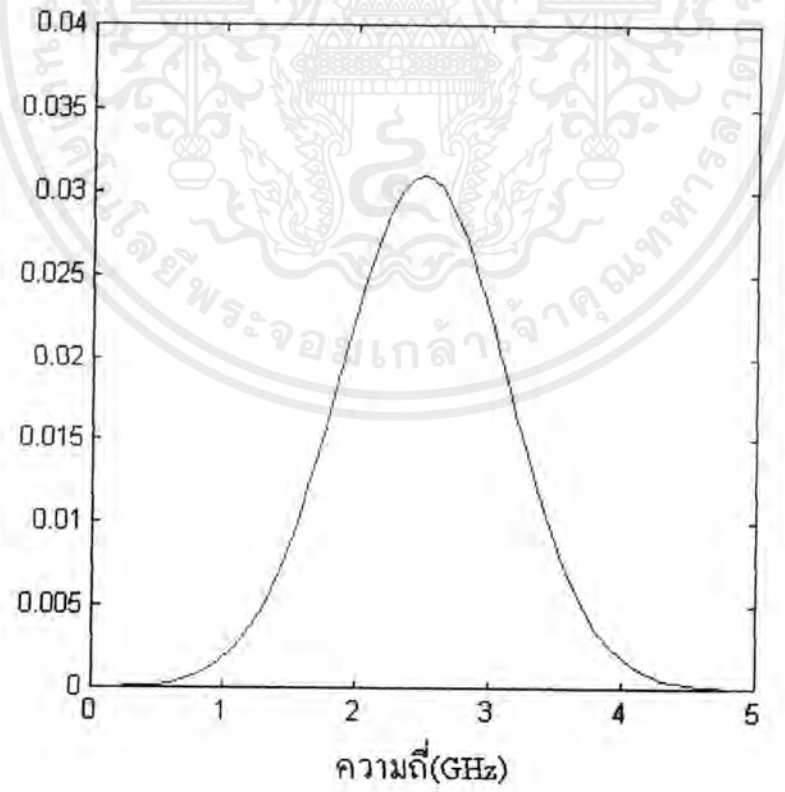
$$Vs = \exp\left[\left(\frac{n-180}{60}\right)^{2}\right] \qquad (5.2)$$

กราฟของแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.2) แสดงในรูปที่ 5.4 ซึ่งเมื่อทำการแปลงฟูริเยร์จะได้ส่วนประกอบของช่วงความถี่ตั้งแต่สัญญาณ DC จนถึง 15GHz ดังแสดงในรูปที่ 5.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

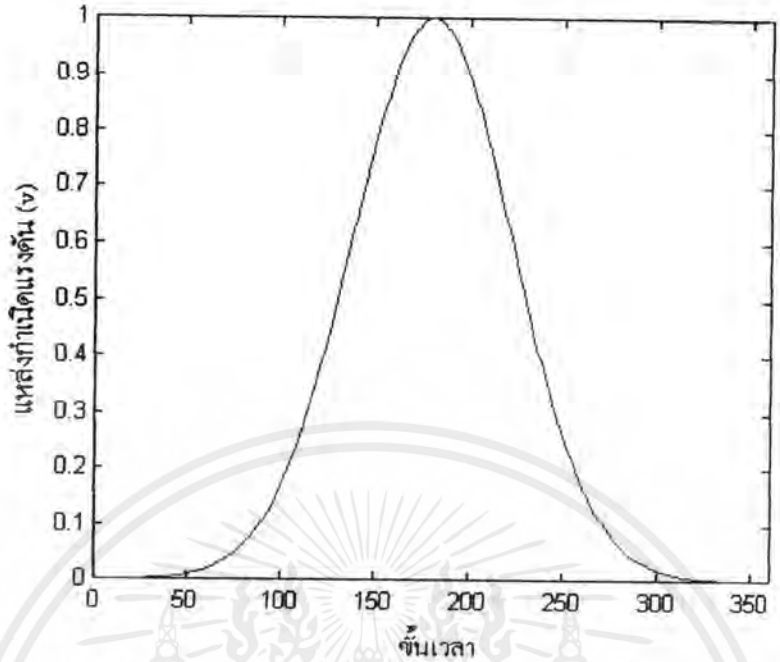


รูปที่5.2 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ 5.1 ในโดเมนเวลา

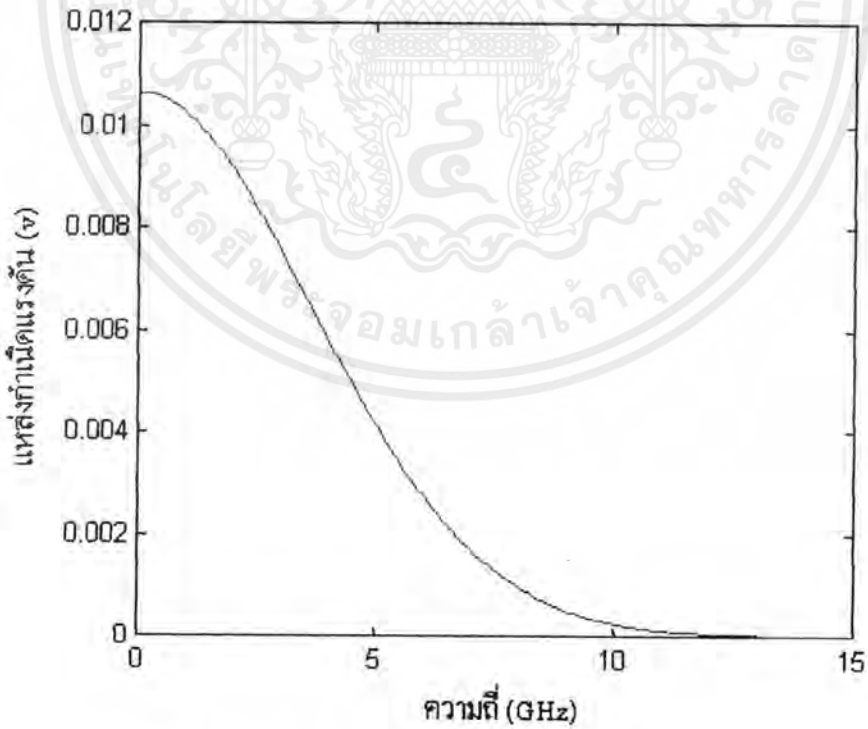


รูปที่5.3 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ 5.1 ในโดเมนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.2) ในโดเมนเวลา



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงแหล่งกำเนิดแรงดันในสมการ (5.2) ในโดเมนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2 การวัดความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency Response)

ชุดวัดความถี่เรโซแนนซ์สามารถวัดค่า S พารามิเตอร์ (s-parameter) เพื่อหาค่าการสูญเสียเนื่องจากการย้อนกลับ [return loss : S_{11} (dB)] วัดค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งต่อแรงดัน (SWR) ว่าเป็นไปตามมาตรฐานหรือไม่ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะมีค่าน้อยกว่า 2 และใช้วัดค่าอินพุทอิมพีแดนซ์(input impedance) ของไมโครสตริปไลน์

รูปที่ 5.6 ชุดวัดความถี่เรโซแนนซ์ด้วยเครื่อง Network Analyzer

5.1.2.1 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

1. ชุดวัดความถี่เรโซแนนซ์ ดังแสดงในรูปที่ 5.6 ซึ่งประกอบไปด้วย
   - 1.1.1 เครื่อง 8150C Network Analyzer
   - 1.1.2 เครื่อง 8514B 8510B S-Parameter Test Set ($45MH_z - 20GH_z$)
   - 1.1.3 เครื่อง 8360 Series Synthesized Sweeper ($10MH_z - 20GH_z$)

2.ชุดคาลิเบรท 25052B (Calibration kit 85052B 3.5mm)

3.สายโคแอกเชียล (coaxcial cable) และตัวต่อ (connector) ชนิดที่มีความสูญเสียต่ำ(low loss)

4.แผ่นชิ้นงานไมโครสตริปไลน์

5.แผ่นดิสก์ที่ใช้สำหรับเก็บข้อมูล

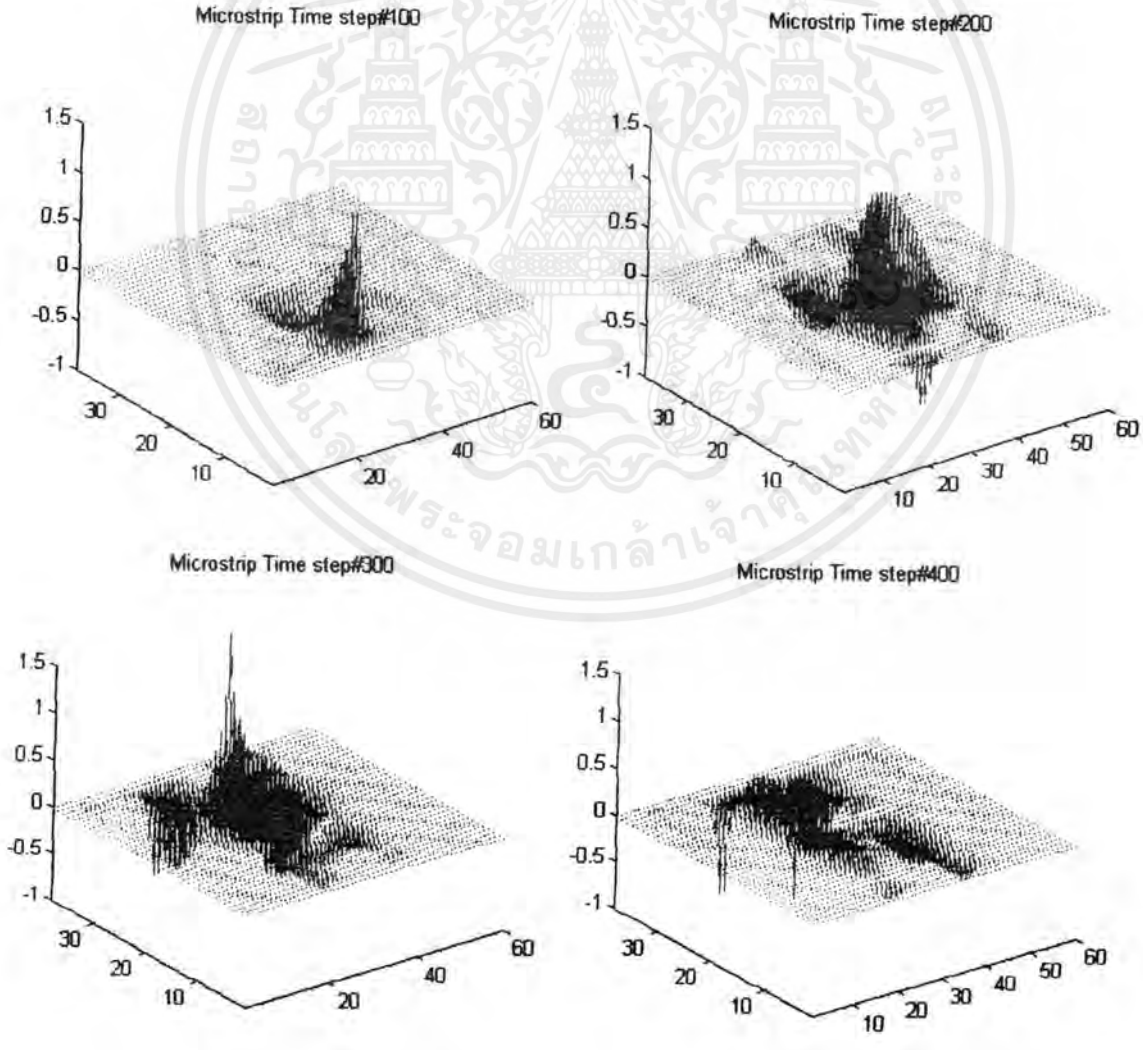
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2.2 ขั้นตอนการทดลอง

1. เปิดเครื่องของชุดวัดความถี่เรโซแนนซ์ทุกตัว
2. ทำการคาลิเบรทเครื่องด้วยชุดคาลิเบรท ซึ่งประกอบไปด้วยตัวลัดวงจร (short circuit) , ตัวเปิดวงจร (open circuit) , และโหลดบอร์ดแบนด์ (load broad band)
3. ต่อชิ้นงานไมโครสตริปไลน์ที่ต้องการวัดเข้ากับชุดวัดความถี่เรโซแนนซ์
4. เลือกเมนู (menu) วัดค่า S พารามิเตอร์
5. เปลี่ยนแผ่นชิ้นงานและทำซ้ำข้อ 4 จนกระทั่งครบทุกแบบ

5.2 ผลการวิเคราะห์และทดลองวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับ

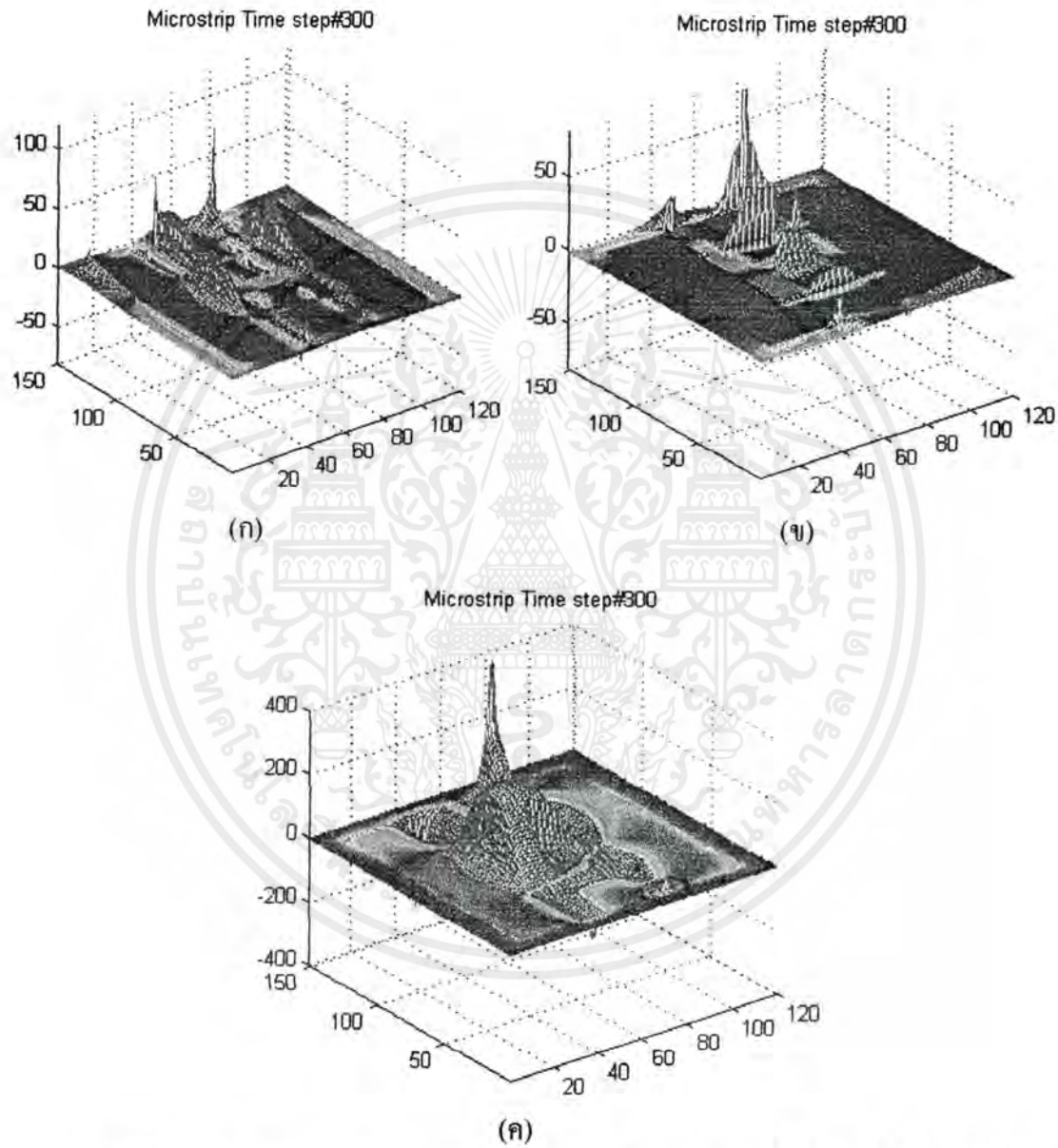
จากบทที่ 4 ที่ผ่านมาเป็นการออกแบบและการสร้างวงจรโครงสร้างทางไมโครสตริปรูปแบบต่างๆ ซึ่งทำให้เราทราบข้อมูลที่เป็นประโยชน์ที่จะนำมาใช้ในการวิเคราะห์ได้



รูปที่ 5.7 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดโครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับที่ทำการวิเคราะห์ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 4.6 ซึ่งในการวิเคราะห์ใช้โดเมนในการคำนวณทั้งหมด $183 \times 152 \times 30$ เซลล์ การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100,200,300 และ 400 แสดงดังรูปที่ 5.7



