

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวกรองความถี่แถบผ่านสำหรับการประยุกต์ใช้งานสำหรับ Wimax ในย่านความถี่

3.4-3.6 GHz

3.4-3.6 GHz Band Pass Filter for Wimax Applications



โดย

นายชานนท์ สิงห์เรศร์

นายอภิชาติ พงศ์พรอนันต์

๒๕๕๓
๒๕๕๓
๒๕๕๓

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 72918
วัน,เดือน,ปี 25 ส.ย. 2550

b. 1147-168x
i.

ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

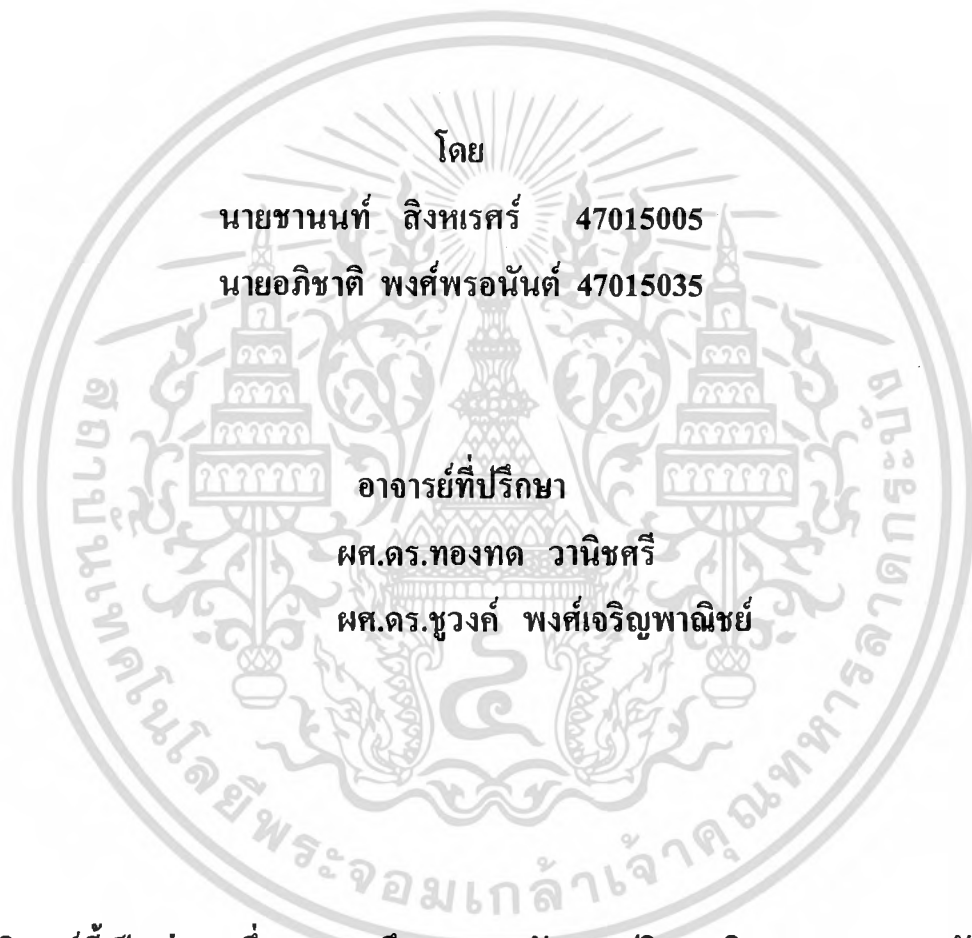
ปีการศึกษา 2549

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติ
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ
ผ่านการตรวจชิ้นงานแล้ว
เอกสารนี้ถูกสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติ
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ตัวกรองความถี่แถบผ่านสำหรับการประยุกต์ใช้งานสำหรับ Wimax ในย่านความถี่

3.4-3.6 GHz

3.4-3.6 GHz Band Pass Filter for Wimax Applications



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง ตัวกรองความถี่แถบผ่านสำหรับการประยุกต์ใช้งานสำหรับ Wimax ในย่านความถี่ 3.4-3.6 GHz

3.4-3.6 GHz Band Pass Filter for Wimax Applications

ผู้จัดทำ

1. นายชานนท์ สิงห์เรศ 45015005

2. นายอภิชาติ พงศ์พรอนันต์ 45015035


..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร.ทองทอด วานิชศิริ)


..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร.ชววงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกรองความถี่แถบผ่านสำหรับการประยุกต์ใช้งานสำหรับ Wimax ในย่านความถี่ 3.4-3.6 GHz

3.4-3.6 GHz Band Pass Filter for Wimax Applications

โดย นายชานนท์ สิงห์เรศร์ 47015005

นายอภิชาติ พงศ์พรอนันต์ 47015035

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร.ทองทอด วาณิชศรี

ผศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

บทคัดย่อ

โครงการนี้จะนำเสนอการออกแบบตัวกรองความถี่ผ่านในย่านความถี่ไมโครเวฟแบบสองช่วงความถี่ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นดูเพล็กซ์เซอร์ กับสถานีฐานของระบบ WiMAX ในย่านความถี่ 3.4-3.6 GHz

Abstract

This project presents a design and implementation of the microwave bandpass filter operating at 3.4-3.6 GHz frequency bands. This filter can be applied as a duplexer which use to isolate transmitter and receiver for the WiMAX base-station.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและวัตถุประสงค์	2
1.2 ความเป็นมาของ Wimax	2
1.3 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์	4
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	5
2.1 ความหมายและลักษณะการใช้งานของคูเพล็กซ์เซอร์	5
2.2 คุณลักษณะพื้นฐานที่สำคัญของคูเพล็กซ์เซอร์	6
2.3 สแกตเตอริงเมตริกซ์ (Scattering Matrix)	9
2.4 ดัชนีแบบตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟฟีเชฟ (Chebyshev Lowpass Prototype)	17
2.5 วงจรเรโซแนนซ์และวงจรฟิลเตอร์	22
2.6 เซอร์คิวเลเตอร์	31
บทที่ 3 โครงสร้างการออกแบบและการสร้าง	39
3.1 ลักษณะโครงสร้างของคูเพล็กซ์เซอร์	39
3.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	39
3.3 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป	48
3.4 การออกแบบและการสร้างชิ้นงานจริง	55
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์	61
4.1 โครงสร้างที่จะนำไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า	61
4.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของ คูเพล็กซ์เซอร์ โดยอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave studio version 5) หรือ CST	62
4.3 ผลการจากโปรแกรมวิเคราะห์สนามไฟฟ้าของตัวกรองความถี่ผ่านย่าน 3.4-3.5 และ 3.5-3.6 GHz	70
4.4 สรุปผลการวิเคราะห์	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
บทที่ 5 ผลการทดสอบและผลการทดลอง	73
5.1 การทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย	73
5.2 การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์	73
5.3 การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของดู เพล็กเซอร์	80
5.4 สรุปผลการทดลอง	82
บทที่ 6 สรุปวิจารณ์และแนวทางการพัฒนา	83
6.1 สรุปผลการทดสอบ	83
6.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการสร้าง	84
6.3 แนวทางการแก้ไข	84
หนังสืออ้างอิง	85



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปลูกภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 รูปแบบการใช้งานของคูเพล็กซ์เซอร์	1
2.1 ลักษณะของคูเพล็กซ์เซอร์	5
2.2 การใช้งานในการสื่อสารผ่านดาวเทียม	5
2.3 การใช้งานในการสื่อสารภาคพื้นดิน(Microwave Link)	6
2.4 ตัวอย่างอัตราการลดทอนการส่งผ่าน (Insertion Loss) L_A	7
2.5 ตัวอย่างอัตราการลดทอนย้อนกลับ (Return loss) L_R	8
2.6 ตัวอย่างผลตอบสนองทางความถี่ $S_{11}(j\omega), S_{12}(j\omega)$	8
2.7 วงจรไมโครเวฟที่มี N พอร์ตกับการนิยามสแกตเตอร์ริงเมตริกซ์	10
2.8 การวัด S พารามิเตอร์โดยการป้อนกำลังคลื่น เข้าที่พอร์ตที่ i และต่อแมตซ์ชิงโพลดในพอร์ตที่เหลือ	12
2.9 การเลื่อนระนาบอ้างอิงจากตำแหน่งเดิม	13
2.10 คุณสมบัติของตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชพพิเชฟ	17
2.11 การสังเคราะห์โครงข่ายตัวกรองความถี่ต่ำแบบเลทเตอร์	21
2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน	23
2.13 วงจรเรโซแนนซ์แบบ LC และวงจรสมมูล	24
2.14 การเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิตแตนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน	25
2.15 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานที่ป้อนด้วยแรงดันคงที่และกระแสคงที่	26
2.16 การหยุดป้อนกำลังให้กับวงจรเรโซแนนซ์	28
2.17 ลักษณะการลดทอนของกระแสและพลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรเรโซแนนซ์หลังจากหยุดป้อนกำลังจากภายนอก	30
2.18 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีโพลดต่ออยู่	30
2.19 สัญลักษณ์ของเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 3 พอร์ต	31
2.20 เซอร์คิวเลเตอร์แบบที่ใช้แมจิกที่ร่วมกับไจเรเตอร์	32
2.21 เซอร์คิวเลเตอร์แบบใช้ไคเร็กซ์นัลคัปเปิลเลอร์และเฟสชิฟเตอร์	33
2.22 เซอร์คิวเลเตอร์รูปตัว Y	34
2.23 การสร้างไอโซเลเตอร์จากเซอร์คิวเลเตอร์	36
2.24 การสร้างเซอร์คิวเลเตอร์ให้มีพอร์ตมากขึ้น	36
2.25 การใช้เซอร์คิวเลเตอร์ในเครื่องรับส่งสัญญาณไมโครเวฟ	37
2.26 การใช้เซอร์คิวเลเตอร์ร่วมกับวงจรฟิลเตอร์ในการแยกความถี่ของระบบ FDM	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.27 การใช้เซอรัควิลเลเตอร์กับวงจรขยายแบบที่มีขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุตร่วมกัน	38
2.28 การใช้เซอรัควิลเลเตอร์ป้องกันการย้อนกลับเชิงบวกในวงจรขยายสัญญาณ ไมโครเวฟ	38
3.1 การนำพาสแบนด์สองตัวมาเชื่อมต่อกันเป็นคูเพล็กซ์เซอร์	39
3.2 โครงสร้างของไมโครสตริป	40
3.3 การคิดค่า $\tan \delta$	41
3.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป	42
3.5 และ 3.6 ไมโครสตริปมีที่ $w/h \gg 1$ และ $w/h \ll 1$	44
3.7 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล	45
3.8 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป	46
3.9 ไมโครสตริป 2 เส้นที่เดินอยู่ใกล้กัน	48
3.10 การแบ่งกระแสและแรงดันออกเป็นโหมคคู่และ โหมคคี่	48
3.11 การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหมคคู่และ โหมคคี่ของไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน	50
3.12 ค่า Z_0 และ Z_0 ของไมโครสตริป 2 เส้นที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน	51
3.13 การพิจารณาไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกันในรูปวงจรแบบ 4 พอร์ต	51
3.14 วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริปแบบพื้นฐาน	52
3.15 กราฟของ jZ_{11} และ jZ_{13} และช่วงของ θ ที่ Z_{11} เป็นค่าจริง	54
3.16 แสดงถึงโครงสร้างของฟิลเตอร์แบบต่างๆ	55
3.17 โครงสร้างของไมโครสตริปฟิลเตอร์ที่ใช้งาน	60
4.1 ขนาดระยะห่างต่างๆ ของลายไมโครสตริปที่มีความถี่ตัดที่ 3.4-3.5 GHz หน่วยเป็น mm.	61
4.2 โครงสร้างของลายไมโครสตริปแบบสามมิติ	62
4.3 โครงสร้างด้านข้างของไมโครสตริป	62
4.4 การกำหนดโครงสร้างของไมโครสตริปฟิลเตอร์	63
4.5 การกำหนดหน่วยวัดเป็นมิลลิเมตรเมตร	64
4.6 กำหนดสภาวะภายนอกของการวิเคราะห์	64
4.7 กำหนดช่วงความถี่ที่ป้อนให้กับตัวกรองความถี่	65
4.8 กำหนดช่องทางการป้อนคลื่น	66
4.9 กำหนดช่องทางที่ 1 และ 2	67
4.10 กำหนดความถี่ที่เราต้องการคุณลักษณะสนามไฟฟ้า	68
4.11 การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปฟิลเตอร์	69
4.12 กราฟคุณลักษณะ S_{11} , S_{21} และ S_{31}	70
4.13 ลักษณะของสนามไฟฟ้าในช่วงความถี่กลาง ที่ความถี่ที่ 3.5 GHz	71

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 การต่ออุปกรณ์การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์	73
5.2 แสดงการทดสอบการวัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์	74
5.3 ลายไมโครสตริปฟิลเตอร์ในย่านความถี่ 3.4-3.6 GHz	74
5.4 อัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียย้อนกลับความถี่ 3.4-3.6 GHz	75
5.5 ลายไมโครสตริปฟิลเตอร์ในย่านความถี่ 3.4-3.5 GHz	76
5.6 อัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียย้อนกลับความถี่ 3.4-3.5 GHz	77
5.7 ลายไมโครสตริปฟิลเตอร์ในย่านความถี่ 3.5-3.6 GHz	78
5.8 อัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียย้อนกลับความถี่ 3.5-3.6 GHz	79
5.9 การต่ออุปกรณ์การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของคูเพิลเลอร์การทดสอบคูเพิลเลอร์ที่มีพาสแบนด์ 3.4-3.5 GHz และ 3.5-3.6 GHz	80
5.10 แสดงการทดสอบการวัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่านอัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของคูเพิลเลอร์	81
5.11 อัตราการสูญเสียการส่งผ่านและ อัตราการสูญเสียย้อนกลับของคูเพิลเลอร์ ความถี่ 3.4-3.5 GHz และ ความถี่ 3.5-3.6 GHz	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 คุณสมบัติของแบบซัสเตรตแบบต่างๆ	40
3.2 Element values for chebyshev filter	57
3.3 แสดงค่า inverter admittances และ coupled-line impedances	57
3.4 แสดงค่าของ $(Z_{0se})_{j,j+1}$, $(Z_{0so})_{j,j+1}$, w/h_{se} และ w/h_{so}	59
3.5 แสดงค่าของ w/h , s/h , w และ s	59
5.1 คุณสมบัติต่างๆในย่าน 3.4-3.6 GHz	76
5.2 คุณสมบัติต่างๆในย่าน 3.4-3.5 GHz	78
5.3 คุณสมบัติต่างๆในย่าน 3.5-3.6 GHz	80
6.1 เปรียบเทียบผลจากทฤษฎีและการทดสอบฟิลเตอร์ความถี่ 3.4-3.6 GHz	83