(ก) (ข)

(ค)

รูปที่ 5.8 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับที่ขั้นเวลา 300

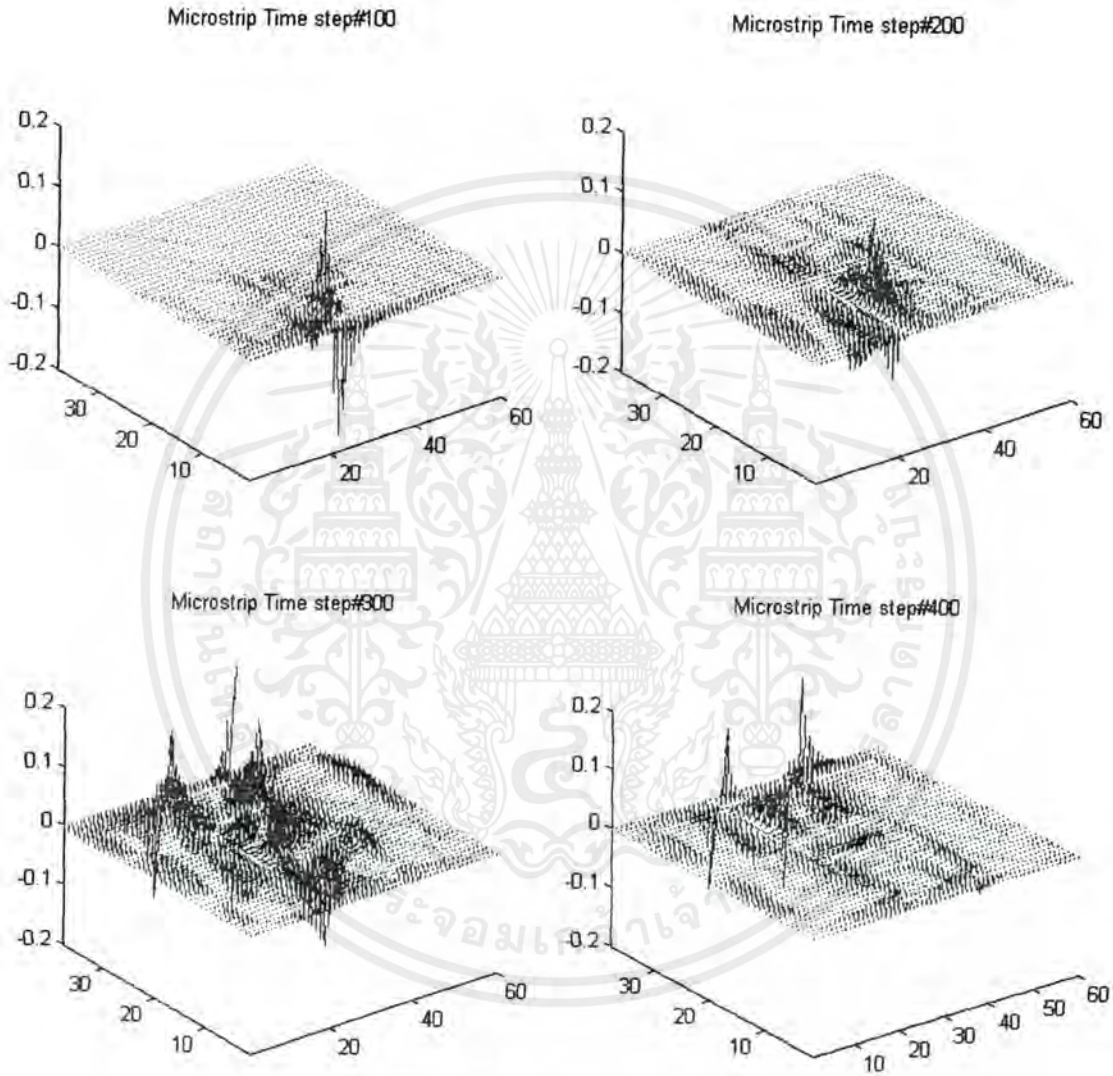
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

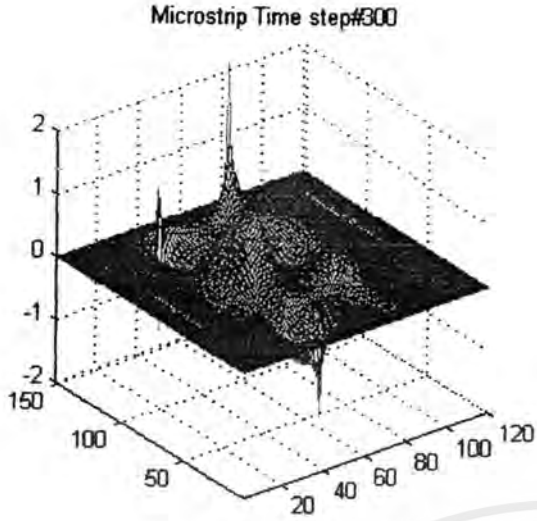
รูปที่ 5.8 แสดงการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าในแนวแกน X , Y และ Z ที่ขั้นเวลาที่ 300 ส่วนการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100,200,300 และ 400 แสดงดังรูปที่ 5.9



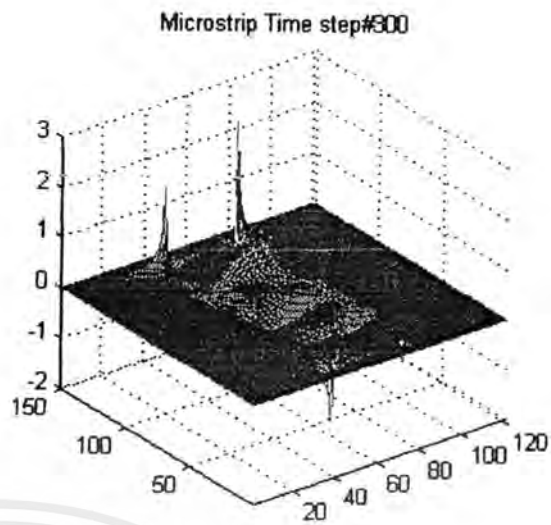
รูปที่ 5.9 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy

ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้า ของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับแสดงได้ดังรูปที่ 5.10 ซึ่งแสดงในขั้นเวลาที่ 300

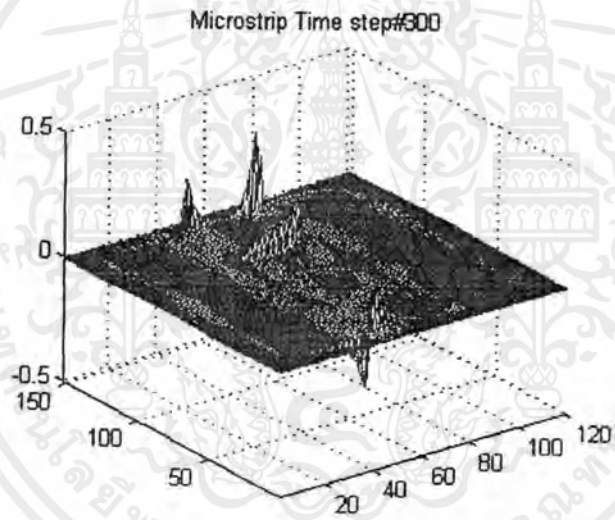
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 5.10 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาทางตรง 3 สตับที่ขั้นเวลา 300

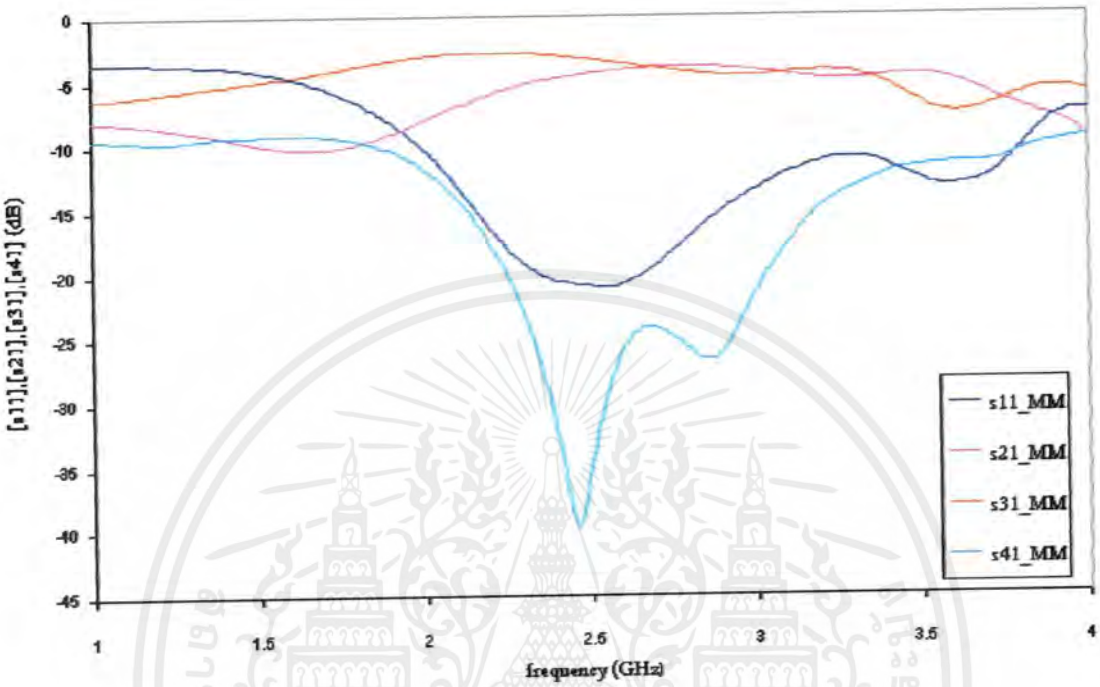
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Y

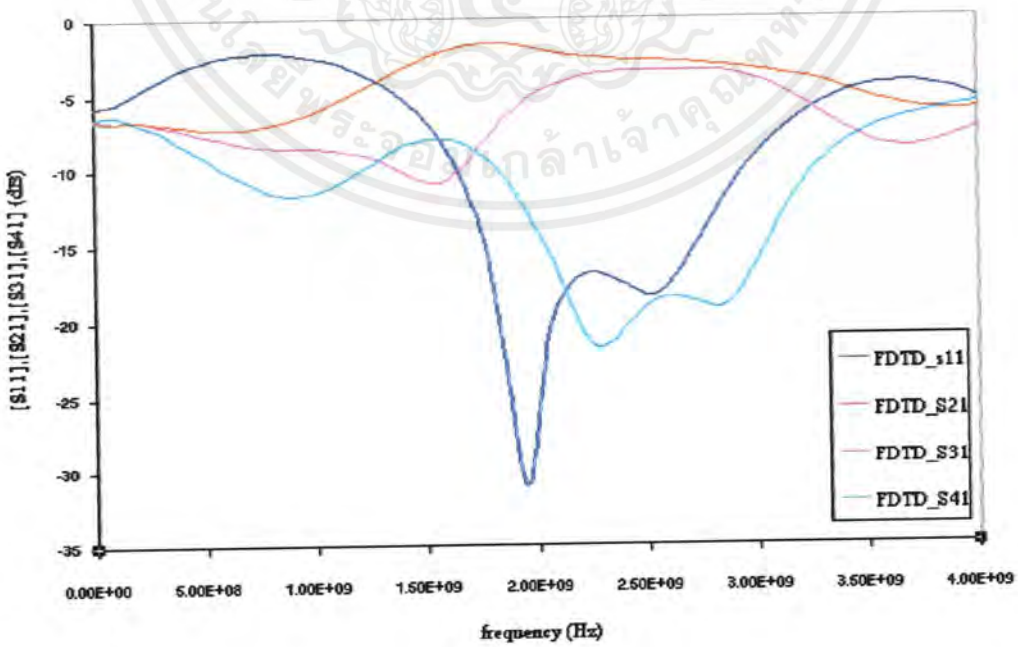
(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการวัดความถี่เรโซแนนซ์ของไมโครสตริปไลน์นั้น จะเป็นการวัดค่าพารามิเตอร์ S11, S21,S31 และ S41 โดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD รูปที่ 5.11 แสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวัด



รูปที่ 5.11 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวัด

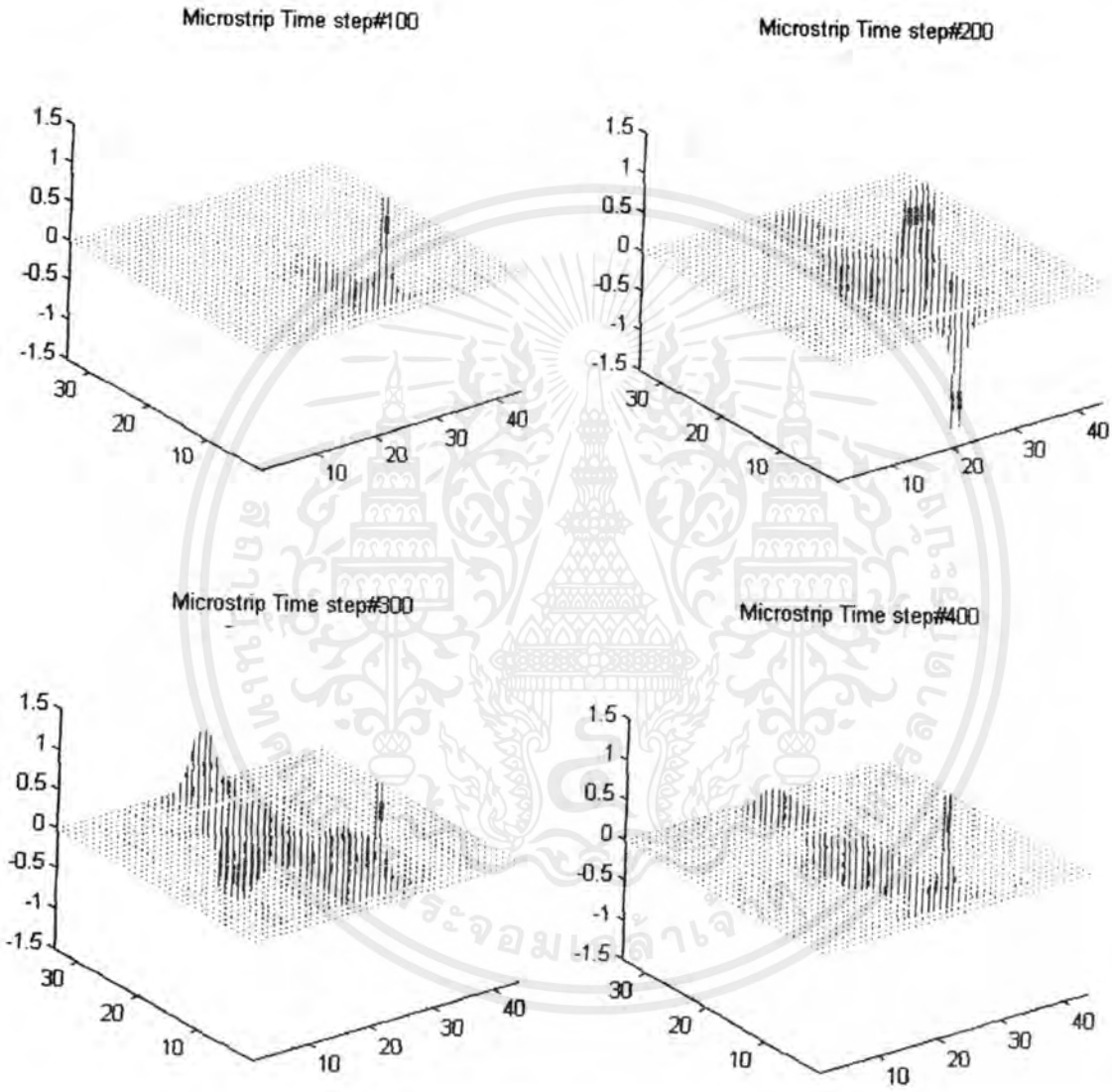


รูปที่ 5.12 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 ผลการวิเคราะห์และทดลองวงจรกรองแบบผ่านต่ำ

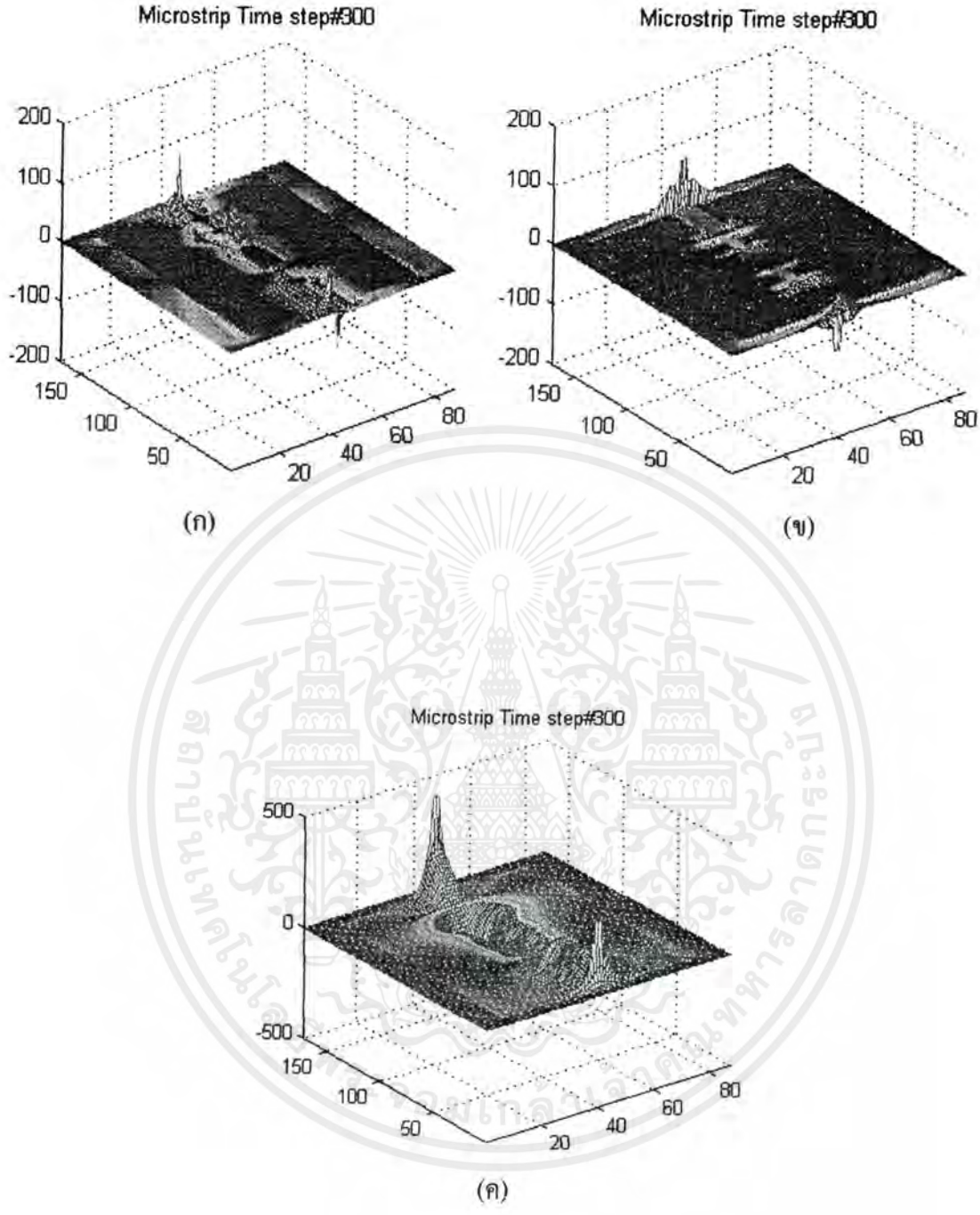
ขนาดโครงสร้างของวงจรกรองแบบผ่านต่ำที่ทำการวิเคราะห์ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 4.8 ซึ่งในการวิเคราะห์ใช้โดเมนในการคำนวณทั้งหมด 202 × 119 × 30 เซลล์ การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.13 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy

การแผ่กระจายสนามไฟฟ้าในแนวแกน X , Y และ Z ที่ขั้นเวลาที่ 300 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.14 ส่วนการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



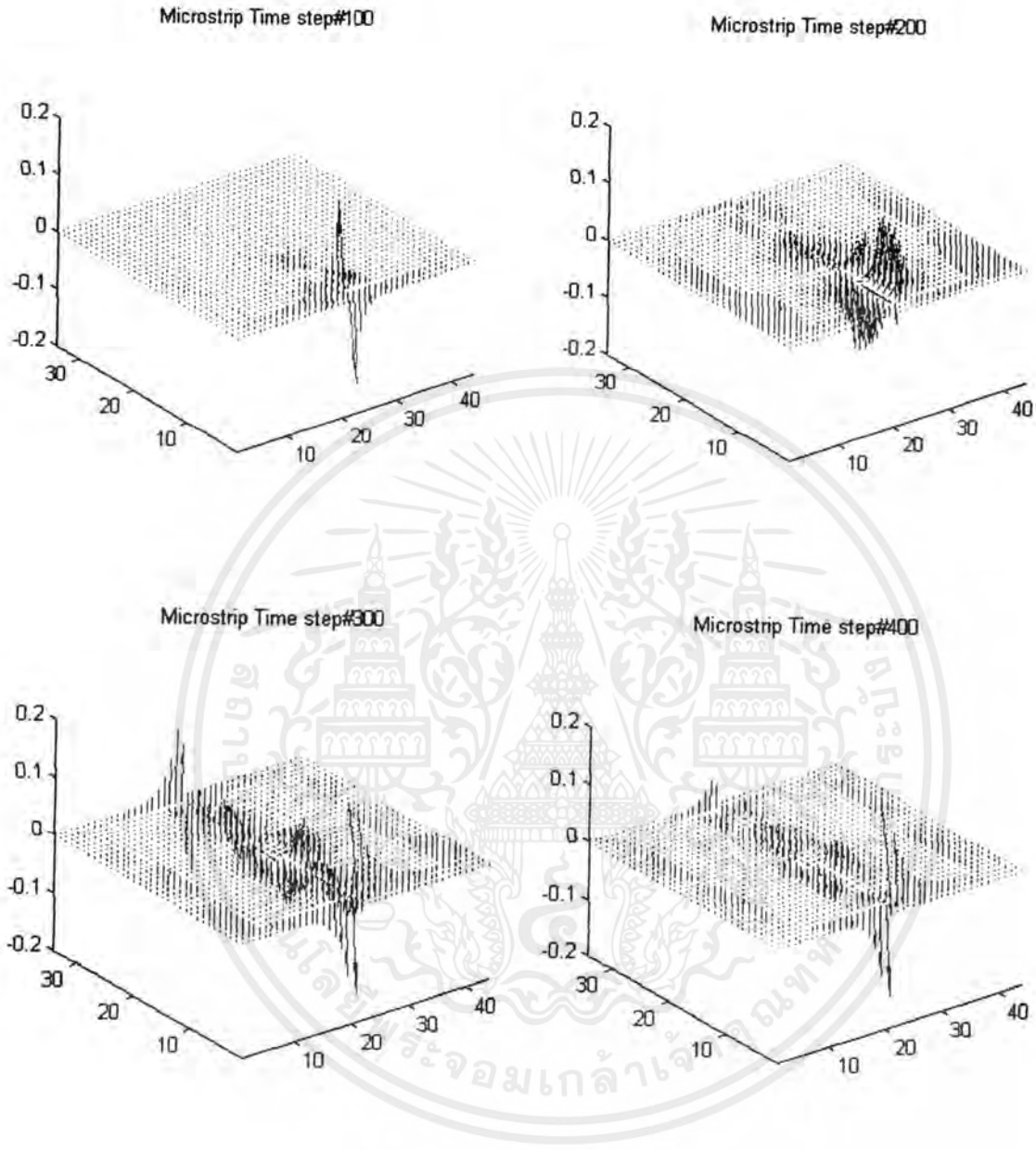
รูปที่ 5.14 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบกรองผ่านความถี่ต่ำที่ขั้นเวลา 300

(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

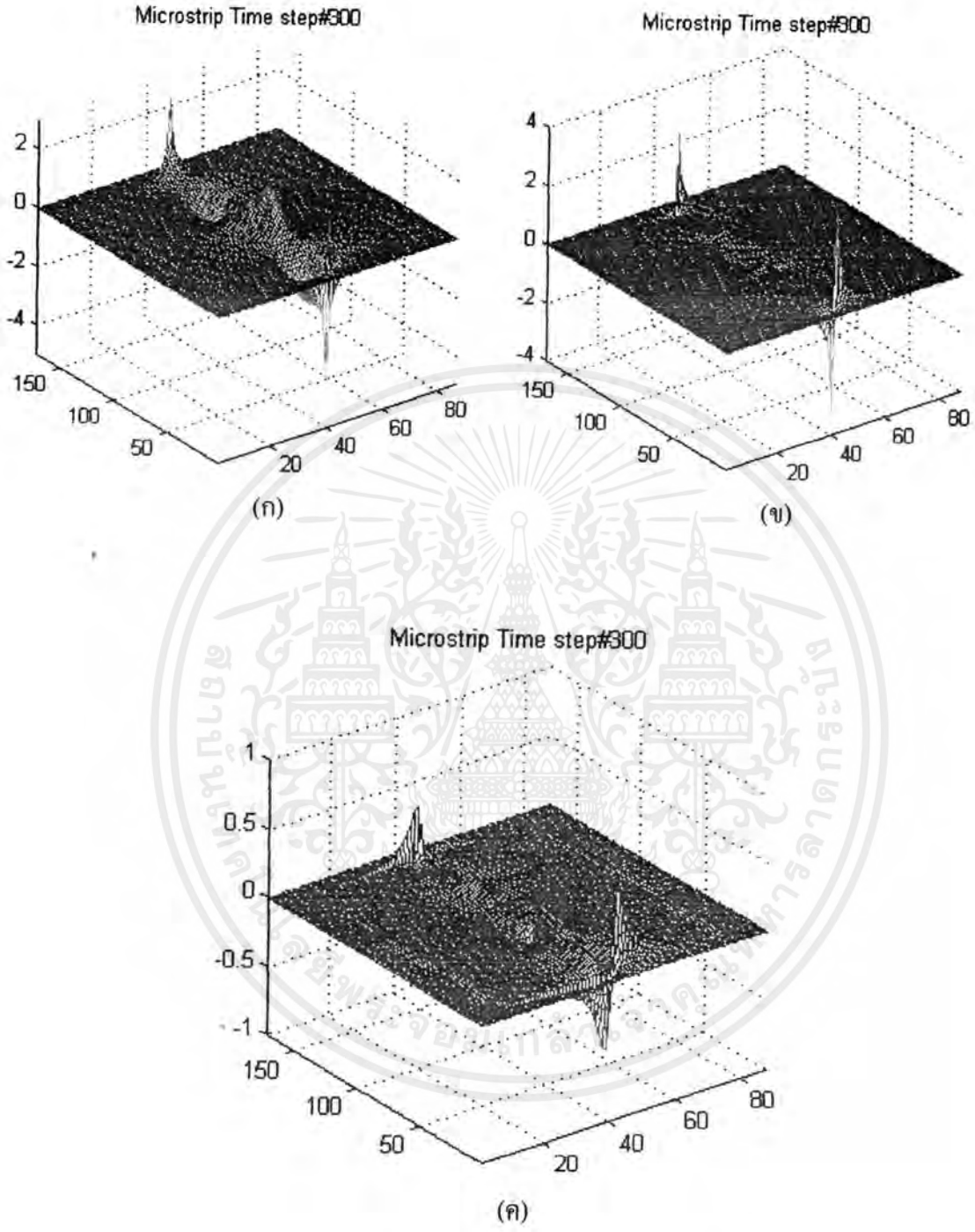
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy

ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของวงจรไมโครสตริปไลน์แบบกรองผ่านความถี่ต่ำแสดงได้ดังรูปที่ 5.16 ซึ่งแสดงในขั้นเวลาที่ 300

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ที่ขั้นเวลา 300

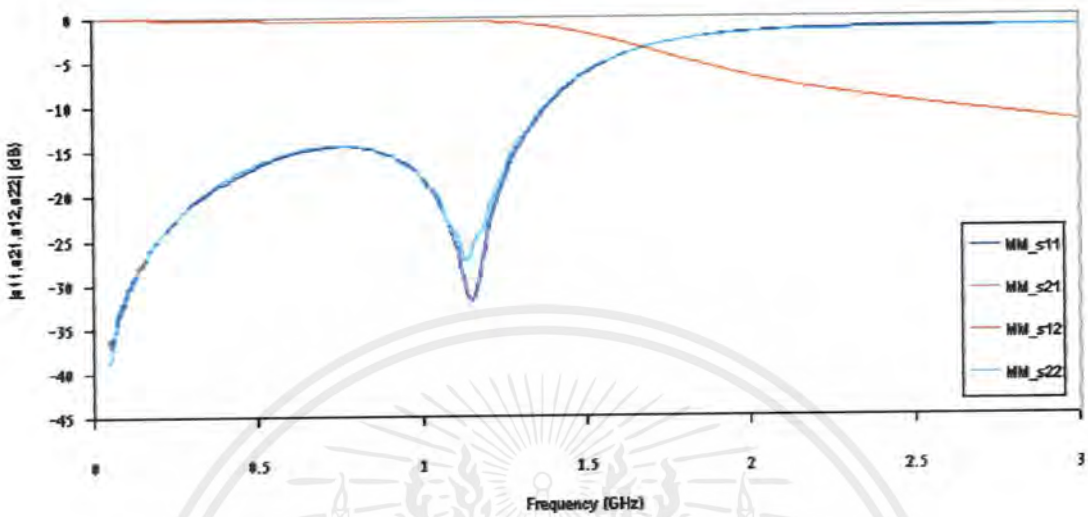
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Y

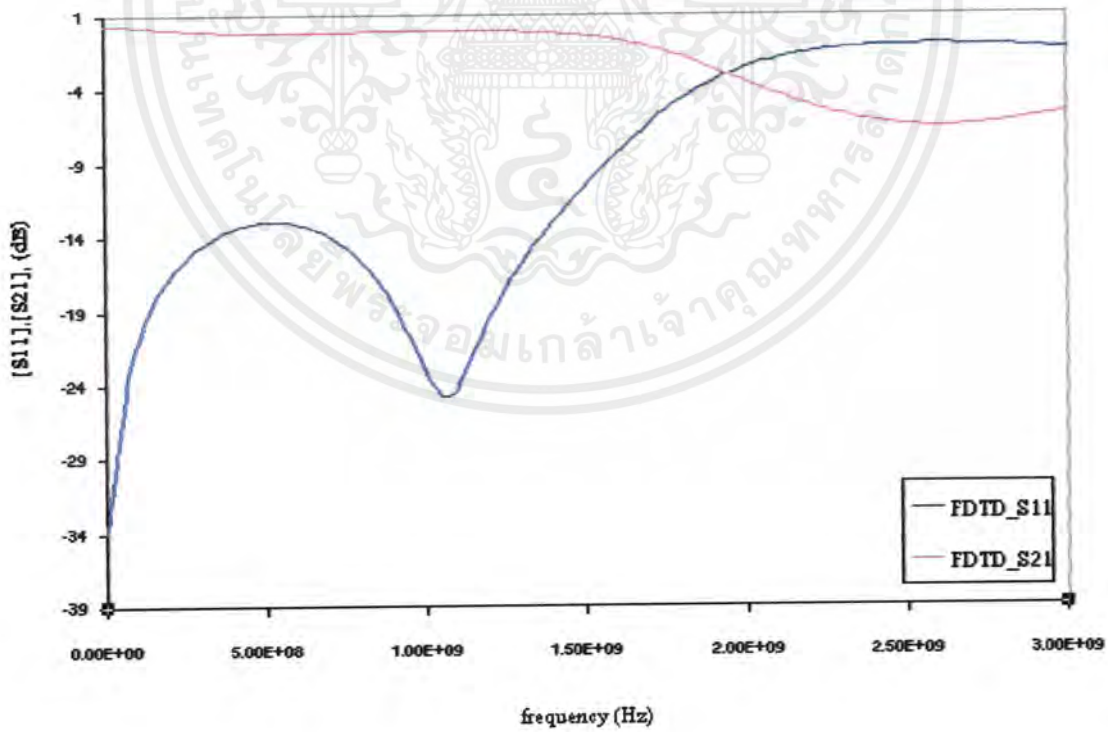
(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.17 แสดงค่าพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัดโดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD ในรูปที่ 5. 18



รูปที่ 5.17 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21ที่ได้จากการวัด