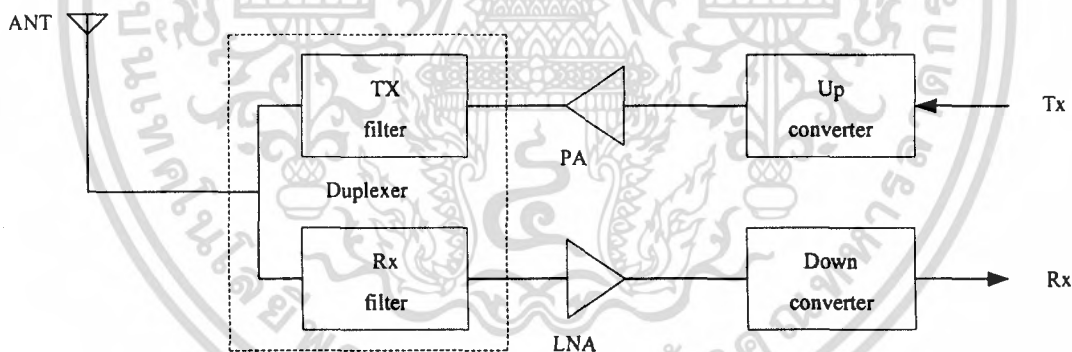
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและวัตถุประสงค์

คลื่นวิทยุในช่วงความถี่สูงมาก (SHF, 3-30GHz) เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าช่วงหนึ่งที่มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่เหมาะสมกับการใช้งานด้านสื่อสารที่ระยะไกล ทั้งยังสามารถทะลุผ่านชั้นบรรยากาศได้ดี และการลดทอนต่อสภาพอากาศไม่มากนักเกินไป ซึ่งในทุกวันนี้มีการใช้งานในย่านความถี่นี้อย่างมากมาย เช่น สถานีภาคพื้นดินของการสื่อสาร เรดาร์ทางการทหาร การสื่อสารแบบเคลื่อนที่ การสื่อสารดาวเทียม และการสื่อสารของอากาศยานไร้คนขับซึ่งต้องการความถูกต้องแม่นยำของสัญญาณอย่างมาก จึงต้องใช้อุปกรณ์ชนิดหนึ่งเข้ามาช่วย ซึ่งอุปกรณ์ที่กล่าวมานี้ก็คือ ดูเพล็กซ์เซอร์(Duplexer) อย่างไรก็ตามคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ใช้ในการสื่อสารเป็นทรัพยากรที่มีขีดจำกัด จึงต้องมีการจัดสรรให้คุ้มค่าที่สุด ด้วยการใช้งานที่มีมากขึ้นทั้งสถานีภาคพื้นดิน การสื่อสารแบบเคลื่อนที่ อากาศยานไร้คนขับจึงมีความถี่ในการใช้งานมากมายดังนั้นสถานีภาคพื้นดินจึงต้องมีอุปกรณ์ที่สามารถแยกแยะระหว่างความถี่ที่ต้องการ และความถี่ที่ไม่ต้องการได้ ซึ่ง ดูเพล็กซ์เซอร์ ก็คือตัวกรองความถี่ผ่าน (Band Pass Filter) ทำหน้าที่เป็นตัวกรองความถี่ผ่านของระบบสื่อสาร 2 ทิศทาง(Full Duplex)ที่ใช้สายอากาศร่วมกันภายในตัวเดียวที่มีทั้งตัวกรองภาคส่งสัญญาณ (Tx) และ ตัวกรองภาครับสัญญาณ (Rx) อยู่ในตัวเดียวกัน



รูปที่ 1.1 รูปแบบการใช้งานของดูเพล็กซ์เซอร์

เมื่อพิจารณาลักษณะการใช้งานของ ดูเพล็กซ์เซอร์ ที่ใช้ในสถานีฐานแล้ว ดูเพล็กซ์เซอร์ จะต้องติดตั้งใกล้กับงานสายอากาศ ดังนั้นจึงต้องมีคุณสมบัติที่มีความทนทานต่อสภาพแวดล้อม ให้ประสิทธิภาพสูง ขนาดกะทัดรัด และ ทนกำลังงานส่งที่สูงของภาคส่งได้ และง่ายต่อการติดตั้งใช้งาน เพราะฉะนั้นดูเพล็กซ์เซอร์แบบพาสซีฟ(Passive) จึงมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งานอย่างยิ่งซึ่งไมโครเวฟดูเพล็กซ์เซอร์ (Microwave Duplexer) แบบพาสซีฟมีด้วยกันหลายชนิด ทั้งแบบไมโครสตริปดูเพล็กซ์เซอร์ ไดอิเล็กทริกดูเพล็กซ์เซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นต้น ดูเพล็กซ์เซอร์แบบไมโครสตริปนั้นจะทนต่อกำลังส่งที่ต่ำกว่าส่วนไดโอดีทริกดูเพล็กซ์เซอร์ มีราคา
ค่อนข้างสูงการออกแบบซับซ้อนโครงการนี้ จะทำการวิเคราะห์และออกแบบดูเพล็กซ์เซอร์ชนิดไมโคร -
สตริปฟิลเตอร์(Microstrip Filter)ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่สร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ และใช้ใน
การเชื่อมโยงชิ้นส่วนวงจรต่างๆ ของวงจรไมโครเวฟ เนื่องจากไมโครสตริปมีขนาดเล็กจึงเหมาะสำหรับ
ทำวงจรรวมของไมโครเวฟ (microwave integrated circuit ย่อว่า MIC) แต่มีข้อจำกัดที่สามารถรับกำลังได้
ต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับท่อนำคลื่น นอกจากนั้นยังมีค่าการลดทอนสัญญาณค่อนข้างสูงด้วย ดังนั้นจึงใช้ใน
การส่งผ่านและการจัดการกับสัญญาณที่มีระดับต่ำและในบริเวณจำกัด เช่น ภายในแผ่นวงจรพิมพ์อัน
เดียวกันเป็นต้น ในบทนี้ จะกล่าวแนวคิดในการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริป ชิ้นส่วนของวงจร
ไมโครสตริปแบบต่างๆ และตัวอย่างวงจรไมโครสตริปที่มีที่ใช้อย่างกว้างขวางในทางปฏิบัติ

1.2 ความเป็นมาของ WIMAX

1.2.1 WIMAX คืออะไร WIMAX คือการออกแบบโครงสร้างและอุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สายที่
ได้ถูกพัฒนามาจาก Wireless LAN หรือ Wi-Fi ผลก็คือ ระยะเวลาที่ครอบคลุมมากกว่าเครือข่ายแบบ
Wireless LAN หลายเท่า แต่มันยังได้ความเร็วในการให้บริการสูงเทียบเท่ากัน จึงทำให้ สามารถเชื่อมต่อ
ระหว่างตึกต่าง ๆ ได้ง่ายไม่มีข้อจำกัดในเรื่องของภูมิประเทศอีกต่อไป

1.2.2 มาตรฐานของระบบ WIMAX มาถึงตรงนี้ลองดูด้วยเทคนิคกันซักนิด เจ้า WIMAX ย่อมา
จาก Worldwide Interoperability of Microwave Access ซึ่งใน ระบบของ WIMAX จะมีองค์ประกอบ
สองส่วนหลัก ๆ คือ 1. โครงสร้างพื้นฐานจะใช้มาตรฐาน IEEE 802.16 ซึ่งหมายถึงอุปกรณ์หลัก เสาส่ง
สัญญาณรวมถึงวิธีการส่งสัญญาณต่าง ๆ ซึ่งตามมาตรฐานนี้ระยะทางการให้บริการจะอยู่ที่ประมาณ 5
กิโลเมตร เท่านั้น ยังไม่พอ ขณะนี้ได้มีการพัฒนามาตรฐานใหม่ที่ใช้ชื่อว่า IEEE 802.16a ซึ่งจะเพิ่มขีด
ความสามารถทะลุทะลวงผ่านสิ่งกีดขวางได้มากขึ้น และระยะทางระหว่างเสาสัญญาณก็มากอย่าง
เหลือเชื่อที่ 48 กิโลเมตร 2. คือ IEEE 802.16e หมายถึงตัวอุปกรณ์ลูกข่าย เช่น โน้ตบุ๊ก PDA หรือ Home
Computer ที่มีตัวรับสัญญาณ WIMAX นั่นเอง แต่ระยะทางในการให้บริการนั้นห่างจากเสาสัญญาณอยู่
ประมาณ 5 กิโลเมตร

1.2.3 สถานการณ์ของ WIMAX ในปัจจุบันได้มีการนำเอาระบบ WIMAX ไปลองใช้งานจริง
ในส่วนโครงสร้างหลักได้มีการตั้งเสาสัญญาณ WIMAX กระจายเป็น เครือข่ายครอบคลุมบริเวณที่
ต้องการให้บริการหรือนำเอามาใช้เพื่อเพิ่มระยะทางในการให้บริการให้ไกลขึ้นถึงชานเมือง หรือตั้งเสา
WIMAX เพื่อรับส่งข้อมูลและกระจายต่อไปให้กับผู้ใช้ ADSL,DSL ในพื้นที่ที่ลากสายสัญญาณหลักเข้ามา
ลำบากกลายเป็น Wireless Broadband นั่นเองส่วนในด้านผู้ใช้งานทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 ช่วง โดย
ช่วงแรกในปี 2005 ที่ผ่านมา ได้นำเอาระบบมาให้บริการ internet โดยผ่านอุปกรณ์ที่เรียกว่า Fix wireless
access อุปกรณ์ตัวนี้จะเป็นตัวรับสัญญาณที่สามารถติดที่ไหนก็ได้ เช่น ข้างตัวบ้าน หรือตัวตึก แล้วรับ
สัญญาณ WIMAX มา นำไปกระจายต่อยังเครื่องคอมพิวเตอร์ต่าง ๆ ผ่าน Switch ซึ่งตัวอุปกรณ์จะอยู่กับที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ได้ขยับไปไหน ดังนั้นในช่วงที่สองหลังจากนี้ จะมีการพัฒนาอุปกรณ์ลูกข่ายให้ใช้งานมาตรฐาน IEEE 802.16e เพื่อให้ใช้งานในขณะที่มีการเคลื่อนที่ และสามารถใช้งานข้ามเสาส่งสัญญาณได้ เช่น ขับรถไปรอบเมืองก็ยังใช้งานได้

1.2.4 ประโยชน์ของ WIMAX กับชีวิตประจำวัน จะเห็นได้ว่า WIMAX มีจุดเด่นคือระยะทางที่ไกล ความเร็วที่สูง และไม่จำเป็นต้องใช้สายส่งสัญญาณ แคม WIMAX ยังมีการเข้ารหัสข้อมูลที่ปลอดภัยสูงอีกด้วย WIMAX จะทำให้การติดตั้ง internet ในสถานที่ต่าง ๆ ทำได้ง่าย เพียงติดตั้งอุปกรณ์เสียบปลั๊กและใช้งาน ทำให้ผู้ให้บริการ internet สามารถให้บริการได้หลากหลายมากขึ้น เช่น การออกร้านในศูนย์ประชุม ก็ให้บริการแก่บริษัทต่าง ๆ ได้สะดวกมากขึ้น ค่าใช้จ่ายในการติดตั้งก็น้อยกว่า ความเร็วสูงกว่าเมื่อไปเทียบกับการให้บริการข้อมูลผ่านสายสัญญาณ การให้บริการ internet ความเร็วสูงสำหรับที่อยู่อาศัย ด้วยข้อจำกัดของการใช้งานระบบ ADSL ที่เป็นอยู่ในขณะนี้ก็มีมากเช่น ระบบเครือข่ายที่จำกัดชุมสาย และระยะทางระหว่างผู้ใช้กับชุมสาย จำนวนผู้ใช้ที่สามารถให้บริการได้ ทำให้กลุ่มผู้ใช้ตามที่อยู่อาศัยถูกจำกัดไม่สามารถให้บริการได้เพียงพอกับความต้องการ ดังนั้นการนำเอาระบบ WIMAX มาใช้ จะเป็นการเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานให้มากขึ้น และบริการต่าง ๆ ที่จะให้บริการก็จะมีมากขึ้น เช่น การดูทีวีผ่าน internet หรือการเลือกดูหนังเรื่องที่ต้องการผ่าน internet เป็นต้น การให้บริการ internet ในพื้นที่ห่างไกล หรือในชนบท ด้วยข้อดีของระบบ WIMAX ที่มีระยะทางการรับส่งข้อมูลไกล ดังนั้น พื้นที่ไหนที่ไม่สามารถให้บริการได้ทั้งสายโทรศัพท์ เคเบิล ก็เป็นอีกทางออกสำหรับการใช้งานบริการสื่อสารแบบไร้สายคุณภาพสูงมาตรฐาน IEEE 802.16e ซึ่งเป็นส่วนต่อเติมของ IEEE 802.16a นั้น เป็นคุณสมบัติ พิเศษที่พัฒนาขึ้นมาให้รองรับการใช้งานในแบบที่ต้องเคลื่อนที่ตลอดเวลา เหมาะสำหรับอุปกรณ์แบบพกพาในการเดินทาง ช่วยให้ผู้ใช้สามารถสื่อสารได้โดยให้คุณภาพในการสื่อสารที่ดี และมีเสถียรภาพขณะใช้งาน แม้มีการเคลื่อนที่อยู่ตลอดเวลาก็ตาม การส่งสัญญาณแบบ Cellular Backhaul สามารถนำไปประยุกต์ใช้ให้เป็นการรับส่งข้อมูลระหว่างสถานีฐานของเครือข่าย โทรศัพท์ เพราะช่องสัญญาณของ WIMAX ที่มีขนาดใหญ่ทำให้สามารถรองรับการรับส่งข้อมูลของสถานีฐานได้สะดวกมากขึ้นและไม่มีข้อจำกัดด้านภูมิประเทศและไม่ต้องอาศัยสายส่งสัญญาณอีกด้วย ทำให้ต้นทุนและค่าเช่าต่อเดือนในการตั้งสถานีฐานลดลงอย่างมาก

1.2.5 จุดอ่อนของระบบ WIMAX แน่แน่นอนไม่มีอะไรดีไปหมดลองมาดูจุดอ่อนของ WIMAX กันบ้าง ความใหม่ของมาตรฐานระบบ WIMAX เนื่องจากมีมาไม่นาน การคิดค้นและเริ่มมาพัฒนาอย่างจริงจังไม่กี่ปี ดังนั้นยังมีการเปลี่ยนแปลงในเรื่องของมาตรฐาน รวมไปถึงผู้ผลิตที่นำเอามาตรฐาน WIMAX ไปพัฒนาต่อเป็นอุปกรณ์สำหรับใช้งานจริงก็มีจำนวนน้อย อุปกรณ์ก็ยังไม่หลากหลาย ต้องอาศัยเวลาสักพักก่อนได้รับความนิยม รวมไปถึงราคาอุปกรณ์ WIMAX ที่ค่อนข้างสูงขณะนี้ ความถี่ของการให้บริการตามมาตรฐานของ WIMAX จะใช้ความถี่ช่วง 2-6 GHz (802.16e) และ 11GHz (802.16d) ซึ่งในบางประเทศจะเป็นช่วงความถี่ที่มีการควบคุม ต้องมีการขออนุญาตก่อนให้บริการ และในบางประเทศ ไม่มีข้อกำหนดตรงนี้ ดังนั้นผู้ที่ลงทุนวางระบบ WIMAX ต้องศึกษาข้อมูลให้ละเอียดเสียก่อน

1.2.6 อนาคตของระบบ WIMAX ปัจจุบันมีการจัดตั้งกลุ่ม WIMAX Forum ขึ้นมา เพื่อเป็นศูนย์รวมของกลุ่มคน กลุ่มบริษัทไม่ว่าจะเป็นผู้วิจัย หรือผู้พัฒนา ผลิตภัณฑ์ รวมไปถึงผู้ทำตลาด ได้เข้ามารวมตัวกัน เพื่อกำหนดมาตรฐาน แนวทางการพัฒนา และการนำมาตรฐานนี้ไปใช้งานได้จริง ยกตัวอย่างเช่น Internet Corporation, AT&T, Fujitsu, British Telecom, Samsung, Siemens Mobile, Cisco, Nokia และบริษัทชั้นนำอีกหลายบริษัท และในประเทศไทยตอนนี้ ได้มีผู้ให้บริการโครงข่ายพื้นฐานบางที่เริ่มศึกษาถึงระบบ WIMAX โดยตั้งเป้าที่จะนำ เอามาให้บริการจริง ดังนั้นเทคโนโลยี WIMAX จึงเป็นเทคโนโลยีที่น่าสนใจ และน่าจับตามองว่าจะใช้งานได้จริงหรือไม่ และแพร่หลายมากน้อยขนาดไหน เพราะจุดเด่นของระบบไม่ว่าในเรื่องระยะทาง ความเร็ว ข้อจำกัดของการเชื่อมต่อ ได้ลบจุดอ่อนของระบบอื่นเกือบหมด เราหวังว่าจะได้สัมผัสการใช้งาน WIMAX ในบ้านได้เร็ว ๆ นี้

1.3 เนื้อหาของปริญญาานิพนธ์

บทที่ 1 ความเป็นมาและวัตถุประสงค์ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์

บทที่ 2 อธิบายทฤษฎีและหลักการของคูเพล็กซ์เซอร์ สแกตเตอร์เมตริกซ์ ทรานสมิทชันเมตริกซ์ ทฤษฎี และหลักการของตัวกรองและการออกแบบวงจรกรองความถี่วิธีการคำนวณหาคุณลักษณะต่างๆของคูเพล็กซ์เซอร์ค่าอิมพีแดนซ์ภายในของคูเพล็กซ์เซอร์ เป็นต้น

บทที่ 3 เป็นการออกแบบคำนวณโครงสร้างคูเพล็กซ์เซอร์ ซึ่งอาศัยทฤษฎีที่ได้จาก บทที่ 2 ออกแบบโครงสร้างต่างๆของไมโครสตริปเช่น โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป การออกแบบไมโคร-สตริป การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป เป็นต้น และอธิบายถึงวิธีการสร้างคูเพล็กซ์เซอร์

บทที่ 4 แสดงผลที่ได้จากการวิเคราะห์และผลการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆที่ได้จากคูเพล็กซ์เซอร์โดยอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็ก ไฟฟ้า (CST MICROWAVE STUDIO 5) ซึ่งเป็นกระบวนการที่สำคัญในการวิเคราะห์ และ ออกแบบ คูเพล็กซ์เซอร์ ให้ได้ตามต้องการ

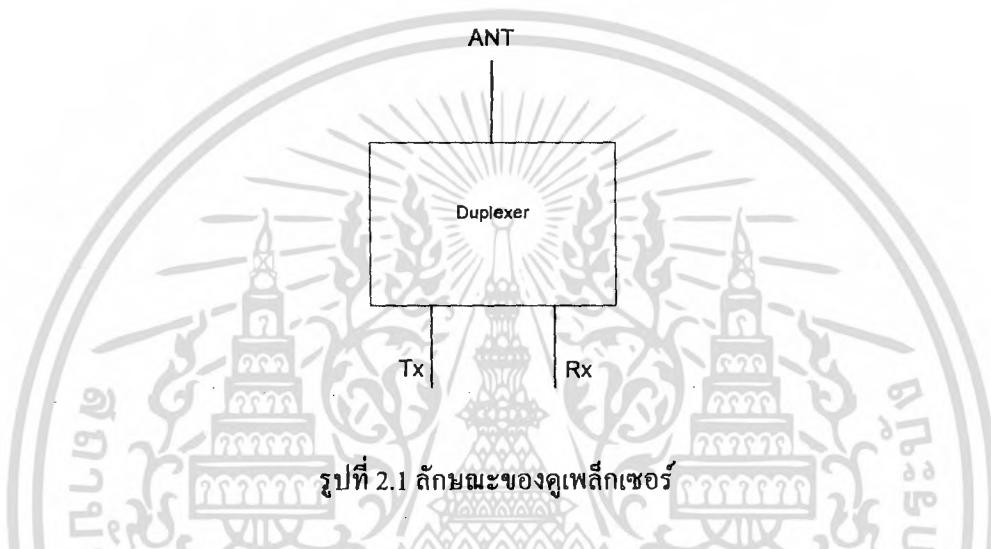
บทที่ 5 เป็นขั้นตอนการทดสอบ แสดงผลที่ได้จากการทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวิเคราะห์

บทที่ 6 สรุปผลคุณลักษณะทั้งหมดของคูเพล็กซ์เซอร์ตลอดจนวิจารณ์ และเสนอแนวทางการพัฒนาคูเพล็กซ์เซอร์ต่อไป

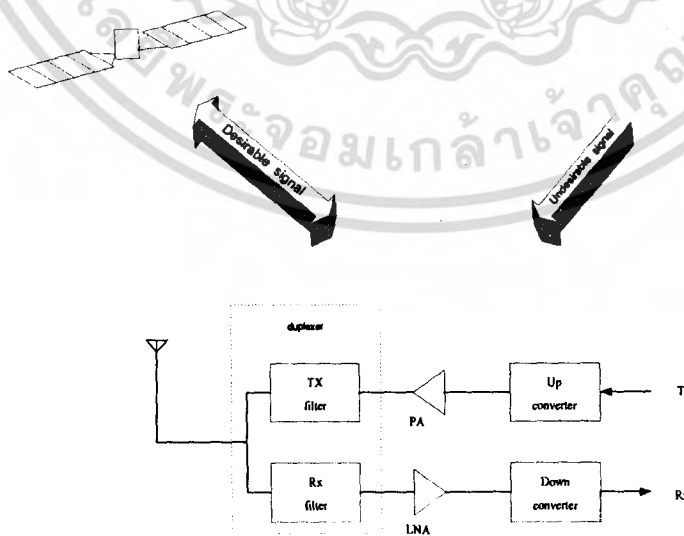
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ความหมายและลักษณะการใช้งานของดูเพล็กซ์เซอร์

ดูเพล็กซ์เซอร์คือตัวกรองช่วงความถี่ผ่านเป็นอุปกรณ์ที่มี 3 ขั้วต่อ (3 port) ที่มีทั้งตัวกรองย่านความถี่ผ่านทางด้านส่ง (Tx) และตัวกรองย่านความถี่ผ่านทางด้านรับ (Rx) อยู่ในตัวเดียวกัน โดยใช้สายอากาศร่วมกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.1

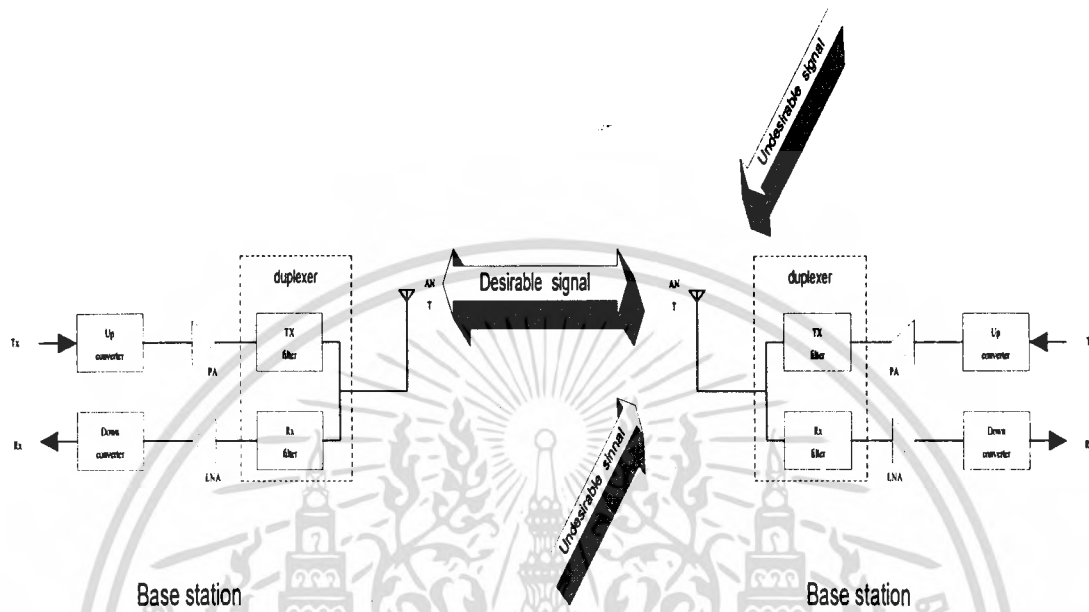


ลักษณะการใช้งานของดูเพล็กซ์เซอร์นั้นจะสามารถประยุกต์ใช้กับงานทางการสื่อสารได้หลายแบบเช่น การสื่อสารผ่านดาวเทียมดังรูปที่ 2.2 โดยต่อเข้ากับสายอากาศและภาค Rx, Tx ของเครื่องรับเพื่อป้องกันย่านความถี่ที่ไม่ต้องการที่เข้ามาในสายอากาศ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 ลักษณะการใช้งานของคูเพิลเลอร์ ที่ใช้ในการสื่อสารภาคพื้นดินเพื่อป้องกันย่านความถี่จากสถานีข้างเคียงที่เข้ามารบกวนทางสายอากาศ โดยมีการใช้งานคูเพิลเลอร์ติดตั้งเข้ากับระบบที่เราต้องการใช้งานเพื่อลดความผิดพลาดของการสื่อสาร



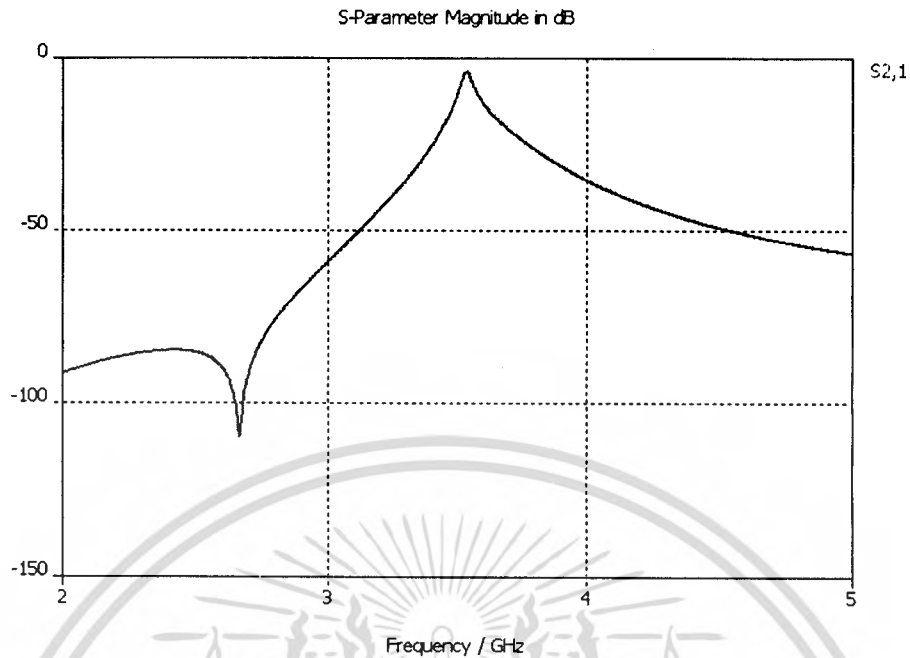
รูปที่ 2.3 การใช้งานในการสื่อสารภาคพื้นดิน(Microwave Link)

2.2 คุณลักษณะพื้นฐานที่สำคัญของคูเพิลเลอร์

2.2.1 อัตราการลดทอนการส่งผ่าน (Insertion Loss) L_A

ค่าการลดทอนการส่งผ่าน (Insertion loss) นี้ได้มาจากตัวแปร $S_{12}(j\omega)$ (Transfer Function) ของระบบ ใช้ตัวย่อว่า $L_A = -20 \text{Log}_{10} |S_{12}(j\omega)|$ dB การลดทอนการส่งผ่านนี้ จะเป็นการวัดค่าการลดทอนการส่งผ่านของระบบซึ่งอยู่ในฟังก์ชันของความถี่หรือผลตอบสนองทางความถี่นั่นเอง(Frequency Response) จะได้ $L_A = 0$ dB ซึ่งจะทำให้การส่งผ่านนั้นส่งผ่านได้สมบูรณ์ดังรูปตัวอย่างที่ 2.4

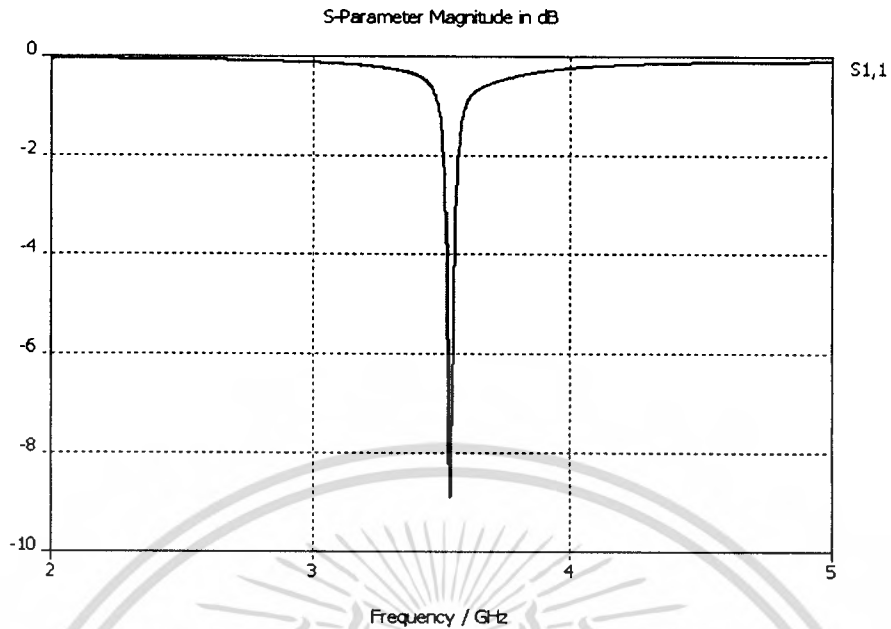
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