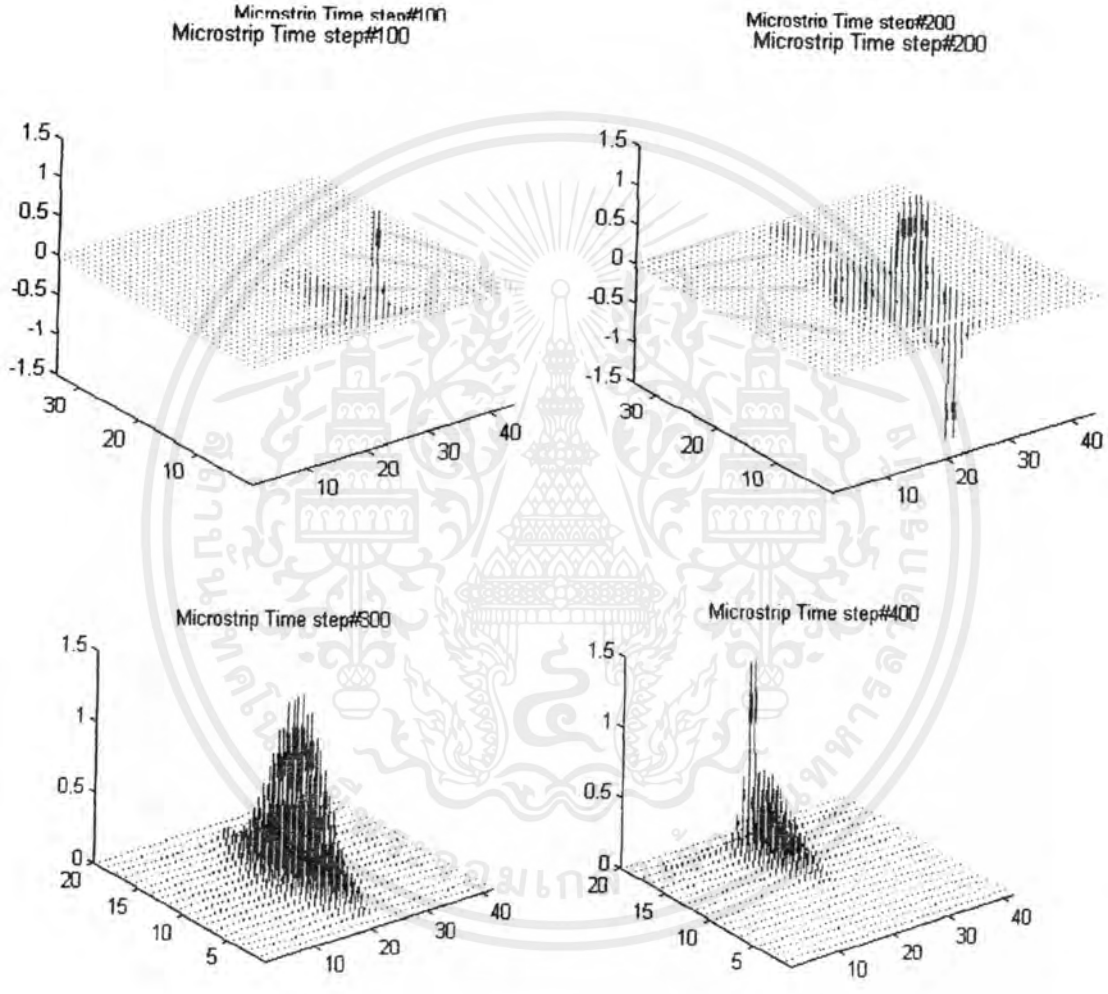


รูปที่ 5.18 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการวิเคราะห์และทดลองไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดา

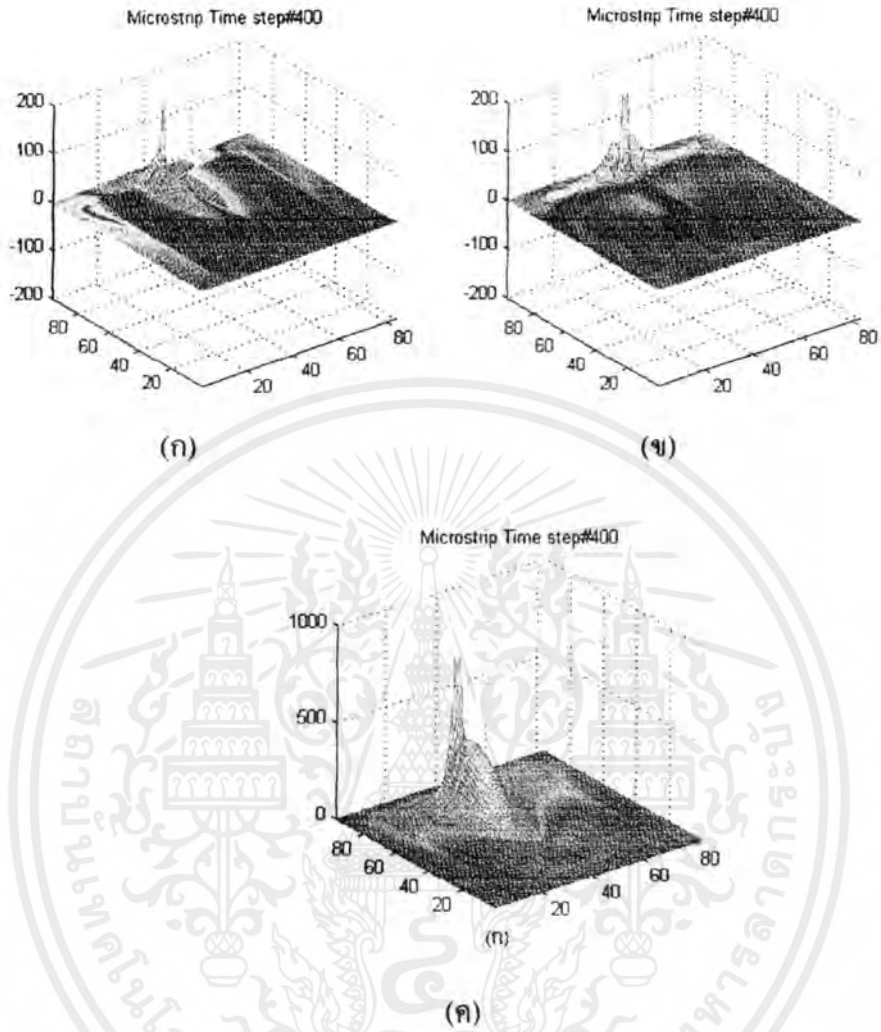
ขนาดโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดาที่ทำการวิเคราะห์ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 4.11ซึ่งในการวิเคราะห์ใช้โดเมนในการคำนวณทั้งหมด 128 × 115 × 26 เซลล์ การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.19



รูปที่ 5.19 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1

การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดาที่ขั้นเวลา 400

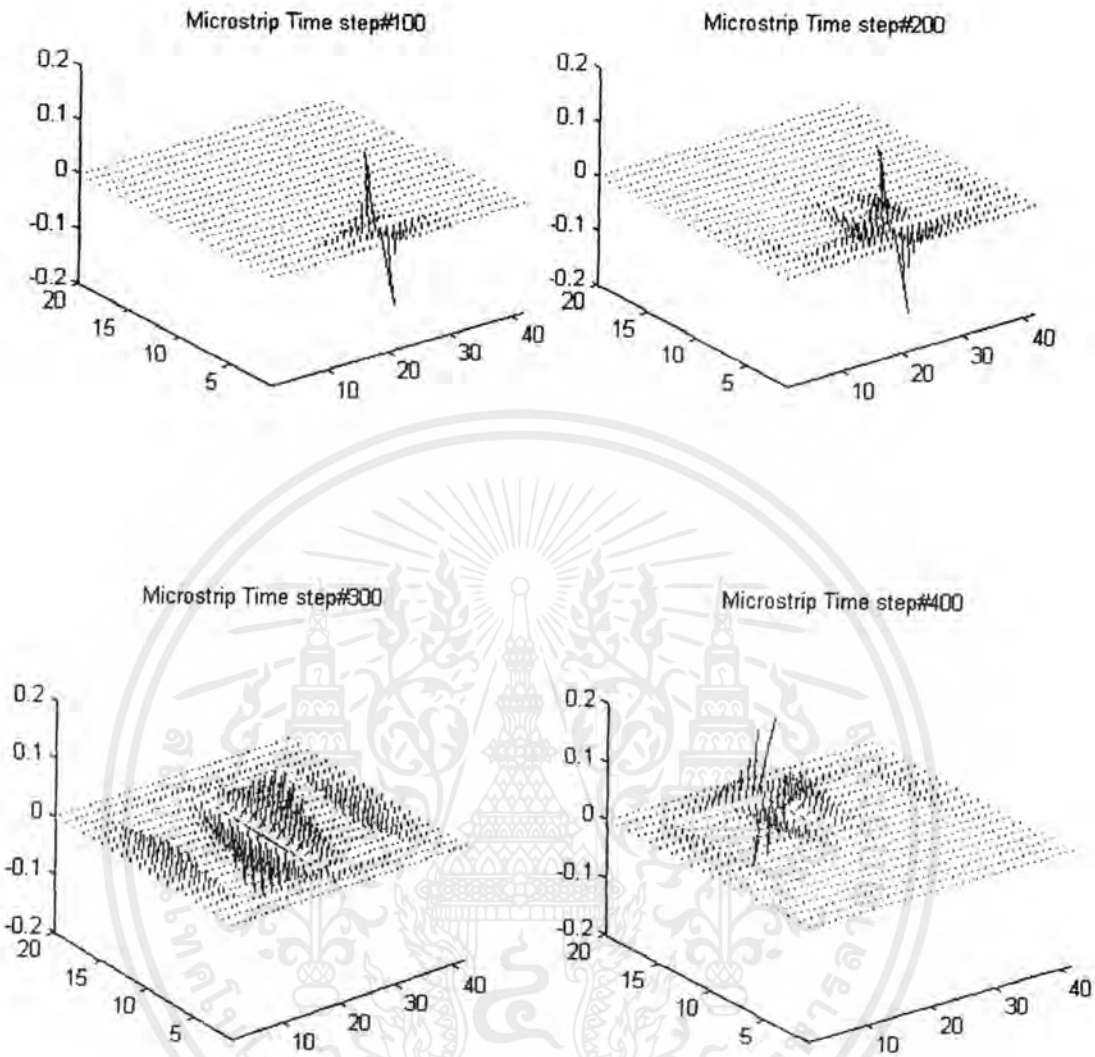
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

รูปที่ 5.20 แสดงการแผ่กระจายแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดาในแนวแกน X , Y และ Z ที่ขั้นเวลาที่ 400 ส่วนในรูปที่ 5.21 เป็นการแสดงการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400

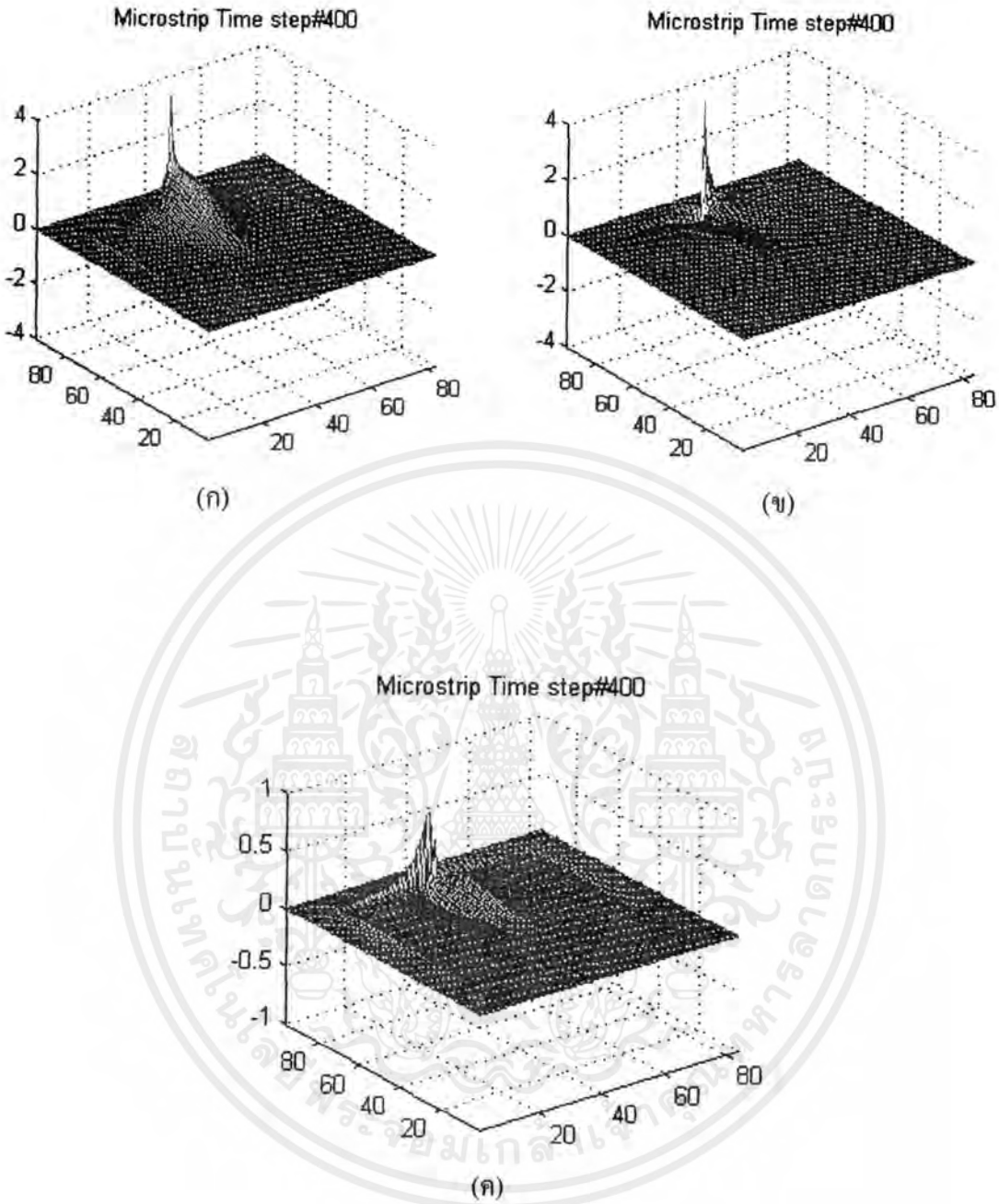
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.21 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1

ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของวงจรไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดาแสดงได้ดังรูปที่ 5.22 ซึ่งแสดงในขั้นเวลาที่ 400 ในส่วนของการวัดความถี่เรโซแนนซ์ของไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดานั้น จะเป็นการวัดค่าพารามิเตอร์ S11 และ S21 โดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD รูปที่ 5.23 แสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



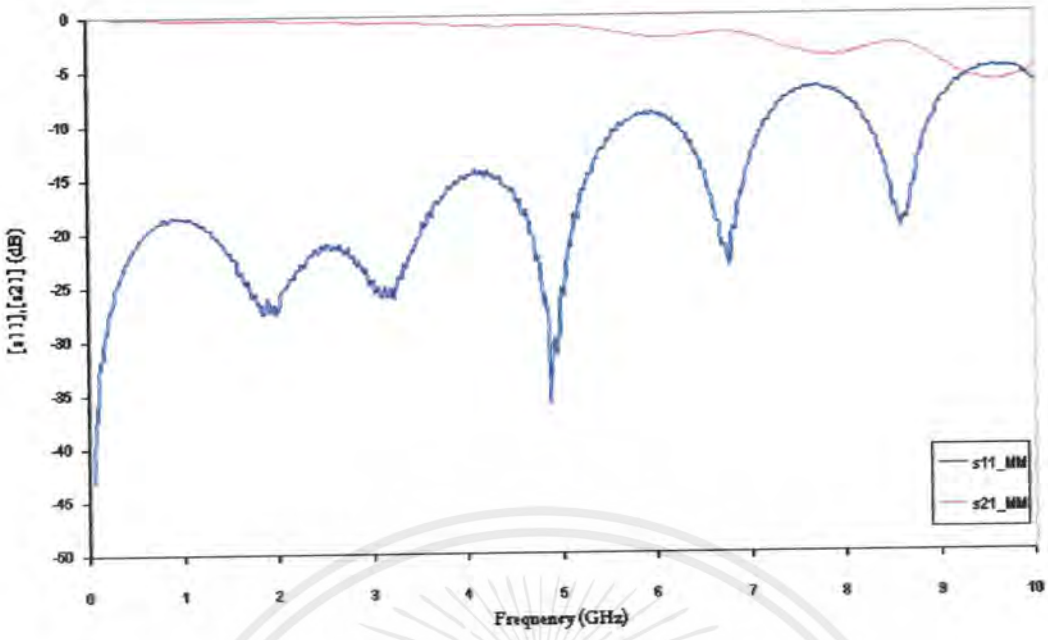
รูปที่ 5.22 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบธรรมดาที่ขั้นเวลา 400

(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน X

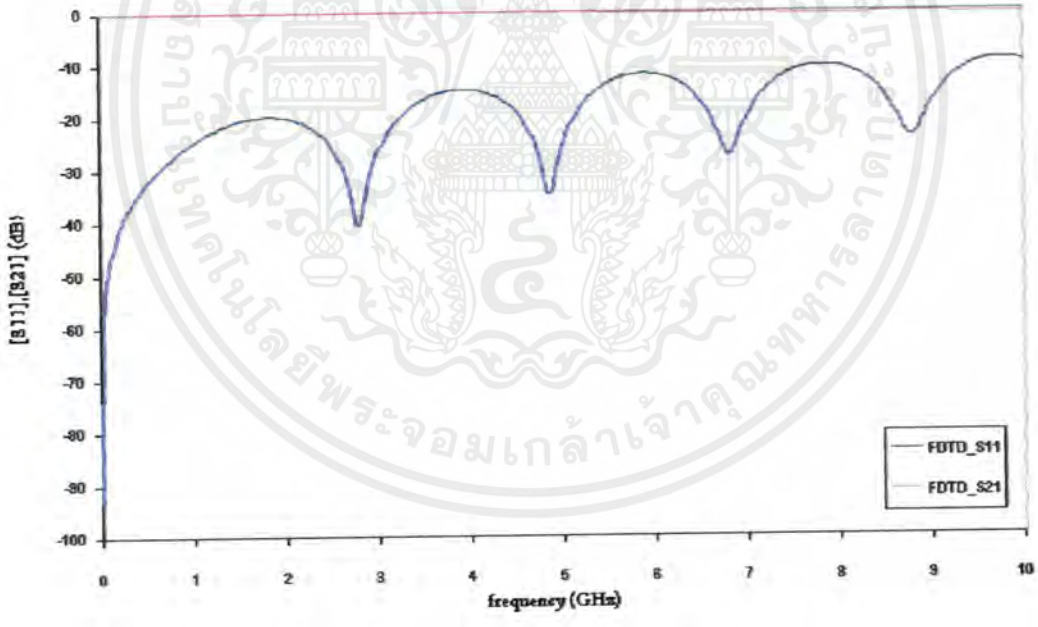
(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัด



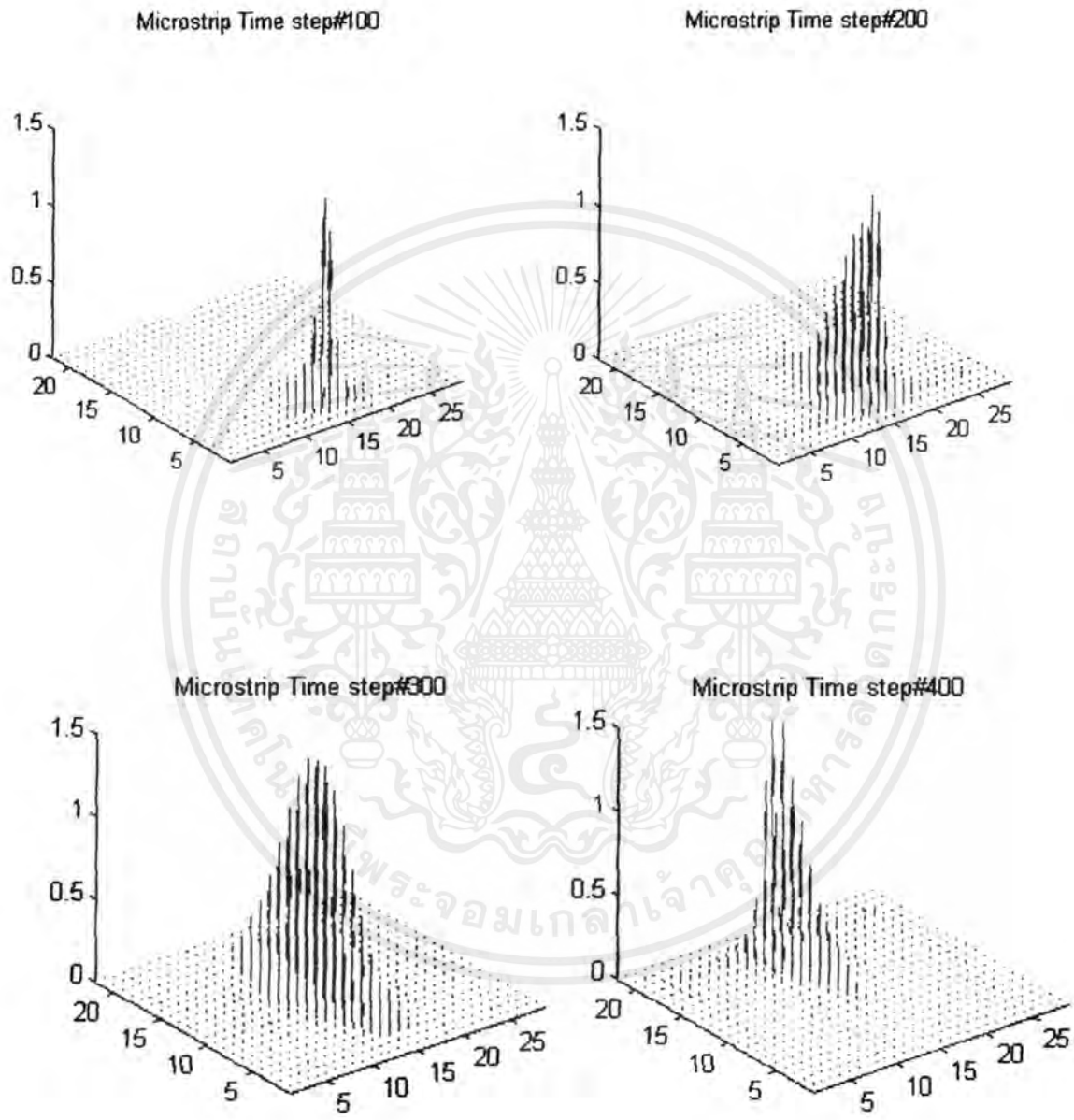
รูปที่ 5.24 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD

5.5 ผลการวิเคราะห์และทดลองไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้าง

ขนาดโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้างที่ทำการวิเคราะห์ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 4.12 ซึ่งในการวิเคราะห์ใช้โดเมนในการคำนวณทั้งหมด 128 × 115 × 26 เซลล์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

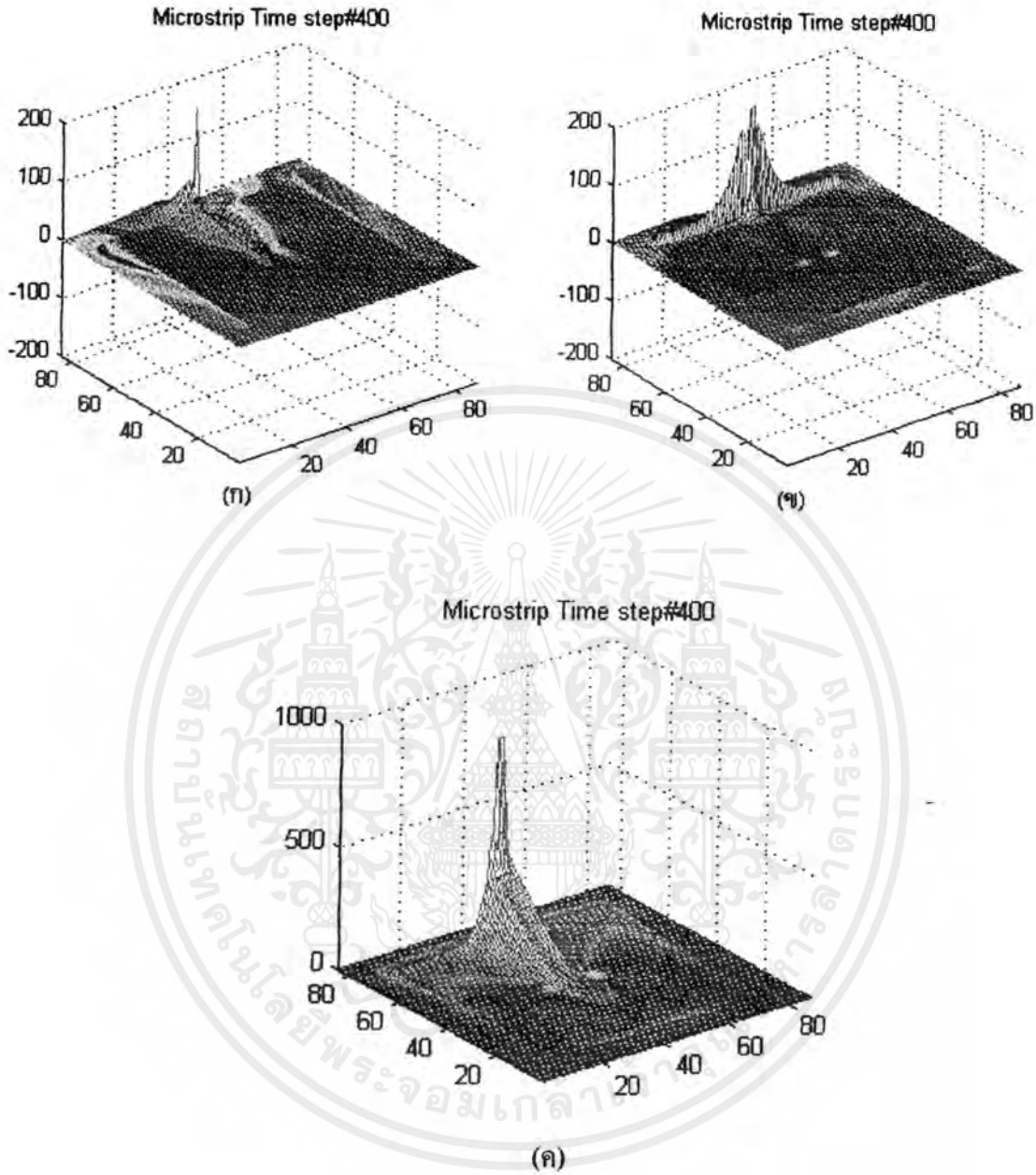
การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.25



รูปที่ 5.25 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1

การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ขั้นนเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.26 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้างที่ขั้นเวลา 400

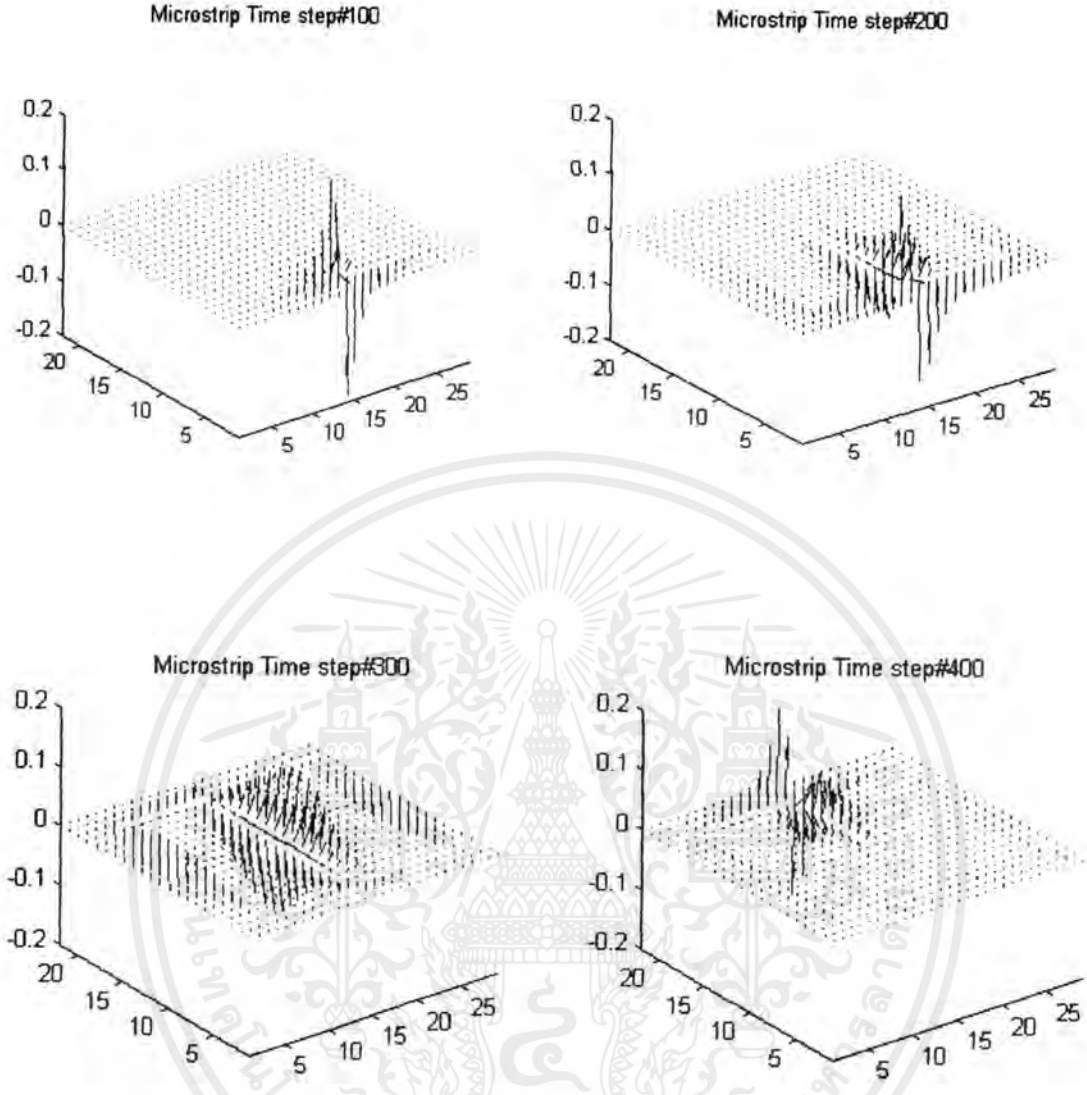
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

การโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1 ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.27

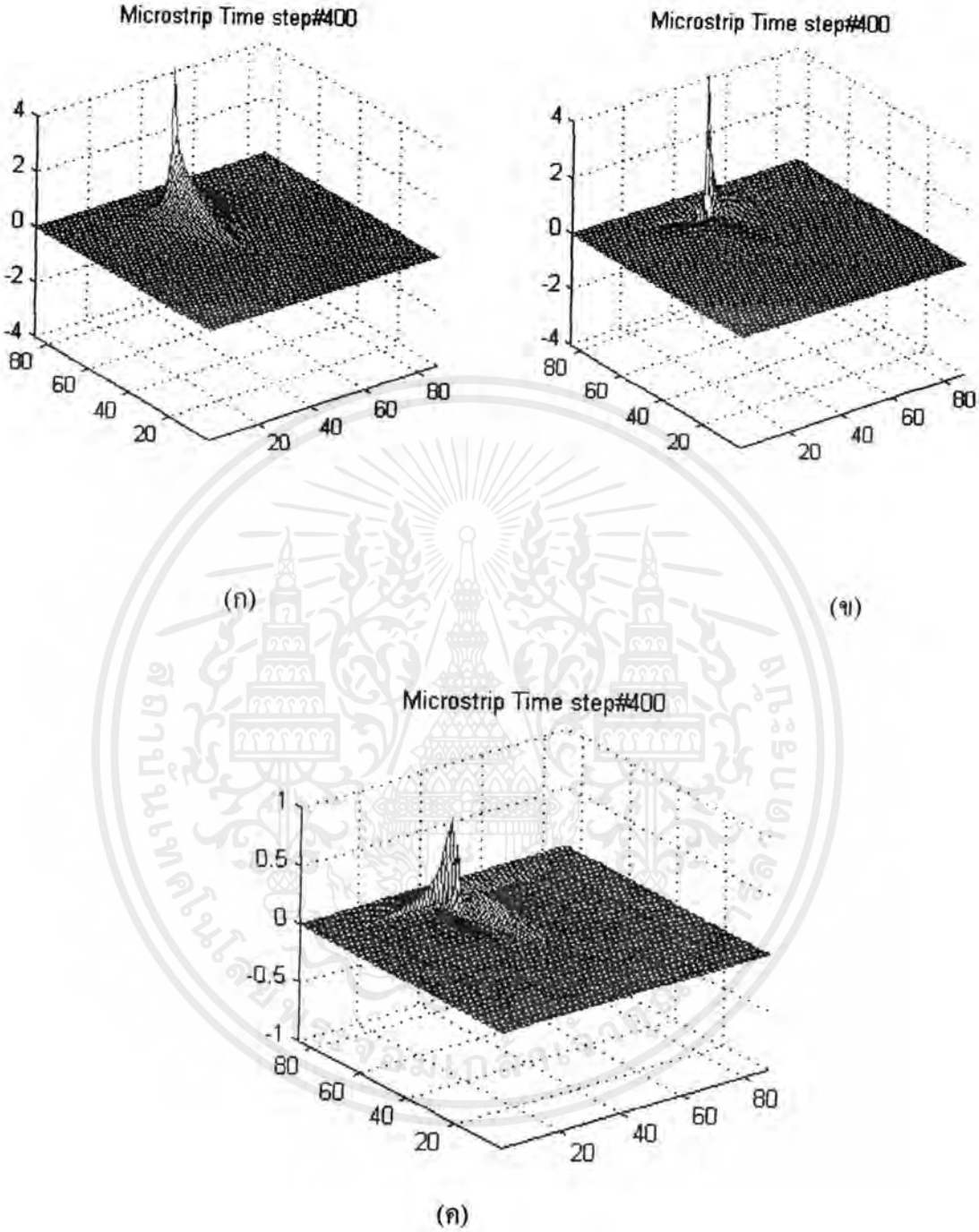
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.27 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy เมื่อทำการกระตุ้นที่พอร์ต 1

ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้างแสดงได้ดังรูปที่ 5.28 ซึ่งแสดงในขั้นเวลาที่ 400 ในส่วนของการวัดความถี่เรโซแนนซ์ของไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้างนั้น จะเป็นการวัดค่าพารามิเตอร์ S11 และ S21 โดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD รูปที่ 5.29 แสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)

(ค)

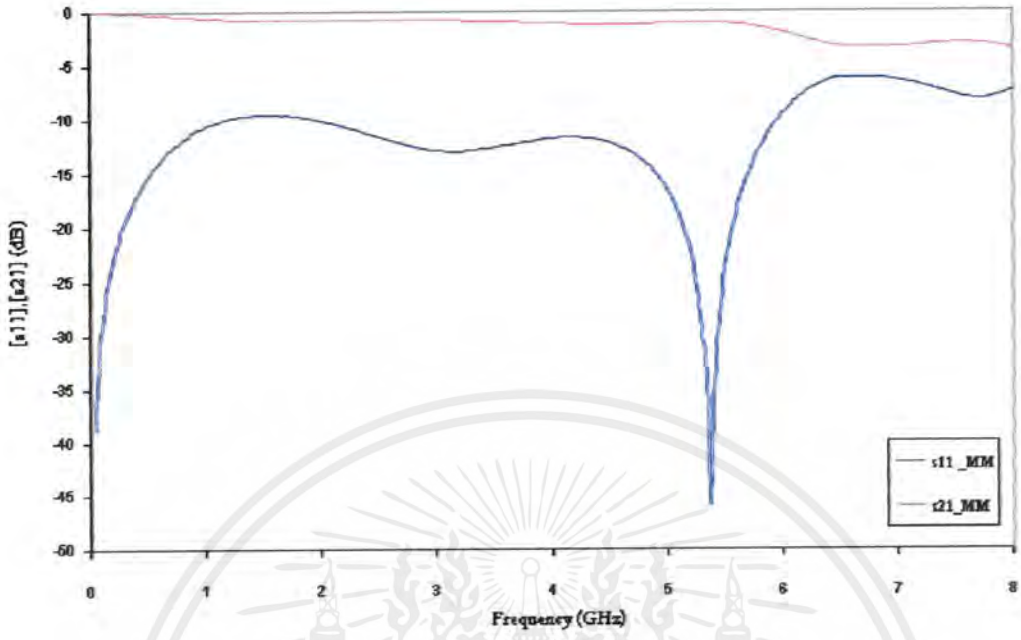
รูปที่ 5.28 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบขั้นตามความกว้างที่ขั้นเวลา 400

(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน X

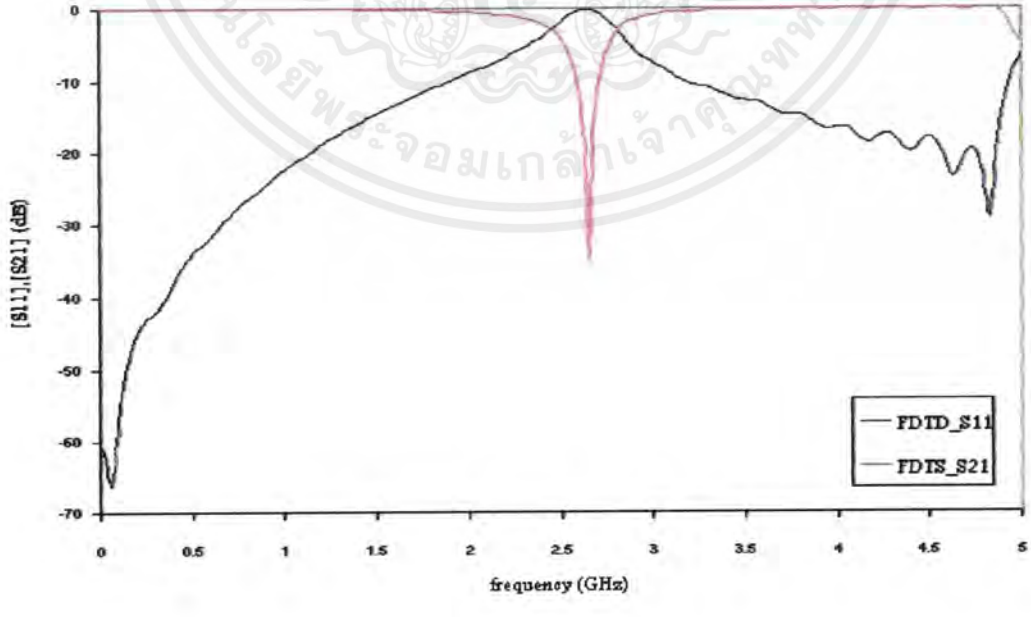
(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามแม่เหล็กในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.29 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัด

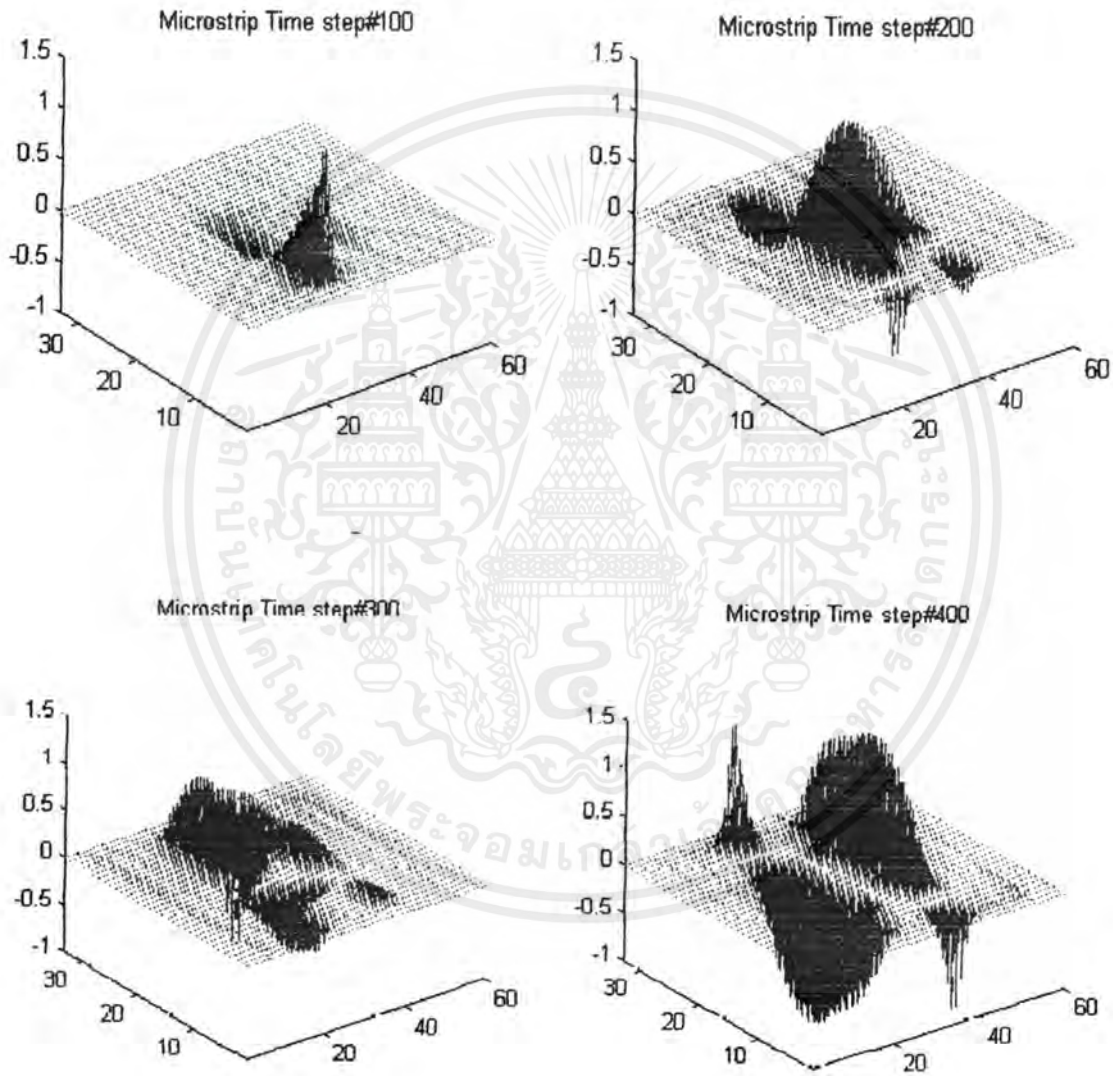


รูปที่ 5.30 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 ผลการทดลองวงจรเชื่อมต่อสาขา

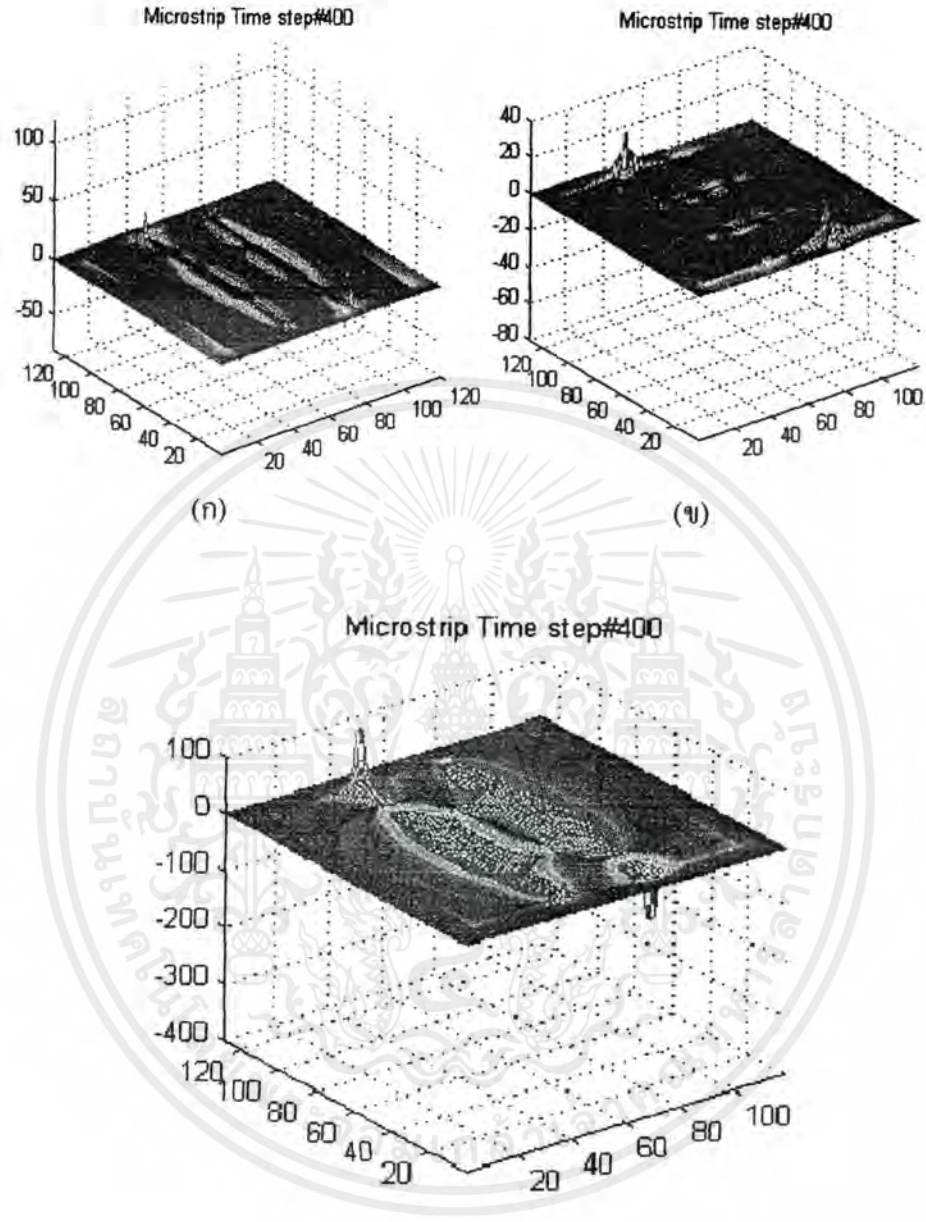
ขนาดโครงสร้างของวงจรเชื่อมต่อสาขาที่ทำการวิเคราะห์ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 4.13 ซึ่งในการวิเคราะห์ใช้โดเมนในการคำนวณทั้งหมด 161 × 151 × 30 เซลล์ การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.31



รูปที่ 5.31 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy

รูปที่ 5.31 แสดงการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าในแนวแกน X , Y และ Z ที่ขั้นเวลาที่ 300 ส่วนการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)

(ค)

รูปที่ 5.32 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาที่ขั้นเวลา 300

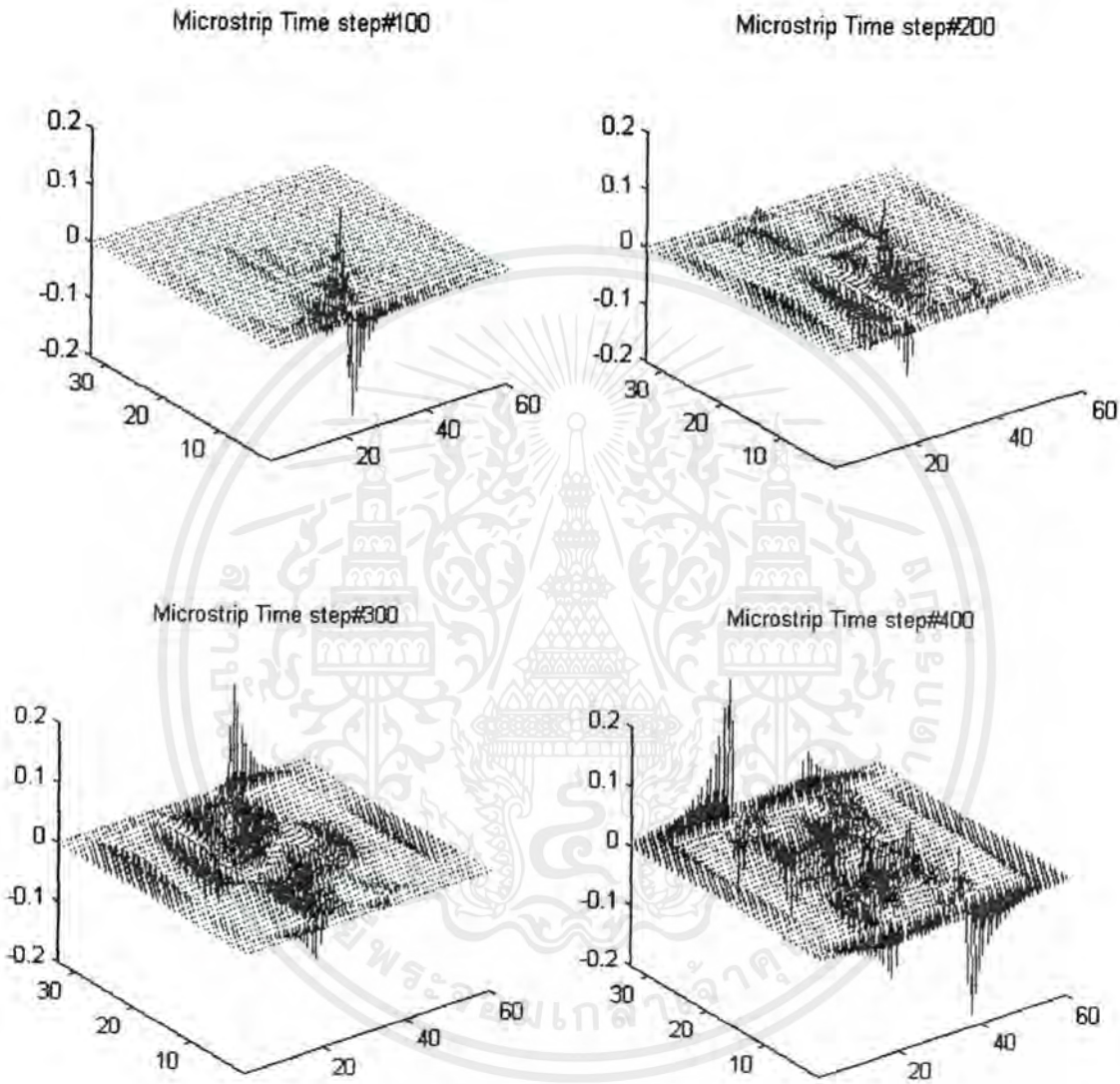
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