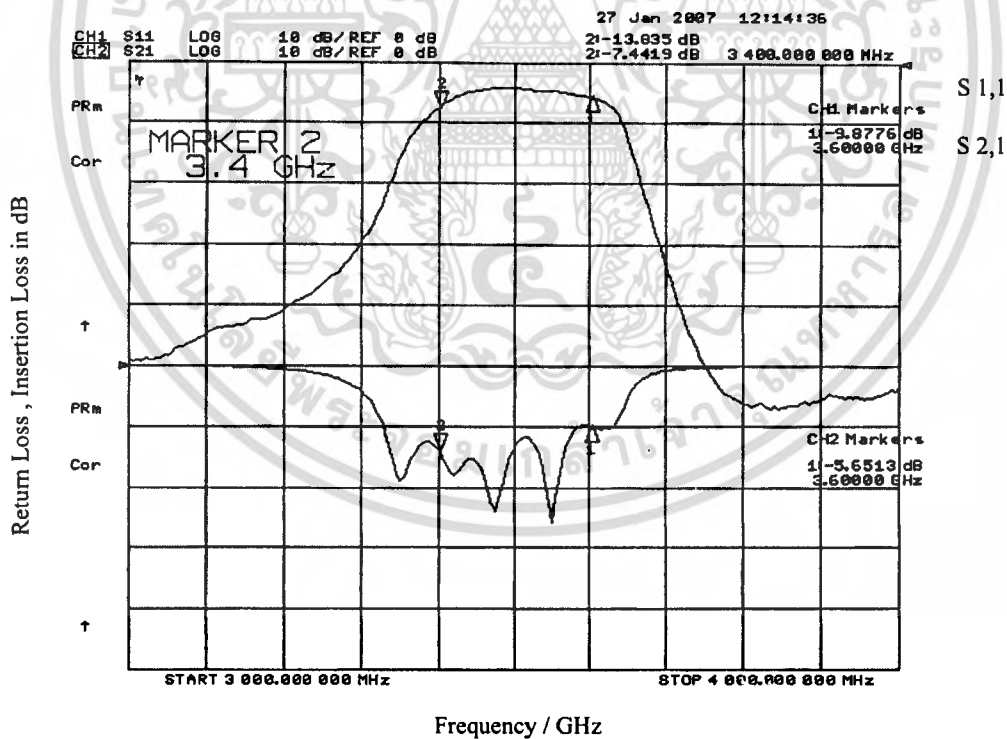
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างอัตราการลดทอนการส่งผ่าน (Insertion Loss) L_A

2.2.2 อัตราการลดทอนย้อนกลับ (Return Loss) L_R

ค่าการลดทอนย้อนกลับ (Return Loss) นี้ได้มาจากตัวแปร $S_{11}(j\omega)$ จะเป็นการวัดค่าการลดทอนของสัญญาณสะท้อนให้ตัวข้อว่า $L_R = -20 \text{Log}_{10} |S_{11}(j\omega)|$ จะบอกถึงการแมตช์ (Match) ของระบบการแมตช์ของระบบที่สมบูรณ์เราจะได้ $L_R = \infty$ แต่ในความเป็นจริงไม่สามารถทำได้แต่ค่าที่ยอมรับได้คือ L_R ควรจะอยู่ที่ 10 หรือ 15 dB ขึ้นไปแล้วแต่การใช้งาน ดังแสดงในรูปตัวอย่างที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างอัตรการลดทอนย้อนกลับ (Return loss) L_R



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างผลตอบสนองสองทางความถี่ $S_{11}(j\omega)$, $S_{12}(j\omega)$

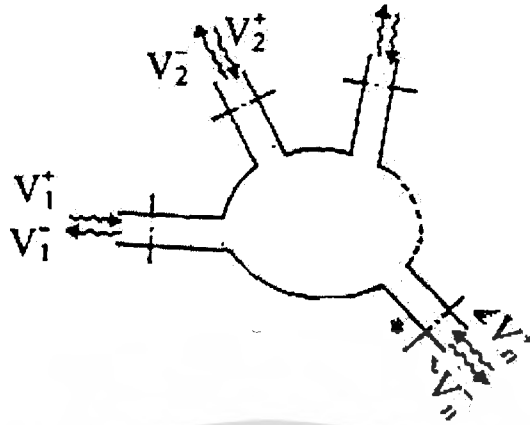
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 สแกตเตอร์เมตริกซ์ (Scattering matrix)

ในหัวข้อนี้จะพิจารณานิยาม และคุณสมบัติของสแกตเตอร์เมตริกซ์ ซึ่งเป็นเมตริกซ์ที่นิยมใช้กันมากที่สุดในวงจรไมโครเวฟและวงจรความถี่สูงๆ ทั้งหลายเหตุผลที่นิยมใช้กันมากนั้นก็เพราะพารามิเตอร์ต่างๆ ในสแกตเตอร์เมตริกซ์จะเชื่อมโยงอย่างใกล้ชิดกับค่าที่ทำการวัดได้ดังรายละเอียดที่จะกล่าวถึงต่อไป

2.3.1 นิยามและความหมายของสแกตเตอร์เมตริกซ์

ก่อนที่จะกล่าวถึงนิยามของสแกตเตอร์เมตริกซ์จะขอสรุปข้อดีและข้อเสียของอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ และแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ข้อดีของอิมพีแดนซ์เมตริกซ์ ก็คือการนิยามแรงดันไฟฟ้าสมมูลของกระแสไฟฟ้าสมมูลขึ้นในวงจรที่นำคลื่นก็ทำให้ได้วงจรสมมูล และสามารถใช้ทฤษฎีของสายนำสัญญาณกับวงจรสมมูลนั้นได้อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้านั้นเป็นเพียงค่าสมมูลซึ่งจะไม่เชื่อมโยงโดยตรงกับค่าที่ได้จากการวัดจึงทำให้เป็นข้อเสียที่ทำให้อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ไม่มีที่ใช้นักในวงจรไมโครเวฟ เมื่อพิจารณาว่าในทางปฏิบัติเราจะวัดค่าอะไรได้บ้างนั้น ค่าที่วัดได้ก็คือค่า SWR ซึ่งจะให้ข้อมูลของสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับ และการวัดค่าสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านซึ่งก็จะสามารถทำได้โดยป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตใดพอร์ตหนึ่ง แล้ววัดกำลังคลื่นที่ออกไปที่พอร์ตที่เหลือการวัดในสภาพดังกล่าวนี้จะทำได้ง่ายและให้ผลชัดเจน นอกจากนั้นยังสามารถวัดได้ทั้งขนาดของเฟสของคลื่นเมื่อเทียบกับคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามาได้ ดังนั้นถ้าเรานิยามพารามิเตอร์ที่เชื่อมโยงความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ส่งผ่านเข้ามา (V_n^+) กับคลื่นที่สะท้อนและคลื่นที่ส่งผ่านออกไปทางพอร์ตต่างๆ (V_n^-) หรืออาจเรียกรวมๆ กันว่าคลื่นที่กระจัดกระจาย (scatter) ออกไป พารามิเตอร์ชุดดังกล่าวนี้ก็จะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่ทำการวัดได้ และพารามิเตอร์นี้ก็คือสแกตเตอร์เมตริกซ์นั่นเองเมื่อพิจารณาวงจรไมโครเวฟที่มี N พอร์ต ถ้ามีคลื่นส่งเข้ามาจากพอร์ตใดพอร์ตหนึ่งเช่น พอร์ตที่ 1 ก็จะเกิดคลื่นสะท้อนกลับเป็น $V_1^- = S_{11}V_1^+$ และเกิดคลื่นที่ออกไปจากพอร์ตอื่นๆ เป็น $V_n^- = S_{n1}V_1^+$ และจากคุณสมบัติที่เป็นเชิงเส้นของสมการแมกซ์เวลล์เมื่อมีคลื่นส่งผ่านเข้ามาจากทุกๆ พอร์ต คลื่นที่ส่งผ่านออกไปจากพอร์ตต่างๆ ก็จะเป็นผลรวมเชิงเส้นของคลื่นกระจัดกระจายเกิดจากการส่งผ่านคลื่นเข้าที่แต่ละพอร์ต ดังนั้นผลที่ได้จึงสามารถเขียนในรูปของเมตริกซ์ได้ดังเมตริกซ์ที่ (2.1)



รูปที่ 2.7 วงจรไมโครเวฟที่มี N พอร์ตกับการนิยามสแกลเตอร์ริงเมตริกซ์

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

หรือ

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.2)$$

ในการคำนวณค่า S พารามิเตอร์นี้โดยทั่วไปเราจะใช้ค่า V_n^+ และ V_n^- ที่นอร์มาไลซ์ไว้ด้วยอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของท่อนำคลื่นเพื่อให้ กำลังคลื่นขาเข้าและกำลังคลื่นขาออกเขียนได้ในรูป $|V_n^+|^2$ และ $|V_n^-|^2$ ตามลำดับ ในที่นี้เพื่อหลีกเลี่ยงความสับสนที่อาจจะเกิดขึ้นจะให้ค่า V_n^+ และ V_n^- ที่นอร์มาไลซ์แล้วเป็น a_n และ b_n ตามลำดับ เพื่อให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของพอร์ตที่ n เป็น Z_n ความสัมพันธ์ระหว่าง a_n , b_n กับ V_n^+ V_n^- ก็จะเขียนได้ดังสมการที่ (2.3) และ (2.4)

$$a_n = V_n^+ / \sqrt{Z_n} = I_n^+ \sqrt{Z_n} \quad (2.3)$$

$$b_n = V_n^- / \sqrt{Z_n} = I_n^- \sqrt{Z_n} \quad (2.4)$$

ซึ่งทำให้กำลังคลื่นขาเข้าและกำลังคลื่นขาออกที่พอร์ต n เขียนได้ดังสมการที่ (2.5) และ (2.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|a_n|^2 = |V_n^+|^2 / Z_n = |I_n^+|^2 Z_n \quad (2.5)$$

$$|b_n|^2 = |V_n^-|^2 / Z_n = |I_n^-|^2 Z_n \quad (2.6)$$

เมื่อเราใช้ค่า a_n , b_n ดังกล่าวนี้ S เมตริกซ์ที่ได้ก็จะเป็นการผูกความสัมพันธ์ระหว่าง a_n และ b_n ดังสมการที่ (2.7)

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} S_{12} \dots S_{1N} \\ S_{21} S_{22} \dots S_{2N} \\ \dots \\ S_{N1} S_{N2} \dots S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}$$

หรือ

$$[b] = [S][a] \quad (2.7)$$

สำหรับเหตุผลหลักที่เราใช้ a_n , b_n แทนที่จะใช้ V_n^+ และ V_n^- ที่ไม่ได้นอร์มาไลซ์นั้น ก็เพื่อต้องการให้ S เมตริกซ์ที่เกิดขึ้นมีคุณสมบัติสมมาตรในกรณีที่ว่าจนวนคลื่นนั้นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับค่ากล่าวนี้ จะเห็นได้ชัดเจน

2.3.2 ความหมายของ S พารามิเตอร์

ดังที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นว่า S พารามิเตอร์จะมีความสัมพันธ์อย่างใกล้ชิดกับค่าที่ทำการวัดได้ในทางปฏิบัติ ในหัวข้อย่อยนี้ในขั้นแรกเราจะพิจารณาความหมายของ S พารามิเตอร์ซึ่งจะทำให้ผลในการยืนยันค่ากล่าวนี้ ก่อนอื่นพิจารณากรณีที่เราส่งคลื่นเข้าทางพอร์ตที่ i แล้วทำการต่อปลายสายของพอร์ตที่เหลือด้วยแมตซ์ชิงโหลดดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 ในสภาพเช่นนี้ a_n จะเป็นศูนย์หมด ยกเว้น a_i และจากสมการ (2.7) เราจะได้ดังสมการที่ (2.8)

$$b_i = S_{ii} a_i$$

หรือ

$$S_{ii} = \frac{b_i}{a_i} = \frac{V_i^-}{V_i^+} = \Gamma_i \quad (2.8)$$

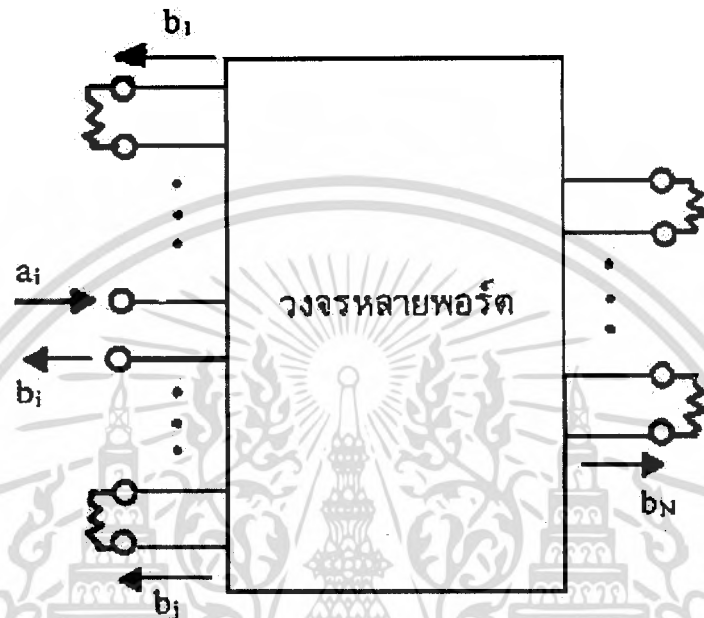
ผลที่ได้นี้ก็เป็นการบ่งบอกว่าภายใต้เงื่อนไขวงจรดังกล่าว เราจะสามารถหาค่า S_{ii} ได้โดยการวัดคลื่นที่สะท้อนกลับมาในพอร์ตที่ i และ S_{ii} ก็คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั่นเอง และภายใต้เงื่อนไขเดียวกันนี้ b_j จะเขียนได้ดังสมการที่ (2.9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$b_j = S_{ji} a_i$$

หรือ

$$S_{ji} = \frac{b_j}{a_i} \quad (2.9)$$

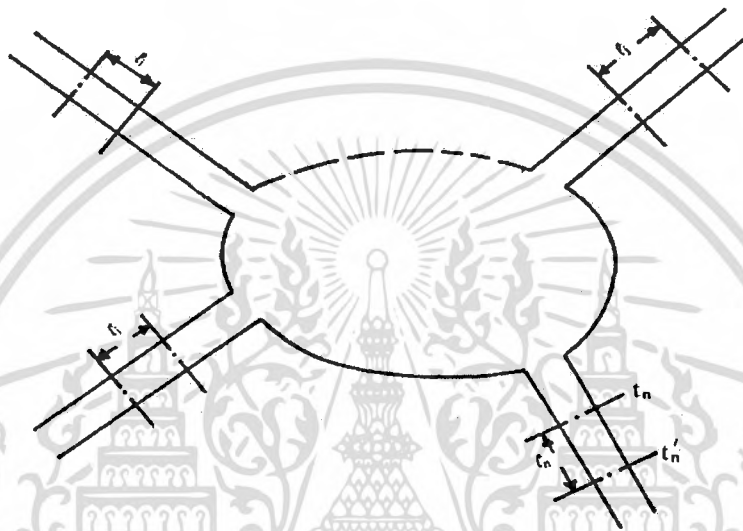


รูปที่ 2.8 การวัด S พารามิเตอร์โดยการป้อนกำลังคลื่น เข้าที่พอร์ตที่ i และต่อเมตซ์ซิงโพลคในพอร์ตที่เหลือ

ผลที่ได้นี้ก็เป็นการแสดงว่า S_{ji} จะเท่ากับสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ i ไปที่พอร์ต j ค่า S_{ji} นี้ก็จะทำการวัดได้โดยการทำการวัดขนาดและเฟสของ b_j ภายใต้เงื่อนไขวงจรดังกล่าวจากที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าการวัดค่า S พารามิเตอร์นี้จะทำได้โดยการต่อเมตซ์ซิงโพลคเข้าที่ปลายสายของพอร์ตต่างๆ ซึ่งจัดว่าทำได้ง่ายในภาคปฏิบัติ ในกรณีการวัด Z พารามิเตอร์หรือ Y พารามิเตอร์นั้นเราจะต้องทำการเปิดวงจรปลายพอร์ตเพื่อให้ $I_n = 0$ เพื่อทำการปิดวงจรปลายพอร์ตเพื่อให้ $V_n = 0$ ซึ่งมักจะทำได้ยากในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่นการเปิดวงจรปลายพอร์ตที่เป็นท่อนำคลื่นนั้นจะไม่ให้คุณสมบัติของการเปิดวงจรในเชิงไฟฟ้า เพราะจะมีกำลังคลื่นบางส่วนแพร่กระจายออกไปจากปลายเปิดของท่อนำคลื่นได้ ซึ่งก็หมายถึงกำลังคลื่นจะสะท้อนกลับมาไม่หมดผลก็คือ ไม่มีคุณสมบัติของการเปิดวงจรดังกล่าวข้างต้น ดังนั้นเมื่อเรากล่าวโดยสรุปแล้วในวงจรย่านความถี่สูงมากโดยเฉพาะในย่านความถี่ไมโครเวฟขึ้นไปนั้นเรามักใช้ S พารามิเตอร์มากกว่า Z พารามิเตอร์ หรือ Y พารามิเตอร์ด้วยเหตุผลที่ S พารามิเตอร์ให้ความหมายที่ชัดเจน และสามารถทำการวัดได้ง่าย

2.3.3 คุณสมบัติของ S พารามิเตอร์

ในหัวข้อข้อย่อยนี้จะพิจารณาคุณสมบัติของ S พารามิเตอร์ที่สำคัญๆ และเป็นประโยชน์ในการคำนวณวงจร ในภายหลัง คุณสมบัติประการแรกที่จะพิจารณาคือการเลื่อนระนาบอ้างอิงออกจากตำแหน่งเดิม เพื่อความสะดวกในการพิจารณาจะให้เป็นการเลื่อนออกจุดเชื่อมต่อเหมือนกันหมดดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 ถ้าให้ t'_n เป็นระนาบอ้างอิงใหม่ และ t_n เป็นระนาบอ้างอิงเดิม l_n เป็นระยะห่างระหว่าง t'_n และ t_n และ β_n เป็นค่าคงที่เฟสในท่อนำคลื่น การเลื่อนระนาบอ้างอิงใหม่ ให้ห่างออกจากระนาบอ้างอิงเดิม



รูปที่ 2.9 การเลื่อนระนาบอ้างอิงจากตำแหน่งเดิม

ทำให้เฟสของ a_n ซ้ำกว่า a'_n อยู่ $\beta_n l_n$ ในขณะที่เฟสของ b'_n ซ้ำลงกว่า b_n เป็น $\beta_n l_n$ โดยที่ขนาดของคลื่นยังเหมือนเดิม ดังนั้นเมื่อเขียนเฟสสัมพันธ์ระหว่าง a'_n กับ a_n กับ b'_n กับ b_n ในรูปเมตริกซ์จะได้ผลดังเมตริกซ์ที่ (2.10) และ (2.11)

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_1 l_1} & 0 \\ & e^{-j\beta_2 l_2} \\ & & \ddots \\ 0 & & & e^{-j\beta_N l_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \\ \vdots \\ a'_N \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \\ \vdots \\ b'_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_1 \ell_1} & 0 \\ e^{-j\beta_2 \ell_2} & \\ \vdots & \vdots \\ 0 & e^{-j\beta_N \ell_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

และเมื่อเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง b'_n กับ a'_n ก็จะได้ S เมทริกซ์สำหรับระนาบอ้างอิงใหม่ดังเมทริกซ์ที่ (2.12)

$$\begin{bmatrix} b'_1 \\ b'_2 \\ \vdots \\ b'_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\beta_1 \ell_1} & 0 \\ e^{-j\beta_2 \ell_2} & \\ \vdots & \vdots \\ 0 & e^{-j\beta_N \ell_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} S_{12} \dots S_{1N} \\ S_{21} S_{22} \dots S_{2N} \\ \dots \\ S_{N1} S_{N2} \dots S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-j\beta_1 \ell_1} & 0 \\ e^{-j\beta_2 \ell_2} & \\ 0 & \ddots & e^{-j\beta_N \ell_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a'_1 \\ a'_2 \\ \vdots \\ a'_N \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

ผลที่ได้ตามเมทริกซ์ (2.12) นี้เป็นการบ่งบอกว่าเราสามารถคำนวณ S เมทริกซ์ของวงจรที่มองจากระนาบอ้างอิงใหม่ได้จาก S เมทริกซ์ของระนาบอ้างอิงเดิมโดยนำเมทริกซ์ที่แสดงการเลื่อนของเฟสคูณเข้าที่ด้านหน้าและด้านหลัง ผลที่ได้นับว่าให้ความสะดวกในการใช้งานมาก เพราะบางครั้งเราจำเป็นต้องทำการวัดค่า S พารามิเตอร์ที่ระนาบอ้างอิงอันหนึ่ง แต่เวลาใช้งานไปใช้ที่ระนาบอ้างอิงอีกอันหนึ่ง ข้อสังเกตที่ควรระวังก็คือค่าเฟส $e^{-j\beta_n \ell_n}$ ที่ปรากฏในเมทริกซ์ (2.12) นั้นมีค่าเป็นลบและเกิดขึ้นในกรณีที่เลื่อนระนาบอ้างอิงห่างออกไปจากจุดเชื่อมต่อมากกว่าเดิม ถ้าทำการเลื่อนระนาบอ้างอิงไปในทิศตรงกันข้ามเฟสดังกล่าวก็จะมีค่าเป็นบวกอย่างไรก็ตามการเลื่อนระนาบอ้างอิงเข้าใกล้จุดเชื่อมนั้นจะต้องไม่เข้าไปใกล้จนมีปัญหาของโหมคางหายเพราะผลกระทบของโหมคางหายจะทำให้ค่าของ S พารามิเตอร์เปลี่ยนแปลงไปได้ในลำดับต่อไปนี้เราจะพิจารณาคุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่งของ S เมทริกซ์ซึ่งเกิดขึ้นในกรณีที่ทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับเป็นจริง คุณสมบัติดังกล่าวนี้ก็คือ S เมทริกซ์จะเป็นเมทริกซ์แบบสมมาตรเมื่อเราพิจารณาคลื่นที่เข้าและออกในรูปของ a_n, b_n แทนที่จะเป็น V_n^+, V_n^- ซึ่งเป็นคลื่นที่ไม่ได้นอร์มาไลซ์ไว้การพิสูจน์คุณสมบัติดังกล่าวนี้จะทำได้โดยอาศัยคุณสมบัติสมมาตรของ Z เมทริกซ์ดังรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไปนี้ ก่อนอื่นเราจะแสดงให้เห็นว่า Z เมทริกซ์ที่นิยามจากค่าแรงดันไฟฟ้าสมมูลกระแสไฟฟ้าสมมูลที่นอร์มาไลซ์ไว้จะมีคุณสมบัติสมมาตรเช่นเดียวกับ Z เมทริกซ์ที่นิยามไว้ในหัวข้อ 2.3 จากสมการ (2.3) และสมการ (2.4) เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง V_n, I_n และ a_n, b_n ดังสมการที่ (2.13) และ (2.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_n}(a_n + b_n) = \sqrt{Z_n} V_n'$ ขนาดให้หน้าไปใช้ประโยชน์ได้ (2.13) คำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_n = I_n^+ - I_n^- = \frac{1}{\sqrt{Z_n}}(a_n - b_n) = I_n' / \sqrt{Z_n} \quad (2.14)$$

โดยที่ V_n' และ I_n' คือแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ถูกลนอร์มาไลซ์ไว้และจากความสัมพันธ์ $[V] = [Z][I]$ เราจะหา Z เมตริกซ์ที่นิยามในรูปของ V_n' และ I_n' ได้ดังเมตริกซ์ที่ (2.15)

$$\begin{bmatrix} \sqrt{Z_1} V_1' \\ \sqrt{Z_2} V_2' \\ \vdots \\ \sqrt{Z_N} V_N' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} Z_{12} \dots Z_{1N} \\ Z_{21} Z_{22} \dots Z_{2N} \\ \dots \\ Z_{N1} Z_{N2} \dots Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1' / \sqrt{Z_1} \\ I_2' / \sqrt{Z_2} \\ \vdots \\ I_N' / \sqrt{Z_N} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \\ \vdots \\ V_N' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}/Z_1 & Z_{12}/\sqrt{Z_1 Z_2} & \dots & Z_{1N}/\sqrt{Z_1 Z_N} \\ Z_{21}/\sqrt{Z_1 Z_2} & Z_{22}/Z_2 & \dots & Z_{2N}/\sqrt{Z_2 Z_N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{N1}/\sqrt{Z_N Z_1} & Z_{N2}/\sqrt{Z_N Z_2} & \dots & Z_{NN}/Z_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \\ \vdots \\ I_N' \end{bmatrix}$$

$$[V'] = [Z'] [I'] \quad (2.15)$$

จากผลที่ได้ในสมการ (2.15) นี้จะเห็นได้ว่า Z เมตริกซ์ที่ได้ก็จะมีคุณสมบัติสมมาตรเหมือน Z เมตริกซ์เดิม เพราะ $Z'_{ij} = Z'_{ji}$ เนื่องจาก $Z_{ij} = Z_{ji}$ ในขั้นต่อไปนี้จะแสดงการพิสูจน์ว่า S เมตริกซ์จะมีคุณสมบัติสมมาตรดังนี้คือจากสมการ (2.13) และ (2.14) และสมการ (2.15) จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการที่ (2.16)

$$[V'] = [a] + [b] = [Z'] [I'] = [Z'] \{[a] - [b]\}$$

ซึ่งทำให้ได้

$$\{[Z'] + [U]\} [b] = \{[Z'] - [U]\} [a]$$

หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[b] = \{[Z'] + [U]\}^{-1} \{[Z'] - [U]\} [a] \quad (2.16)$$

โดยที่ $[U]$ เป็นยูนิตเมตริกซ์ เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้กับการนิยาม S เมตริกซ์ตามสมการ (2.7) ก็จะได้ S เมตริกซ์เขียนได้ดังสมการที่ (2.17)

$$[S] = \{[Z'] + [U]\}^{-1} \{[Z'] - [U]\} \quad (2.17)$$

และจากสมการ (2.13) และ (2.14) เราจะเขียน $[a]$, $[b]$ ในรูปของ $[V']$, $[I']$ ได้ดังสมการที่ (2.18) และ (2.19)

$$[a] = \frac{1}{2} \{[V'] + [I']\} = \frac{1}{2} \{[Z'] + [U]\} [I'] \quad (2.18)$$

$$[b] = \frac{1}{2} \{[V'] - [I']\} = \frac{1}{2} \{[Z'] - [U]\} [I'] \quad (2.19)$$

เมื่อแทนค่า $[I']$ ในสมการ (2.19) ด้วย $[I']$ ในสมการ (2.18) จะได้ผลดังสมการที่ (2.20)

$$[b] = \{[Z'] - [U]\} \{[Z'] + [U]\}^{-1} [a] = [S] [a] \quad (2.20)$$

S เมตริกซ์ที่ได้ตามสมการ (2.20) นี้จะต้องเท่ากับ S เมตริกซ์ในสมการ (2.17) เพราะนิยามจาก $[a]$ และ $[b]$ ซุดเดียวกัน เนื่องนำ S เมตริกซ์ในสมการ (2.17) มาเขียนในรูปทรานส์โพสเมตริกซ์จะได้ผลดังสมการที่ (2.21)

$$[S]_t = \{[Z'] - [U]\} \{[Z'] + [U]\}^{-1} \quad (2.21)$$

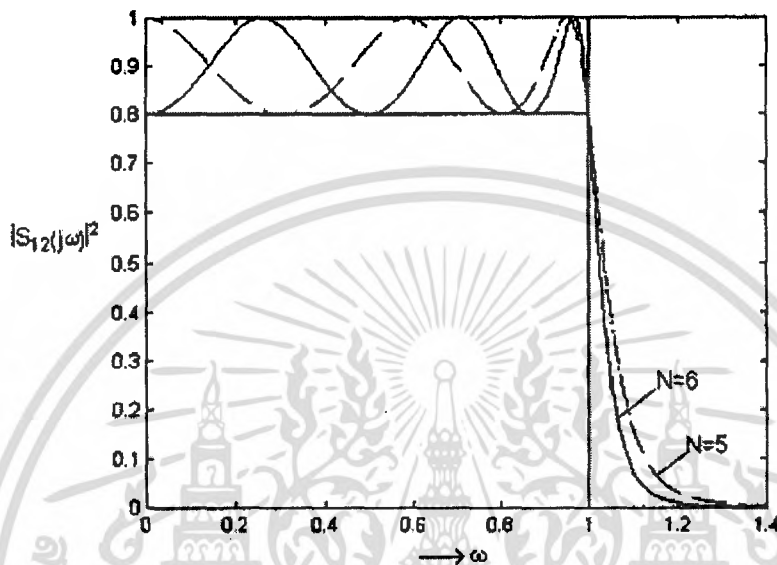
ผลที่ได้นี้เมื่อนำมาเปรียบเทียบ S เมตริกซ์ในสมการ (2.20) จะเห็นว่ามีความเท่ากัน

$$[S]_t = [S] \quad (2.22)$$

ผลที่ได้ตามสมการ (2.22) นี้ก็เป็นการพิสูจน์ว่า S เมตริกซ์นั้นเป็นแบบสมมาตร ซึ่งจะเกิดในกรณีทีทฤษฎีบทภาวะ ย้อนกลับเป็นจริงเท่านั้น

2.4 ต้นแบบตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟพิเชฟ (Chebyshev Lowpass Prototype)

คุณสมบัติของตัวกรองแบบเชฟพิเชฟมีรูปแบบที่เป็นมาตรฐาน คือมีความถี่ตัดที่ 3 dB และ $\omega = \pm 1$ ในช่วงความถี่ผ่าน จะมีริบเบิล (Ripple) เขียนแทนด้วยฟังก์ชัน $T_N(\omega)$ และ ริบเบิลในช่วงความถี่ผ่านจะถูกควบคุมด้วยค่า ϵ



รูปที่ 2.10 คุณลักษณะของตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟพิเชฟ

สมการในการวิเคราะห์ตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟพิเชฟ

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_N^2(\omega)} \quad (2.23)$$

และ

$$T_N(\omega) = \cos[N \cos^{-1}(\omega)] \quad |\omega| \leq 1 \quad (2.24)$$

$$T_N(\omega) = \cosh[N \cosh^{-1}(\omega)] \quad |\omega| > 1 \quad (2.25)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ของเชฟพิเชฟในการประมาณค่าฟังก์ชัน

$$T_N(\omega) = 2\omega T_{N-1}(\omega) - T_{N-2}(\omega) \quad N \geq 2 \quad (2.26)$$

ค่าเริ่มต้น

$$T_0(\omega) = 1 \quad T_1(\omega) = \omega \quad (2.27)$$

$$T_2(\omega) = 2\omega^2 - 1$$

$$T_3(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega$$

$$T_4(\omega) = 8\omega^4 - 8\omega^2 + 1$$

$$T_5(\omega) = 16\omega^5 - 20\omega^3 + 5\omega$$

$$T_6(\omega) = 32\omega^6 - 48\omega^4 + 18\omega^2 - 1$$

$$T_7(\omega) = 64\omega^7 - 112\omega^5 + 56\omega^3 - 7\omega$$

หรือใช้สูตรการประมาณ อันดับ N ของเชพชีเชฟ

$$N \geq \frac{L_A + L_R + 6}{20 \log_{10} \left[S + (S^2 - 1)^{1/2} \right]} \quad (2.28)$$