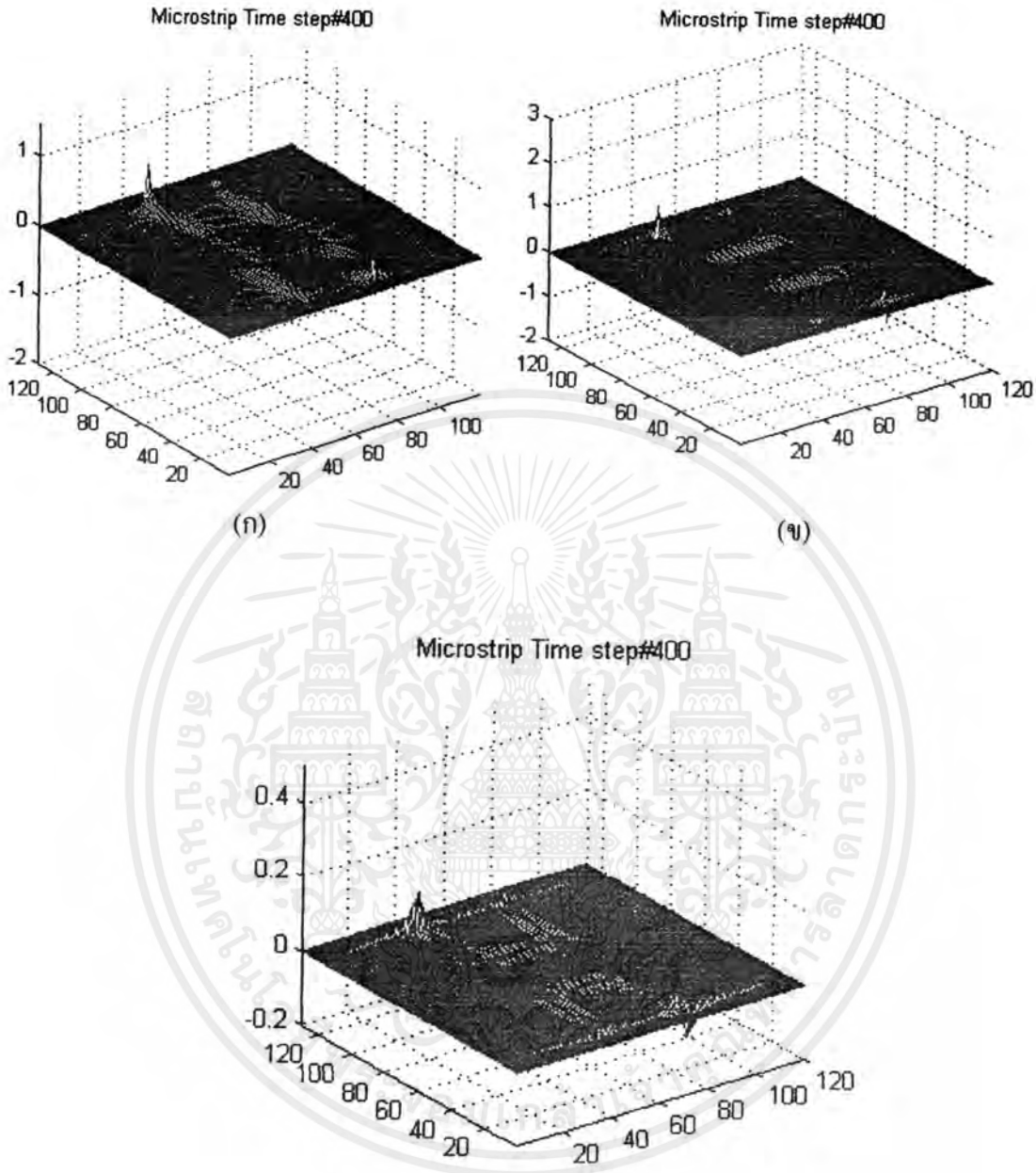
รูปที่ 5.32 แสดงการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าในแนวแกน X , Y และ Z ที่ขั้นเวลาที่ 300 ส่วนการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100,200,300 และ 400 แสดงดังรูปที่ 5.33



รูปที่ 5.33 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy

ลักษณะการแผ่กระจาย ของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้า ของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาแสดงได้ดังรูปที่ 5.34 ซึ่งแสดงในขั้นเวลาที่ 400

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) (ข)

(ค)

รูปที่ 5.34 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบเชื่อมต่อสาขาที่ขั้นเวลา 400

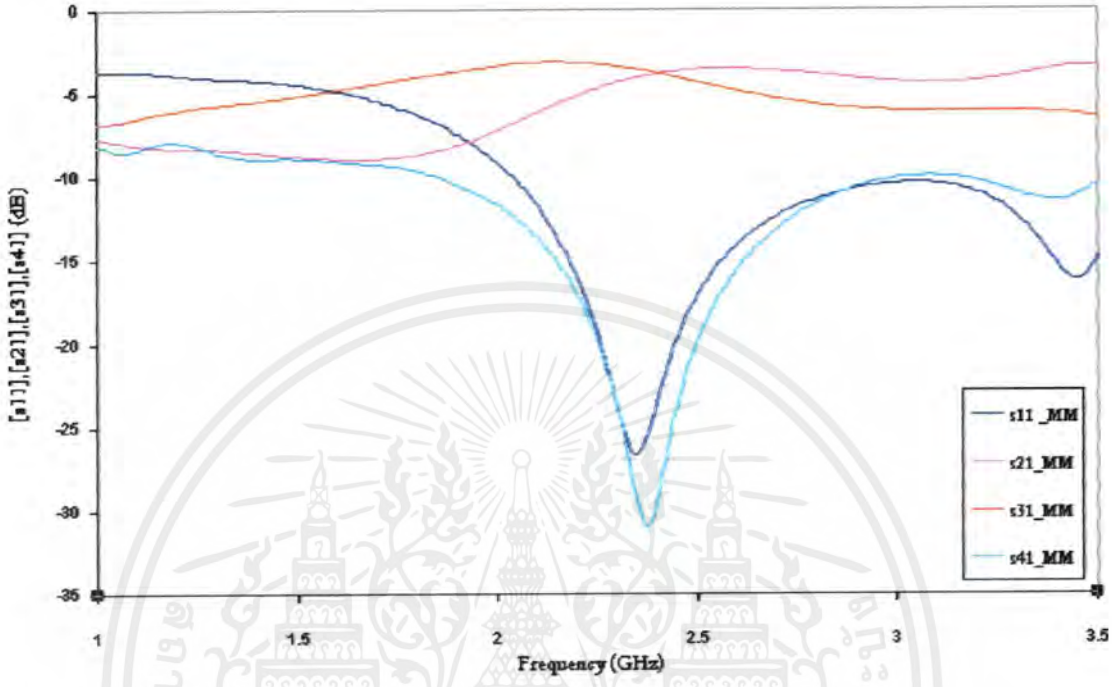
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

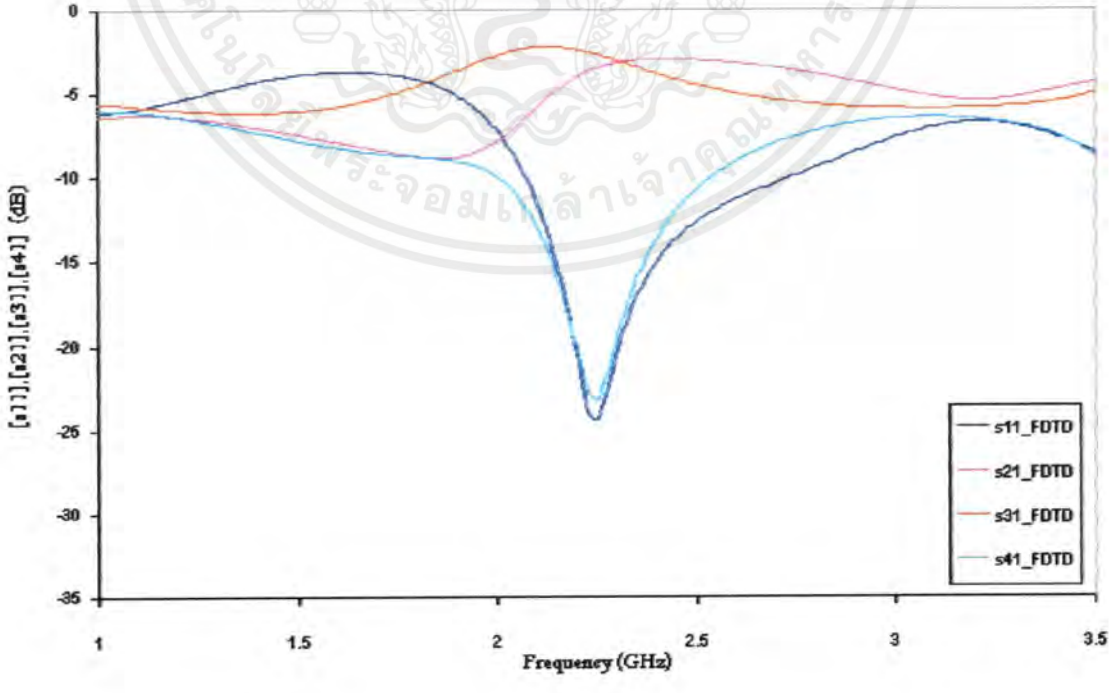
(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการวัดความถี่เรโซแนนซ์ของไมโครสตริปไลน์นั้น จะเป็นการวัดค่าพารามิเตอร์ S11, S21,S31 และ S41 โดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD รูปที่ 5.35 แสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวัด



รูปที่ 5.35 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวัด

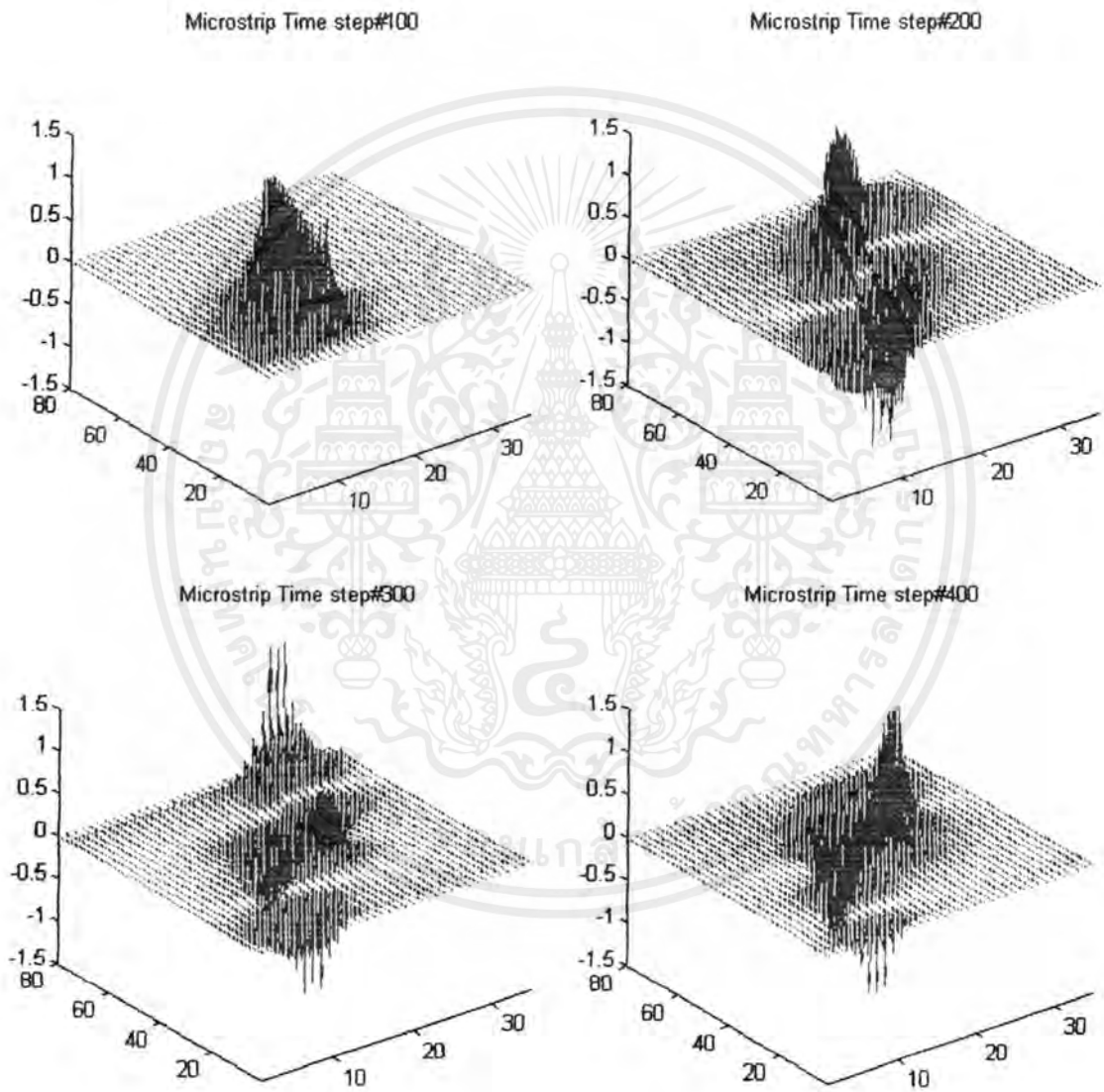


รูปที่ 5.36 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11, S21, S31 และ S41 ที่ได้จากการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 ผลการวิเคราะห์ทดลองไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

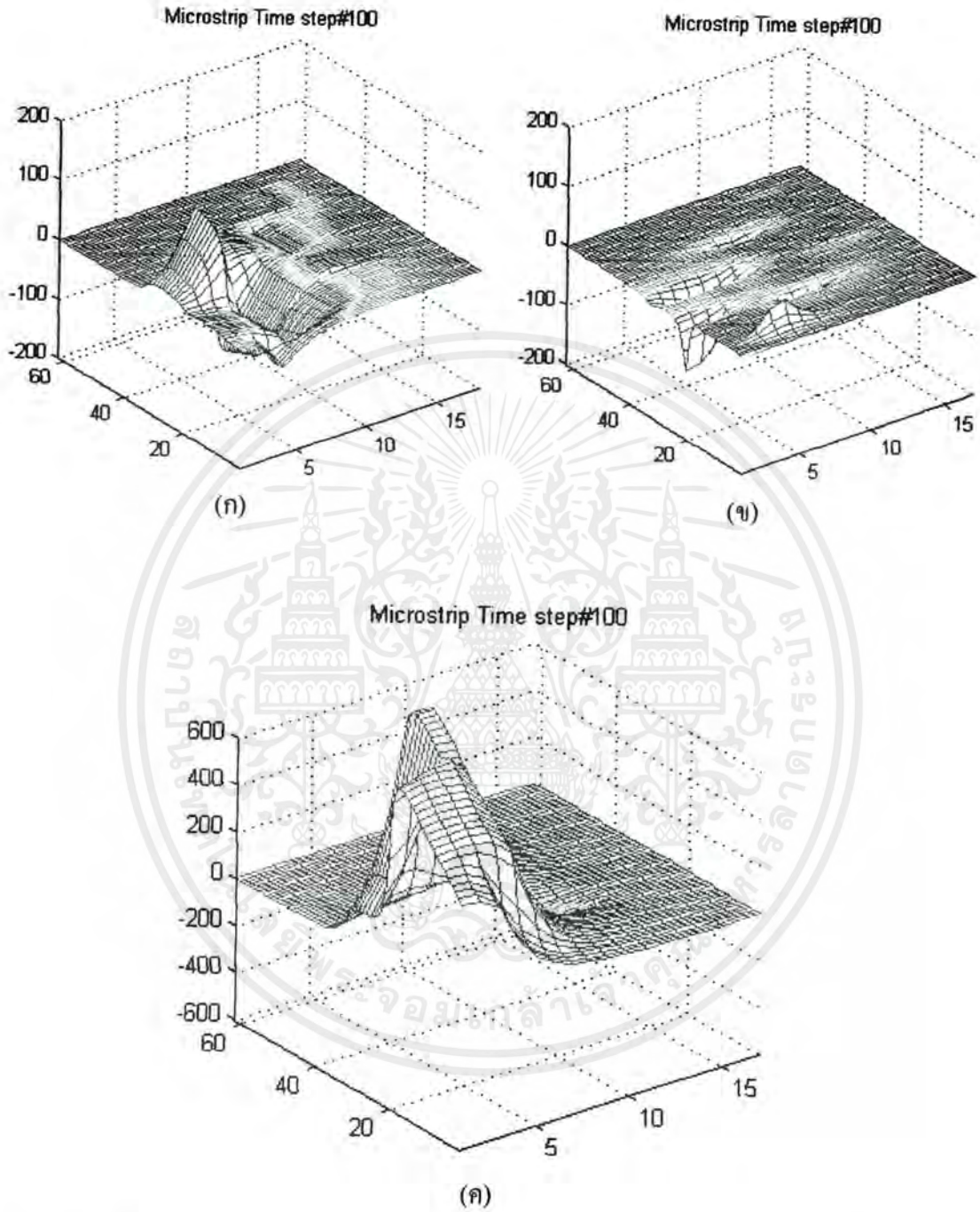
ขนาดโครงสร้างของไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ทำการวิเคราะห์ได้แสดงไว้แล้วดังรูปที่ 4.10 ซึ่งในการวิเคราะห์ใช้โดเมนในการคำนวณทั้งหมด $112 \times 97 \times 25$ เซลล์ การโพลาไรซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.37