เพราะฉะนั้นค่าการลดทอนของการส่งผ่านคือ

$$L_A = 10 \log \left[\frac{1}{|S_{12}(j\omega)|^2} \right] \quad (\text{dB}) \quad (2.29)$$

เพราะฉะนั้นอัตราลดทอนของการส่งผ่านหาได้จากค่า $T_N(\omega)$ และค่า ε

$$L_A = 10 \log [1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega)] \quad (\text{dB}) \quad (2.30)$$

กำหนดค่าอัตราลดทอนย้อนกลับ แล้วสามารถหาค่า ε ได้ดังสมการที่ (2.31)

$$L_R = 10 \log \left[\frac{1}{|S_{11}|^2} \right] \quad (\text{dB}) \quad (2.31)$$

จากที่ $T_N^2(\omega) = 1$

$$|S_{12}|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2} \quad (2.32)$$

$$|S_{12}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 \quad (2.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|S_{11}|^2 = \frac{\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} \quad (2.34)$$

$$L_R = 10 \log \left(1 + \frac{1}{\varepsilon^2} \right) \quad (\text{dB}) \quad (2.35)$$

$$\varepsilon = \left(10^{\frac{L_R}{10}} - 1 \right)^{-1/2} \quad (2.36)$$

ε คือค่าที่มีความสัมพันธ์กับค่าการกระเพื่อมที่ช่วงความถี่ผ่านประมาณเป็นค่าการกระเพื่อมที่ช่วงความถี่ผ่านสมการในการวิเคราะห์ตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชพพิเชฟ

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega)} \quad (2.37)$$

จะเกิดโพลขึ้นที่

$$T_N^2(\omega) = -1 / \varepsilon^2 \quad (2.38)$$

และฟังก์ชันการกระเพื่อมที่ช่วงความถี่ผ่าน

$$T_N(\omega) = \cos[N \cos^{-1}(\omega)] \quad (2.39)$$

$$\cos^2[N \cos^{-1}(\omega)] = -1 / \varepsilon^2 \quad (2.40)$$

กำหนดตัวแปรใหม่เพื่อใช้แก้สมการ

$$\eta = \sinh \left[\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right) \right] \quad (2.41)$$

หรือ

$$\frac{1}{\varepsilon} = \sinh [N \sinh^{-1}(\eta)] \quad (2.42)$$

จากสมการที่ (2.40) และ สมการที่ (2.42)

$$\cos^2 [N \cos^{-1}(\omega)] = -\sinh^2 [N \sinh^{-1}(\eta)] = \sin^2 [N \sin^{-1}(j\eta)] \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณา

$$\cos^{-1}(\omega) = \sin^{-1}(j\eta) + \theta_r \quad (2.44)$$

เมื่อ

$$\theta_r = \frac{(2r-1)\pi}{2N} \quad (2.45)$$

$$P_r = -j \cos[\sin^{-1}(j\omega) + \theta_r] = -\eta \sin(\theta_r) - j(1-\eta^2)^{1/2} \cos(\theta_r) \quad (2.46)$$

โพลทางด้านซ้ายมือจะเกิดขึ้นเมื่อ $\sin(\theta_r)$ เป็นบวกเพราะฉะนั้น

$$S_{12}(p) = \prod_{r=1}^N \left\{ \frac{[\eta^2 + \sin^2(r\pi/N)]^{1/2}}{p + j[\sin^{-1}(j\omega) + \theta_r]} \right\} \quad (2.47)$$

จาก

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{12}(j\omega)|^2 \quad (2.48)$$

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 T_N^2(\omega)}{1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega)} \quad (2.49)$$

เพราะฉะนั้นซีโรว์จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\cos[N \cos^{-1}(\omega)] = 0 \quad (2.50)$$

จะได้

$$P_r = -j \cos(\theta_r) \quad (2.51)$$

$$S_{11}(p) = \prod_{r=1}^N \left\{ \frac{p + j \cos(\theta_r)}{p + j \cos[\sin^{-1}(j\eta) + \theta_r]} \right\} \quad (2.52)$$

เราสามารถนำไปสังเคราะห์โครงข่ายตัวกรองความถี่ต่ำแบบแลทเทอรัโดยอาศัยสูตร $Z_{in}(p)$

ตัวอย่าง $N=3$ ตัวกรองความถี่แบบเชพเพิเซฟ

$$Z_{in}(p) = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (2.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

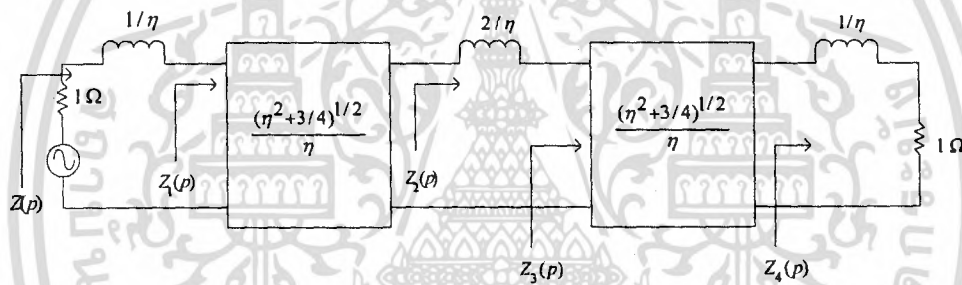
$$\begin{aligned}
 r = 1 & \quad \theta_1 = \pi / 6 & \cos(\theta_1) = \sqrt{3}/2 \\
 r = 2 & \quad \theta_1 = \pi / 2 & \cos(\theta_1) = 0 \\
 r = 3 & \quad \theta_1 = 5\pi / 6 & \cos(\theta_1) = -\sqrt{3}/2
 \end{aligned}$$

ดังนั้น

$$S_{11}(p) = \frac{p^3 + 3p/4}{p^3 + 2\eta p^2 + (2\eta^2 + 3/4)p + \eta(\eta^2 + 3/4)} \quad (2.54)$$

$$Z_{in}(p) = \frac{2p^3 + 2\eta p^2 + 2(\eta^2 + 3/4)p + \eta(\eta^2 + 3/4)}{2\eta p^2 + 2\eta^2 p + \eta(\eta^2 + 3/4)} \quad (2.55)$$

ลบออกด้วยค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมด้วยค่า $1/\eta$ ทางด้านซ้ายตามรูปที่ (2.11)



รูปที่ 2.11 การสังเคราะห์โครงข่ายตัวกรองความถี่ต่ำแบบเลทเตอร์

$$Z_1(p) = Z_{in}(p) - p/\eta \quad (2.56)$$

$$Z_1(p) = \frac{(\eta^2 + 3/4)(p + \eta)}{2\eta p^2 + 2\eta^2 p + \eta(\eta^2 + 3/4)} \quad (2.57)$$

จากสมการเราแยกสมการของแอดมิแทนซ์อินเวอร์เตอร์

$$K_{12} = \frac{(\eta^2 + 3/4)^{1/2}}{\eta} \quad (2.58)$$

ค่าที่เหลือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลบออกด้วยค่าตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมด้วยค่า $2/\eta$ ทางด้านซ้ายตามรูปที่ (2.11)

$$Z_3(p) = Z_2(p) - 2p/\eta \quad (2.60)$$

$$Z_3(p) = \frac{\eta^2 + 3/4}{\eta(p + \eta)} \quad (2.61)$$

เพราะฉะนั้นจะได้แอดมิแตนซ์อินเวเตอร์ลำดับที่สองคือ

$$K_{23} = \frac{(\eta^2 + 3/4)^{1/2}}{\eta} \quad (2.62)$$

อิมพีแดนซ์ที่เหลือคือ

$$Z_4(p) = 1 + p/\eta \quad (2.63)$$

เพราะฉะนั้นเราจะประมาณค่าแอดมิแตนซ์อินเวเตอร์ได้เป็น

$$K_{r,r+1} = \frac{(\eta^2 + \sin^2(r\pi/N))^{1/2}}{\eta} \quad (2.64)$$

2.5 วงจรเรโซแนนซ์และวงจรฟิลเตอร์

วงจรเรโซแนนซ์และวงจรฟิลเตอร์นั้นจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่มีที่ใช้อย่างกว้างขวางทั้งในย่านความถี่ต่ำ และในย่านความถี่วิทยุ ในบทนี้ก่อนอื่นจะกล่าวถึงทฤษฎีทั่วไปของวงจรเรโซแนนซ์ หลังจากนั้นจะกล่าวถึงหลักการของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้สายนำสัญญาณและวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงซึ่งใช้ท่อนำคลื่นในการสร้างและคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์เหล่านี้ จากนั้นจะกล่าวถึงทฤษฎีทั่วไปของวงจรฟิลเตอร์และกล่าวถึงวงจรฟิลเตอร์ที่สร้างในท่อนำคลื่น และคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์นั้น

2.5.1 นิยามของค่า Q และแบนด์วิดท์

เนื่องจากเรากู้เคยกับชิ้นส่วนวงจรแบบลัมปี (lumped components) ดังนั้นในที่นี้จะใช้วงจรที่ประกอบด้วยชิ้นส่วนแบบลัมปีนี้แสดงทฤษฎีและการนิยามค่าต่างๆ ก่อน วงจรเรโซแนนซ์นั้นเกิดขึ้นได้ใน 2 ลักษณะตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 คือเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน



รูปที่ 2.12 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน

เมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ของวงจรแบบอนุกรมจะได้ดังสมการที่ (2.65)

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.65)$$

ในทำนองเดียวกันกับค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรแบบขนานก็จะเขียนได้ดังสมการที่ (2.66)

$$Y = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (2.66)$$

เนื่องจากการเกิดเรโซแนนซ์นั้นเป็นปรากฏการณ์ที่พลังงานที่สะสมในรูปของสนามแม่เหล็กที่ L กับพลังงานที่สะสมในรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่ C มีค่าเท่ากัน ดังนั้นก่อนอื่นเราจะคำนวณค่าพลังงานเหล่านี้และแสดงเงื่อนไขของการเกิดเรโซแนนซ์ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ความถี่เชิงมุมเป็น ω พลังงานแม่เหล็กที่สะสมอยู่ในคอยล์ L จะมีค่าดังสมการที่ (2.67)

$$W_m = \frac{1}{2} L I_L I_L^* = \frac{1}{2} \frac{V_L V_L^*}{\omega^2 L} \quad (2.67)$$

ในทำนองเดียวกันพลังงานไฟฟ้าที่สะสมอยู่ใน C ก็จะเขียนได้ดังสมการที่ (2.68)

$$W_e = \frac{1}{2} C V_C V_C^* = \frac{1}{2} \frac{I_C I_C^*}{\omega^2 C} \quad (2.68)$$

โดยที่ I_L, V_L และ I_C, V_C จะเป็นกระแสและโวลเตจของ L และ C ตามลำดับ ในวงจรแบบอนุกรมนั้นจะได้ $I_L = I_C$ และในวงจรแบบขนานจะได้ $V_L = V_C$ ดังนั้นเงื่อนไขที่ $W_e = W_m$ หรือเงื่อนไขที่เกิดเรโซแนนซ์ของวงจรทั้งสองแบบจะเป็นดังสมการที่ (2.69)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาระดับบัณฑิตศึกษาเท่านั้น มอนูญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \quad (2.69)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (2.69) ลงในสมการ (2.65) และ (2.66) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่เชิงมุม ω_0 นี้ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จะเป็นค่ารีซิสแตนซ์ล้วนๆ ดังสมการที่ (2.70) และ (2.71)

$$Z = R \quad (2.70)$$

$$Y = G \quad (2.71)$$

ในกรณีอุดมคติที่ $R = 0$ อิมพีแดนซ์ในกรณีของวงจรอนุกรมก็จะเป็น 0 ซึ่งลักษณะเหมือนกับปิดวงจรอยู่ในลักษณะเดียวกัน ถ้า $G = 0$ อิมพีแดนซ์ของกรณีวงจรรขนานก็จะเป็น ∞ ซึ่งมีลักษณะเหมือนเปิดวงจรอยู่ และในสภาพเช่นนี้พลังงานที่สะสมอยู่จะแกว่งไปแกว่งมาระหว่างพลังงานแม่เหล็กที่ L และพลังงานไฟฟ้าที่ C โดยที่ขนาดของพลังงานนั้นจะไม่ลดลงตามเวลา อย่างไรก็ตามค่าอุดมคตินี้ไม่เกิดขึ้นในความเป็นจริงเพราะถึงแม้เราจะใช้แต่ L และ C มาประกอบกันเป็นวงจรเรโซแนนซ์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.13 (ก) เนื่องจาก L และ C ในทางปฏิบัตินั้นจะมีความต้านทานอยู่ไม่มากก็น้อย ดังนั้นในที่สุดก็จะเขียนวงจรสมมูลที่คำนึงถึงความต้านทานนั้นแล้วได้ตามรูป 2.13 (ข)

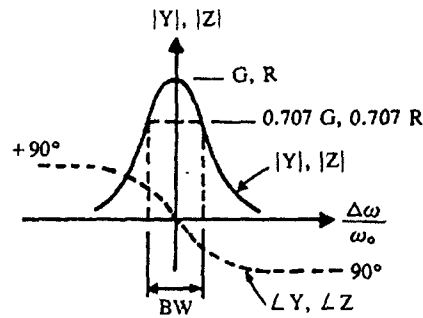


รูปที่ 2.13 วงจรเรโซแนนซ์แบบ LC และวงจรสมมูล

เมื่อกล่าวโดยสรุปแล้ววงจรเรโซแนนซ์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.12 จะเป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่พบทั่วไป ส่วนค่า R และค่า G ก็จะมีผลต่อคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์ดังที่จะกล่าวต่อไปนี้

เมื่อลองทำการคำนวณค่าแอดมิตแตนซ์ของสมการ (2.65) ค่าอิมพีแดนซ์ของสมการ (2.66) โดยทั่วไปจะได้ผลดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.14 จากคุณสมบัติที่ได้ดังนี้จะนิยามของค่าเฉพาะบางค่าที่จะทำให้อำนาจของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดีขึ้น ค่าพื้นฐานค่าแรกก็คือค่าควอลิตีแฟกเตอร์ (Quality factor) ในที่นี้จะเรียกสั้นๆ ว่าค่า Q นั้นเป็นค่าที่นิยามขึ้นเพื่อแสดงคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์ในเชิงความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 การเปลี่ยนแปลงของค่าแอดมิแตนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน

ในการหาพลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในระบบนั้น เราจะพิจารณาดังนี้คือ ภายใต้เงื่อนไขที่เกิดขึ้นเรโซแนนซ์นั้น $W_e = W_m$ และ W_e, W_m แสดงพลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กที่สนามไฟฟ้า ดังนั้นพลังงานเฉลี่ยในระบบของวงจรแบบอนุกรมและแบบขนานจะเป็นดังสมการที่ (2.72) และ (2.73)

$$W_s = W_e + W_m = 2W_m = 2W_e = LI_L I_L^* \quad (2.72)$$

$$W_p = W_e + W_m = CV_C V_C^* \quad (2.73)$$

สำหรับกำลังสูญเสียในระบบนั้นในกรณีอนุกรมและขนานจะเป็นดังสมการที่ (2.74) และ (2.75)

$$P_s = RI_L I_L^* \quad (2.74)$$

$$P_p = GV_C V_C^* \quad (2.75)$$

ดังนั้น ค่า Q ของกรณีอนุกรมและขนานจะเขียนได้ดังสมการที่ (2.76) และ (2.77)

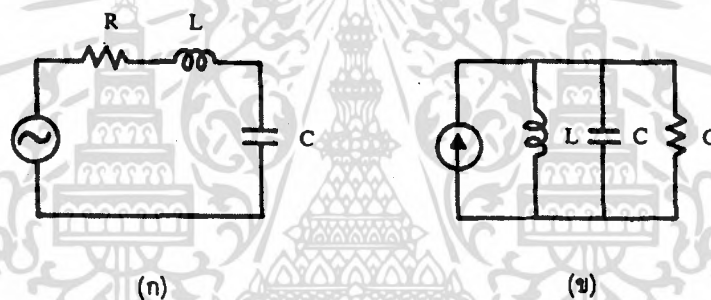
$$\text{กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม} \quad Q_s = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \quad (2.76)$$

$$\text{กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน} \quad Q_p = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{\omega_0 LG} \quad (2.77)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่า ค่า R ในวงจรแบบอนุกรมและค่า G ในวงจรแบบขนานยังมีค่าก็จะทำให้ค่า Q สูงขึ้น ซึ่งจะหมายถึงวงจรเรโซแนนซ์มีคุณภาพดีขึ้นด้วย เพราะพลังงานที่สะสมอยู่ในระบบมีค่าสูงเมื่อเปรียบเทียบกับกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในระบบ ในขณะเดียวกันคุณสมบัติของเส้นโค้งในรูปที่ 2.14 ก็จะมีควมแหลมคมขึ้นด้วย

เนื่องจากค่า Q มีความสัมพันธ์กับความกว้างแถบของเส้นโค้งในรูปที่ 2.14 ซึ่งความกว้างแถบนี้ก็จะสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของวงจร ดังนั้นค่า Q ก็จะมีค่าสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ แบนด์วิดท์ของวงจรมันจะนิยามจากช่วงกว้างของความถี่ที่ $|Y|$ หรือ $|Z|$ ในรูปที่ 2.14 มีค่าเท่ากับ 0.707 ซึ่งหมายถึงกระแสในวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมตามรูปที่ 2.15 (ก) จะลดลงจากขณะที่เกิดเรโซแนนซ์เป็นอัตราส่วน 0.707 และกำลังไฟฟ้าที่ R ใช้ไปก็จะลดลงจากเดิมเป็นอัตราส่วน $1/2$ ในทำนองเดียวกัน ในกรณีของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานนั้นก็จะมีค่าเท่ากับ $|Z|$ ลดลงเป็น 0.707 หรือโวลเตจที่คร่อมวงจรเมื่อป้อนด้วยกระแสคงที่ที่ลดลงไปเป็น 0.707 ของขณะที่เกิดเรโซแนนซ์ ซึ่งหมายถึงกำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปใน G จะเป็น $1/2$ ของขณะที่เกิดเรโซแนนซ์ ตรงตำแหน่งที่มีค่า $|Y|$ หรือ $|Z|$ มีขนาดเป็น 0.707



รูปที่ 2.15 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานที่ป้อนด้วยแรงดันคงที่และกระแสคงที่

เมื่อพิจารณาที่มุมของ Y และ Z จะมีค่าเป็น $\pm 45^\circ$ โดยที่จะเป็น $+45^\circ$ ตรงตำแหน่งที่ $\omega < \omega_0$ และจะเป็น -45° ตรงตำแหน่ง $\omega > \omega_0$ ในการหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าแบนด์วิดท์กับค่า Q นั้น จะทำได้โดยคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ในสมการ (2.65) และค่าแอดมิตแดนซ์ในสมการ (2.66) ใหม่โดยเงื่อนไขของเรโซแนนซ์ในสมการ (2.69) ซึ่งจะได้ผลดังสมการที่ (2.78) และ (2.79)

$$\text{กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม} \quad Z = R \left[1 + j \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{R} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (2.78)$$

$$\text{กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน} \quad Y = G \left[1 + j \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{1}{G} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (2.79)$$

เมื่อใช้ความสัมพันธ์ในสมการ (2.76) และสมการ (2.77) แทนลงในสมการ (2.78) และสมการ (2.79) ตามลำดับ จะได้ผลดังสมการที่ (2.80) และ (2.81)

ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z = R \left[1 + jQ \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \right) \right] \quad (2.80)$$

$$Y = G \left[1 + jQ \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \right) \right] \quad (2.81)$$

ในบริเวณที่ใกล้ๆ กับ f_o หรือ $f = f_o + \Delta f$ เราสามารถประมาณค่าของสมการ (2.80) และสมการ (2.81) ได้ดังสมการที่ (2.82) และ (2.83)

$$Z = R \left[1 + jQ \left(\frac{f_o + \Delta f}{f_o} - \frac{f_o}{f_o + \Delta f} \right) \right] = R \left[1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_o} \right] \quad (2.82)$$

$$Y = G \left[1 + jQ \left(\frac{f_o + \Delta f}{f_o} - \frac{f_o}{f_o + \Delta f} \right) \right] = G \left[1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_o} \right] \quad (2.83)$$

เนื่องจากความถี่ทำให้ $|Z|$ และ $|Y|$ ในสมการนี้ทั้งสองนี้มีค่าใหญ่ขึ้นเป็น $\sqrt{2}$ เท่าของค่าที่ f_o จะเป็นความถี่ที่ทำให้ค่าจริงและค่าจินตภาพในสมการทั้งสองมีค่าเท่ากัน ดังนั้นเราจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง Q กับ Δf ได้ดังสมการที่ (2.84)

$$Q = \frac{2\Delta f}{f_o} = 1$$

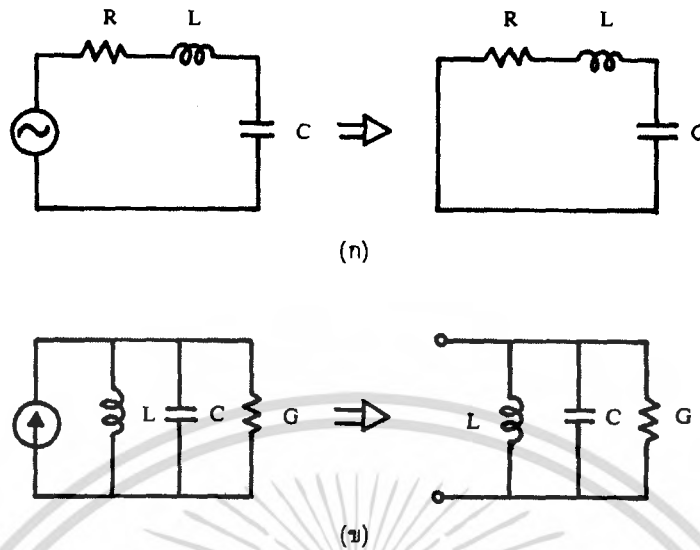
หรือ

$$BW = \frac{2\Delta f}{f_o} = \frac{1}{Q} \quad (2.84)$$

โดยที่ BW คือแบนด์วิดท์ที่คิดในรูปของอัตราส่วน จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่าค่า BW จะแปรผกผันกับค่า Q นั่นหมายถึงค่า Q ขึ้นสูง แบนด์วิดท์ก็จะยิ่งแคบลง และวงจรมันก็เป็นวงจรรีโซแนนซ์ที่มีคุณภาพดี

2.5.2 แดมพิงแฟกเตอร์

ค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญอีกค่าหนึ่งของวงจรรีโซแนนซ์ก็คือค่าแดมพิงแฟกเตอร์ (damping factor) ค่านี้จะแสดงความเร็วชั่วที่พลังงานสะสมในระบบจะลดต่ำลงหาศูนย์หลังจากหยุดป้อนกำลังจากภายนอก กล่าวคือเมื่อเราป้อนกำลังให้แก่วงจรรีโซแนนซ์อยู่ในสภาวะคงที่ แล้วหยุดป้อนกำลังดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.16 ในกรณีของวงจรรอนุกรมนั้นเมื่อหยุดป้อนกำลังจากภายนอกก็จะทำการต่อลวดวงจรเอาไว้ดังรูป 2.16 (ก) เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 การหยุดป้อนกำลังให้กับวงจรเรโซแนนซ์

ทำให้กระแสที่เกิดจากพลังงานที่สะสมอยู่ในระบบสามารถที่จะไหลไปมาต่อไปได้ ในทำนองเดียวกันกรณีของวงจรแบบขนานนั้น เมื่อหยุดป้อนกำลังงานจากภายนอกก็จะทำการเปิดวงจรไว้ดังรูป 2.16(ข) ซึ่งกระแสที่เกิดจากพลังงานที่สะสมอยู่ในระบบก็สามารถไหลไปมาเช่นเดียวกัน หลังจากหยุดป้อนกำลังงานนอกแล้วกระแสที่ไหลในระบบจะค่อยๆ ลดต่ำลงเพราะว่ามีพลังงานสูญเสียไปในค่าความต้านทานเนื่องจากกระแสที่ไหลในวงจร ในรูปที่ 2.16 (ก) หลังจากหยุดป้อนกำลังจากภายนอกจะเป็นไปตามสมการที่ (2.85)

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 0 \tag{2.85}$$

สมการนี้จะมีการเฉลยที่เป็นสัญญาณฮาร์โมนิกที่มีค่าลดต่ำลงมาตามเวลา ภายใต้เงื่อนไขของการเกิดเรโซแนนซ์ดังสมการที่ (2.86)

$$i(t) \alpha e^{-\delta t} \tag{2.86}$$

โดยที่ δ เป็นแดมป์แฟกเตอร์ที่มีค่าเท่ากับ $R/(2L)$ ค่า δ นี้เมื่อเขียนในรูปของค่า Q

$$\delta = \frac{R}{2L} = \frac{\omega_o}{2Q} \tag{2.87}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า δ นี้ยังสามารถหาได้อีกวิธีหนึ่งโดยพิจารณาตั้งนี้คือ ถ้าให้พลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในระบบก่อนหน้าที่จะทำการหยุดป้อนกำลังจากภายนอกนี้ค่าเป็น W_0 เมื่อหยุดป้อนกำลังจากภายนอกพลังงานที่สะสมอยู่ก็จะค่อยๆ ลดต่ำลงโดยที่อัตราการลดต่ำลงตามเวลาจะเท่ากับการสูญเสียกำลังไปในความต้านทานดังสมการที่ (2.88)

$$\frac{dW}{dt} = -P_t \quad (2.88)$$

เนื่องจาก $W \propto i^2$ และ $i \propto e^{-\delta t}$ ดังนั้นจะได้สมการที่ (2.89)

$$\frac{dW}{dt} = -2\delta W = -P_t$$

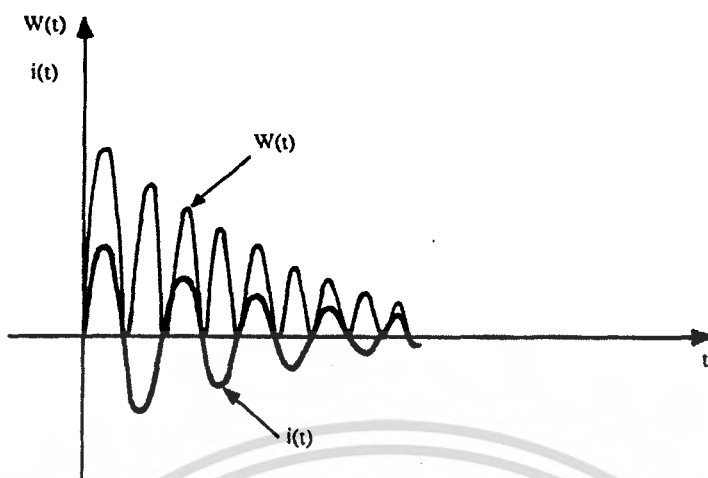
หรือ

$$\delta = \frac{P_t}{2W} \quad (2.89)$$

และจากนิยามของค่า Q ตามสมการ (2.72) เราจะสามารถเขียน δ ให้อยู่ในรูปของค่า Q ได้ดังสมการที่ (2.90)

$$\delta = \frac{P_t}{2W} = \frac{\omega_o}{2} \frac{P_t}{\omega_o W} = \frac{\omega_o}{2Q} \quad (2.90)$$

จากผลที่ได้ตามสมการ (2.90) และสมการ (2.91) นี้จะเห็นได้ว่า การที่ค่า Q ของวงจรเรโซแนนซ์มีค่าสูงก็จะทำให้ค่าแอมพิทิวด์แฟกเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายถึงพลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรนั้นจะสามารถคงอยู่ได้นานกว่ากรณีที่วงจรมีค่า Q ต่ำ รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการลดทอนขนาดของกระแสและพลังงานที่สะสมในวงจรที่กล่าวมานี้

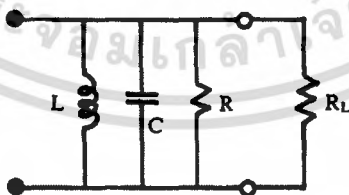


รูปที่ 2.17 ลักษณะการลดทอนของกระแสและพลังงานที่สะสมอยู่ในวงจรเรโซแนนซ์หลังจากหยุดป้อนกำลังจากภายนอก

รายละเอียดที่กล่าวมาข้างต้นนี้เป็นกรณีของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมในกรณีของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานนั้น เราจะสามารถวิเคราะห์ปัญหาได้ในลักษณะเดียวกันโดยเปลี่ยนจากการพิจารณาที่กระแส i เป็นการพิจารณาโวลเตจ v ที่ตกคร่อมวงจรแทน และผลที่ได้ก็จะเหมือนกับผลที่ได้ในสมการ (2.90) และสมการ (2.91) ทุกประการ

2.5.3 ค่า Q ในสภาพที่วงจรมีโหลด

ในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่ใช้ในออสซิลเลเตอร์หรือใช้ในการคัปปลิงระหว่างวงจรขยายนั่น โดยทั่วไปจะมีโหลดที่เป็นค่ารีซิสแตนซ์ต่อมาขนานกับวงจรเรโซแนนซ์เพื่อดึงเอาพลังงานในวงจรเรโซแนนซ์ออกไปใช้รูปที่ 2.18 แสดงสภาพดังกล่าวนี้ตามวงจรในรูปที่ 2.18 นี้จะเห็นได้ว่าในสภาพที่มีโหลดมาต่ออยู่



รูปที่ 2.18 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีโหลดต่ออยู่

ค่า G รวมของวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่าสูงขึ้น เราสามารถหาค่ารวมค่า G รวมนี้ได้ดังสมการที่ (2.91)

$$G = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_L} = \frac{R + R_L}{RR_L} \quad (2.91)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อการคำนวณค่า Q รวมในกรณีที่มีโหลดต่ออยู่โดยใช้สมการ (2.77) จะมีผลดังสมการที่ (2.92)

$$Q_i = \frac{1}{\omega_0 LG} = \frac{1}{\omega_0 L(1/R + 1/R_L)}$$

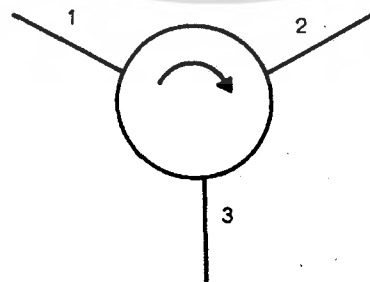
หรือ

$$\frac{1}{Q_i} = \frac{1}{Q} + \frac{1}{Q_L} \quad (2.92)$$

โดยที่ Q_i เป็นค่า Q รวม $Q_i = R/\omega_0 L$ เป็นค่า Q ภายในวงจรเรโซแนนซ์ในกรณีที่ไม่มีโหลด สำหรับ $Q_i = R_L/\omega_0 L$ นั้นเปรียบเหมือนค่า Q ที่เกิดขึ้นจากโหลด R_L โดยสมมุติว่าไม่มีการสูญเสียภายในวงจรเรโซแนนซ์อยู่เลย