รูปที่ 5.37 การโพราไลซ์ของสนามไฟฟ้าที่ระนาบ xy

รูปที่ 5.38 แสดงการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าในแนวแกน X , Y และ Z ที่ขั้นเวลาที่ 100 ส่วนการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100 ถึง 400 แสดงดังรูปที่ 5.39

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.38 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามไฟฟ้าของไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ขั้นเวลา 100

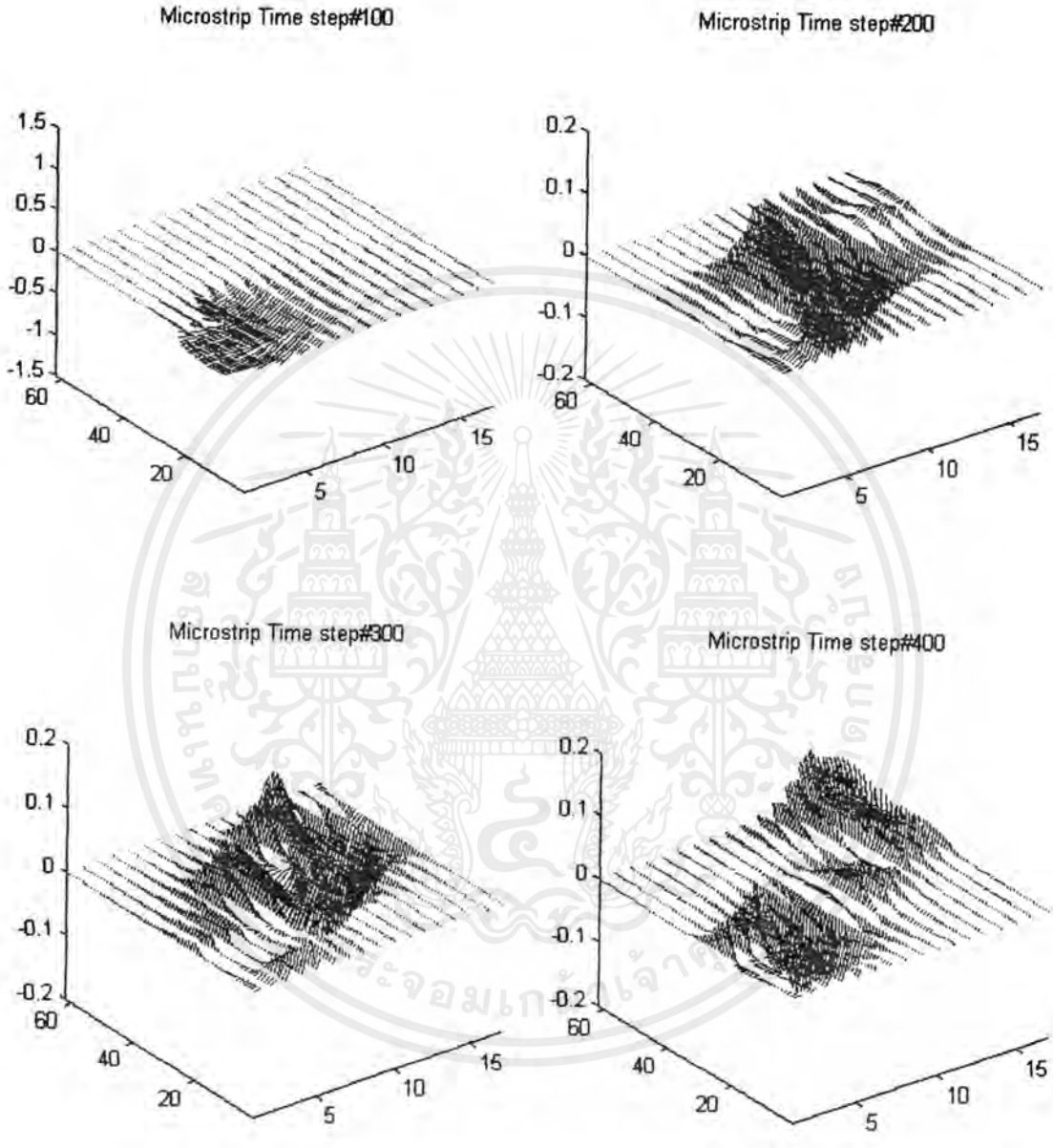
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

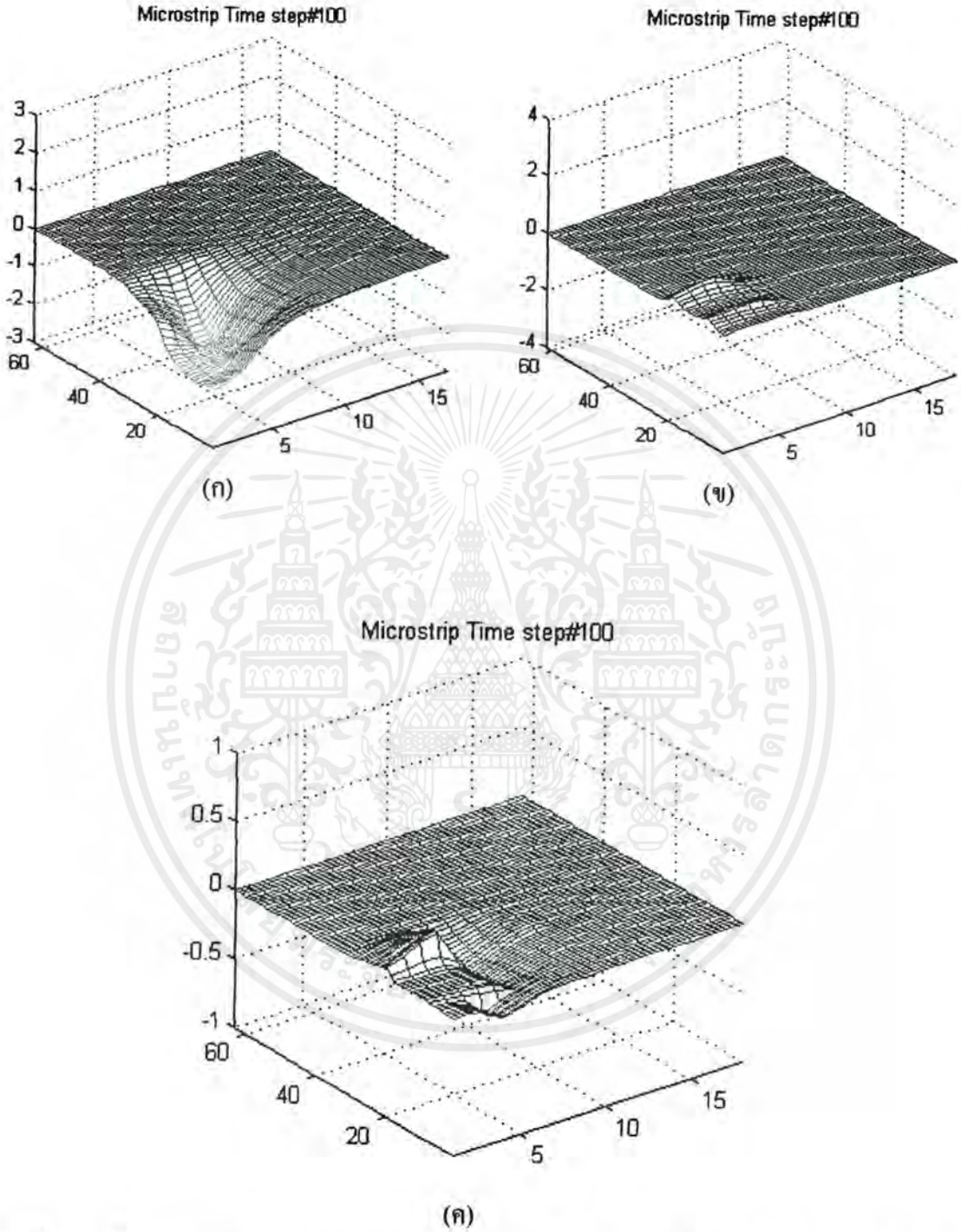
รูปที่ 5.38 แสดงการแผ่กระจายสนามไฟฟ้าในแนวแกน X , Y และ Z ที่ขั้นเวลาที่ 100 ส่วนการโพลาไรซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy ในแนวตำแหน่งการกระตุ้น ที่ขั้นเวลา 100,200,300 และ 400 แสดงดังรูปที่ 5.39



รูปที่ 5.39 การโพราไลซ์ของสนามแม่เหล็กที่ระนาบ xy

ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 5.40 ซึ่งแสดงในขั้นเวลาที่ 100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.40 ลักษณะการแผ่กระจายของแต่ละส่วนประกอบสนามแม่เหล็กของไมโครสตริปไลน์แบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่ขั้นเวลา 100

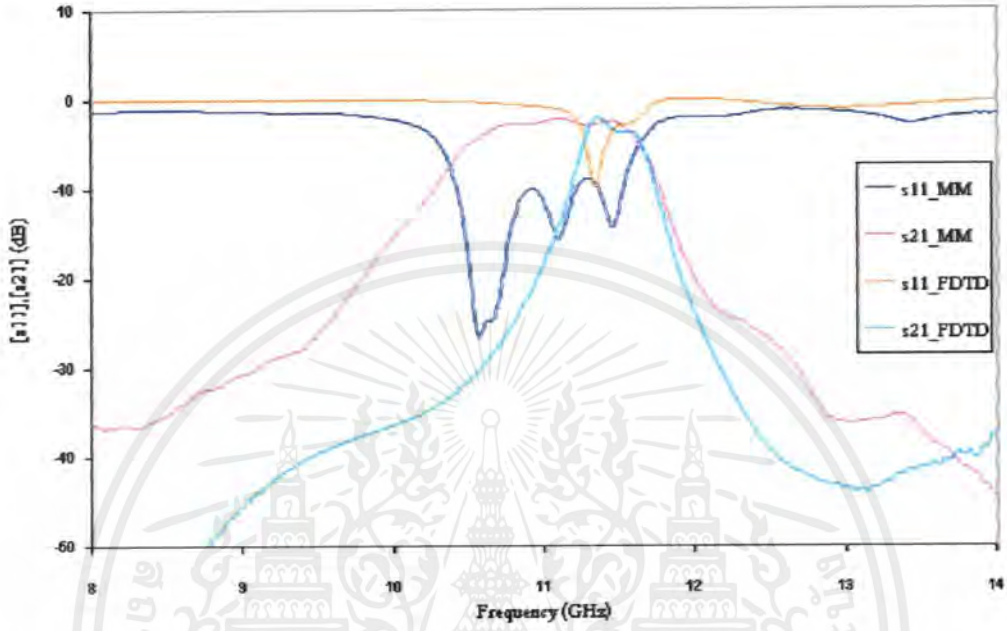
(ก) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน X

(ข) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Y

(ค) การแผ่กระจายส่วนประกอบสนามไฟฟ้าในแนวแกน Z

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของการวัดความถี่เรโซแนนซ์ของไมโครสตริปไลน์นั้น จะเป็นการวัดค่าพารามิเตอร์ S11 และ S21 โดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD รูปที่ 5.41 แสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัด



รูปที่ 5.41 กราฟแสดงพารามิเตอร์ S11 และ S21 ที่ได้จากการวัดโดยจะทำการเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธี FDTD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
บทสรุป

6.1สรุปผลที่ได้จากการทดลอง

1. สามารถเข้าใจลักษณะของการแพร่กระจายสนามไฟฟ้าในรูปแบบของกราฟ 3 มิติได้
2. สามารถทำการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์และวงจรไมโครสตริป ไลน์แบบต่าง ๆ ได้
3. สามารถมองเห็นค่าการสูญเสีย ที่เกิดจากการส่งผ่านคลื่นได้ โดยดูจากกราฟที่วัดได้จากการวัดด้วยเครื่องเนทเวิร์ค อนาไลท์เซอร์ และจากการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD
4. สามารถทำการวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์แบบต่าง ๆ ได้ง่ายขึ้น ประหยัดเวลา และมีความเที่ยงตรงด้วยการวิเคราะห์โดยวิธี FDTD

6.2 สรุปผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยวิธี FDTD

การวิเคราะห์ไมโครสตริปไลน์และวงจรไมโครสตริปไลน์โดยใช้วิธี FDTD นี้ จะเป็นการวิเคราะห์เชิงตัวเลขที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยจะทำการวิเคราะห์ในรูปแบบขอบเขตของเวลา (Time Domain) ซึ่งสามารถทำการแปลงมาเป็น Frequency Domain ได้โดยใช้ฟูเรียร์ทรานฟอร์ม อีกทั้งลักษณะของสมการนั้นไม่ยุ่งยากซับซ้อน และยังมีการคำนวณที่ง่ายกว่าการใช้สมการของแมกซ์เวลล์ ซึ่งผลที่ได้จากการคำนวณนั้นจะมีความถูกต้อง เที่ยงตรง มีประสิทธิภาพและสามารถทำความเข้าใจได้ง่าย

ลักษณะของการแผ่กระจายของสนามนั้น สามารถที่จะแสดงผลออกมาในรูปการแผ่กระจายของสนามไฟฟ้าในทิศทางการกระตุ้น และยังสามารถแสดงผลการวิเคราะห์ในรูปแบบของกราฟ 3 มิติได้ ซึ่งสามารถที่จะเห็นการแผ่กระจายของสนามได้อย่างชัดเจน

เมื่อพิจารณาข้อผิดพลาดที่ได้จากการทดลองนี้ อาจมาได้จากหลายสาเหตุ เช่น วัสดุที่นำมาใช้สำหรับทำเป็นแผ่นชิ้นงานที่ใช้สำหรับทดลอง (แผ่นไมโครสตริป) อาจมีคุณสมบัติไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ทำเป็นตัวนำสัญญาณ หรือความหนาของแผ่นทองแดง ซึ่งจะเป็นผลให้ค่าที่ได้จากการวัดหาค่าคงที่ไดอิเล็คทริกของวัสดุฐานรอง (Substrate Dielectric constant) หรือค่า ε_r นั้นไม่แน่นอน ส่วนค่าผิดพลาดที่ได้จากการสูญเสียตรงบริเวณรอยต่อระหว่างตัวฟีดเดอร์(feeder) กับแผ่นทองแดงนั้นอาจมาจากการบัดกรีก็ได้ และอีกเหตุผลหนึ่งที่ทำให้ผลการทดลองที่ได้ผิดเพี้ยนไป เนื่องจากการออกแบบจำนวนกริดที่กำหนดในการวิเคราะห์ถ้ามีค่าของจำนวนกริดน้อยไปก็จะทำให้ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ไม่ละเอียด แต่ถ้าต้องการให้ผลที่ได้มีความเที่ยงตรงมากขึ้นก็จำเป็นที่จะต้องเพิ่มจำนวนของกริดที่ใช้ในการวิเคราะห์มากขึ้น ซึ่งจะทำให้เกิดผลเสียคือ เวลาที่ใช้ในการ RUN ผลการทดลองนั้นจะนานขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1 พิชญ สุพรรณกูล , " การวิเคราะห์คุณสมบัติการแพร่กระจายของท่อนำคลื่นและสายไมโครสตริปแบบไม่ต่อเนื่องโดยใช้วิธี FDTD ", วิทยานิพนธ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2540.

2 Allen Taflove " Computational Electrodynamic , The Finite – Difference Time- Domain Method ";Artech House Boston London , 1995.

3 K.C. Gupta , Ramesh Garge I.J. Balh , " Microstrip lines and Slot lines " , Artech , 1979.

4 Nirod K.Das.,Susanne M. Voda , and Devid M.Pozar , " Two methods for the measurement of substrate dielectric constant, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques , Vol. MTT-35 , No.7 , pp. 636-642 , July 1987.

5. Ramesh Garge I.J. Balh , " Microstrip lines and Slot lines " , Artech , 1979.

6. R.J.Luebbers , Fellow , IEEE , and H.S.Langdon ," A simple feed model that reduces time steps needed for FDTD antenna and microstrip calculations, " IEEE Transactions on antennas and propagation , Vol.44 , No.7 , pp. 1000-1005 , July 1996.

7. Terry Edwards, " Foundations for microstrip circuit design ", Wiley, 1991.

8. Vincent F. Fusco, " Microwave circuits analysis and computer – aided design ", prentice-Hall International, 1987.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้