2.6 เซอร์คิวเลเตอร์

เซอร์คิวเลเตอร์นี้เป็นชิ้นส่วนวงจรแบบ 3 พอร์ตหรือ 4 พอร์ตที่ทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณไปในทิศทางเดียว รูปที่ 2.19 แสดงสัญลักษณ์ของเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 3 พอร์ต การทำงานของเซอร์คิวเลเตอร์นี้จะเป็นอย่างนี้คือ คลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 1 จะส่งผ่านไปออกพอร์ตที่ 2 โดยมีการสูญเสียเล็กน้อย และจะส่งผ่านไปออกพอร์ตที่ 3 โดยมีการสูญเสียมาก นั่นคือกำลังคลื่นเกือบทั้งหมดจะไปออกที่พอร์ตที่ 2 ในทำนองเดียวกันคลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 2 ก็จะไปออกพอร์ตที่ 3 และคลื่นที่เข้าพอร์ตที่ 3 จะไปออกที่พอร์ตที่ 1 เซอร์คิวเลเตอร์ในเชิงอุดมคตินั้นหมายถึงเซอร์คิวเลเตอร์ที่มีการเวียนสัญญาณในทิศทางเดียวอย่างสมบูรณ์แบบคือ การลดทอนสัญญาณในทิศทางส่งผ่านจะเป็น 0 และค่าไอโซเลชันระหว่างพอร์ตที่อยู่ในทิศทางกันข้ามจะเป็น ∞ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเซอร์คิวเลเตอร์แบบท่อนำคลื่น และเซอร์คิวเลเตอร์แบบไมโครสตริปที่มีที่ใช้งานทั่วไป และในตอนท้ายจะกล่าวถึงตัวอย่างการใช้งานของเซอร์คิวเลเตอร์ในวงจรไมโครเวฟ

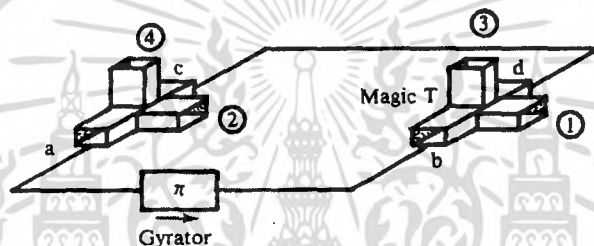


รูปที่ 2.19 สัญลักษณ์ของเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 3 พอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1 เซอร์คิวเลเตอร์แบบที่ใช้แมจิกทีร่วมกับไจเรเตอร์

เซอร์คิวเลเตอร์แบบนี้มีโครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.20 เซอร์คิวเลเตอร์แบบนี้จะอาศัยคุณสมบัติของแมจิกทีร่วมกับไจเรเตอร์ในลักษณะดังนี้คือ จากรูปคลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 1 จะแยกออกทางพอร์ต b และ d ด้วยเฟสที่ตรงกัน เมื่อให้ท่อนำคลื่นที่เชื่อมต่อระหว่างพอร์ต a-b และพอร์ต c-d มีความยาวเท่ากัน คลื่นทั้งสองจะเข้าไปสู่พอร์ต a และ c ของแมจิกทีชุดที่ 2 ด้วยเฟสที่ตรงกันเพราะไจเรเตอร์จะไม่ทำให้มุมของคลื่นจากพอร์ต b ไป a เปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้น คลื่นที่มาถึงพอร์ต a และ c ด้วยเฟสที่ตรงกันนี้ก็จะรวมกันและส่งออกทางพอร์ตที่ 4 คลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 2 จะแยกออกจากพอร์ต a และพอร์ต c ของแมจิกทีชุดที่ 2 โดยมีเฟสตรงกัน แต่เมื่อส่งผ่านมาถึงพอร์ต b และพอร์ต d ตามลำดับ คลื่นที่พอร์ต b จะมีเฟสเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นอีก 180° ทำให้เฟสของคลื่นที่พอร์ต b และพอร์ต d ต่างกัน 180° และคลื่นผลรวมจะออกทางพอร์ตที่ 3 โดยไม่ออกไปทางพอร์ตที่ 1



รูปที่ 2.20 เซอร์คิวเลเตอร์แบบที่ใช้แมจิกทีร่วมกับไจเรเตอร์

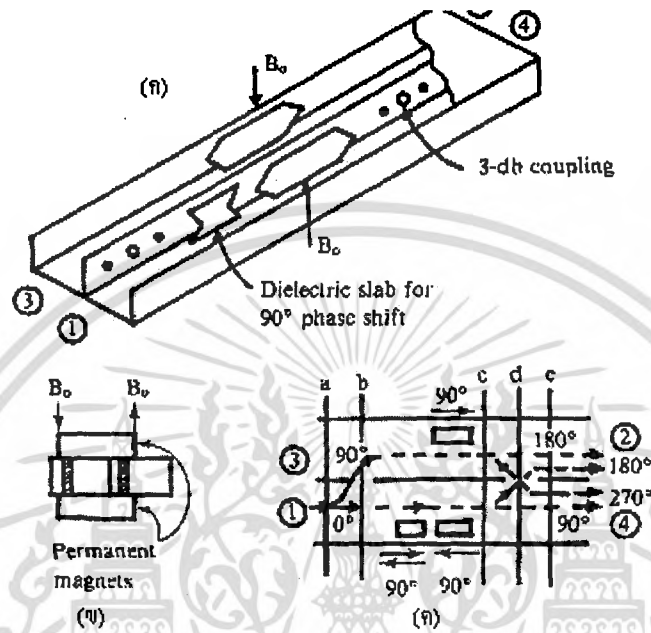
ในการทำงานเดียวกันคลื่นจากพอร์ตที่ 3 ก็จะออกทางพอร์ตที่ 4 และคลื่นจากพอร์ตที่ 4 ก็จะออกทางพอร์ตที่ 1 ขึ้นส่วนตามรูปที่ 2.20 จึงทำงานเป็นเซอร์คิวเลเตอร์

2.6.2 เซอร์คิวเลเตอร์แบบใช้ไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์และเฟสชิฟเตอร์

เซอร์คิวเลเตอร์แบบนี้จะมีโครงสร้างตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.21 (ก) ไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์แบบ 3 dB จะถูกจัดทำไว้ 2 ตำแหน่ง และในท่อนำคลื่นท่อแรกจะมีการวางแผ่นไดอิเล็กทริกแบบ $\lambda/4$ เพื่อทำหน้าที่เลื่อนเฟสไป 90° สำหรับแผ่นเฟอร์ไรต์ทั้งสองแผ่นนั้นจะถูกวางไว้ตรงตำแหน่งที่สนามแม่เหล็กมีโพลาไรเซชันแบบวงกลม และใส่สนามแม่เหล็กสถิตย์จากภายนอกเพื่อให้แผ่นเฟอร์ไรต์ทำหน้าที่เป็นเฟสชิฟเตอร์เลื่อนเฟสของคลื่นไป 90° ตามทิศทางที่ต้องการ ในกรณีนี้เฟอร์ไรต์จะถูกใช้งานในบริเวณ B นั่นคือคลื่นที่มีโพลาไรเซชันแบบวงกลมหมุนขวาเมื่อเทียบกับแมกเนโตเซชันจะเลี้ยวไม่ส่งผ่านเฟอร์ไรต์ทำให้ไม่ถูกระทบจากเฟอร์ไรต์ ในขณะที่คลื่นที่มีโพลาไรเซชันแบบวงกลมหมุนซ้ายจะผ่านแผ่นเฟอร์ไรต์และมีเฟสช้าลง 90° รูปที่ 2.21 (ข) แสดงวิธีใส่สนามแม่เหล็กสถิตย์โดยใช้แม่เหล็กถาวรและแสดงทิศทางที่ใส่สนามแม่เหล็กสถิตย์แล้วทำให้แผ่นเฟอร์ไรต์ทำหน้าที่เป็นเฟสชิฟเตอร์ 90° ในทิศที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.21 (ค) ในสภาพดังกล่าวนี้คลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 1 เมื่อมาถึงรูซุดแรกที่เจาะไว้ที่ผนังร่วมก็จะแบ่งกำลังคลื่นออกเป็น 2 ส่วนเท่าๆกัน โดยส่วนแรกส่งผ่านไปท่อเดิม และส่วนที่สองคัปปลิงเข้าไปในท่อที่สองโดยเฟสช้าลง 90° คลื่นส่วนแรกจะส่งผ่านไดอิเล็กทริกแล้วมีเฟสช้าลง 90° แต่ขณะส่งผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟอร์ไรต์จะไม่ได้รับผลกระทบ สำหรับคลื่นส่วนที่สองที่คัปปลิงเข้าไปในท่อที่สองนั้น เมื่อส่งผ่านเฟอร์ไรต์จะมีเฟสช้าลง 90° ดังนั้นเมื่อคลื่นทั้งสองเคลื่อนที่มาถึงตำแหน่งของไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์ชุดที่สอง



รูปที่ 2.21 เซอร์คิวเลเตอร์แบบใช้ไดเรกชันนัลคัปเปิลเลอร์และเฟสชิฟเตอร์

คลื่นในท่อที่สองจะมีเฟสช้ากว่าคลื่นในท่อที่หนึ่ง อย่างไรก็ตามเมื่อคลื่นทั้งสองคัปปลิงเข้าสู่ท่อนำคลื่น อีกด้านหนึ่งของเฟสจะช้าลงอีก 90° ทำให้คลื่นผลรวมที่ส่งผ่านไปออกยังพอร์ตที่ 2 มีเฟสตรงกัน ส่วนคลื่นผลรวมที่ออกไปยังพอร์ตที่ 4 มีเฟสต่างกัน 180° ซึ่งหมายถึงจะหักล้างกัน นั่นคือคลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 1 จะออกไปทางพอร์ตที่ 2 และเมื่อพิจารณาในทำนองเดียวกันกับการอธิบายมานี้คลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 2 จะออกทางพอร์ตที่ 3 วนกันไปตามลำดับดังนี้ $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$

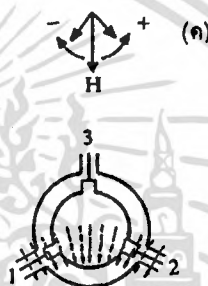
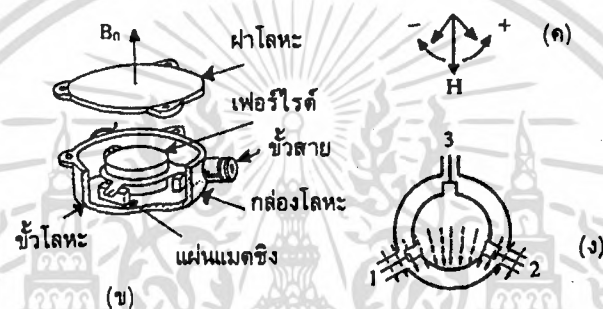
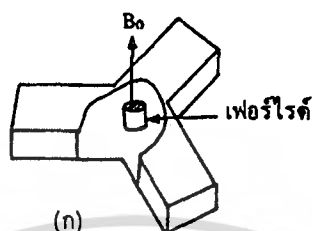
การพิจารณาขนาดและเฟสของคลื่นที่ตำแหน่งต่างๆ ในท่อนำคลื่นหนึ่งและท่อนำคลื่นที่สอง ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.21 (ค) นั้น ในกรณีที่คลื่นเข้ามาทางพอร์ตที่ 1 ตามที่อธิบายมานั้นจะเขียนได้ดังนี้

	a	b	c	d	e
ท่อนำคลื่นที่ 1	1	0.707	$-j0.707$	$-j0.707$	$-j(0.707)^2 + j(0.707)^2 = 0$
ท่อนำคลื่นที่ 2	0	$-j0.707$	-0.707	-0.707	$-0.707^2 - 0.707^2 = -1$

เซอร์คิวเลเตอร์แบบที่กล่าวมานี้จะมีขนาดกะทัดรัดเมื่อเปรียบเทียบกับแบบที่ใช้แมจิกทีและเอ็กสโตนเรเตอร์เพราะไม่ต้องมีชิ้นส่วนที่มีขนาดใหญ่เหล่านั้น กษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 เซอร์คิวเลเตอร์รูปตัว Y

เซอร์คิวเลเตอร์แบบนี้จะมีโครงสร้างที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.22 กล่าวคือที่ใช้ท่อนำคลื่นรูปตัว Y หรือไมโครสตริปรูปตัว Y และตรงกลางของท่อนำคลื่นรูปตัว Y จะวางแท่งเฟอร์ไรต์กลมหรือ



รูปที่ 2.22 เซอร์คิวเลเตอร์รูปตัว Y

ดลัษเฟอร์ไรต์รูปกลมที่แสดงไว้ในรูป เซอร์คิวเลเตอร์แบบนี้จะอาศัยหลักการที่ว่าตรงตำแหน่งที่วางเฟอร์ไรต์นั้น สนามแม่เหล็กจะมีโพลาไรเซชันแบบเส้นตรง ซึ่งจะสามารถแยกออกเป็นคลื่นที่มีโพลาไรเซชันแบบวงกลมหมุนซ้ายและหมุนขวา คลื่นทั้งสองนี้จะส่งผ่านในทิศทางที่ตั้งฉากกับแมกเนไตเซชันและจะส่งผ่านด้วยค่าคงที่เฟสที่ไม่เท่ากัน ถ้าสนามแม่เหล็กสถิตย์จากภายนอกทำให้ $\mu_+ > \mu_-$ ความเร็วในการส่งผ่านของแบบหมุนขวาเมื่อเทียบกับแมกเนไตเซชันจะต่ำกว่าแบบหมุนซ้าย ทำให้คลื่นผลรวมมีการเบี่ยงเบนทิศทางไปทางด้านคลื่นแบบหมุนซ้าย รูปที่ 2.22 (ง) แสดงสภาพดังกล่าวนี้ ในทางตรงข้ามถ้าสนามแม่เหล็กสถิตย์จากภายนอกทำให้ $\mu_- > \mu_+$ สนามแม่เหล็กผลรวมก็จะเบี่ยงไปทางด้านขวาทำให้คลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 1 ออกไปทางพอร์ตที่ 3 ปรากฏการณ์ดังกล่าวนี้นำไปสร้างไมโครเวฟสวิตช์ได้ โดยควบคุมทิศทางของสนามแม่เหล็กสถิตย์

2.6.4 S พารามิเตอร์ของเซอร์คิวเลเตอร์

เซอร์คิวเลเตอร์ที่อธิบายข้างต้นนี้จะเห็นได้ว่ามีคุณสมบัติที่ไม่เป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับทั้งสิ้น คาร์ลิน (Carlin) ได้ทำการพิสูจน์ไว้ว่า ถ้าจุดเชื่อมต่อแบบ 3 พอร์ตใดๆ ที่ไม่เป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ และไม่มีการสูญเสียพร้อมทั้งสามารถแมตซ์ได้พร้อมกันทั้งสามพอร์ต จุดเชื่อมต่อแบบนี้จะสร้างเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 3 พอร์ตที่สมบูรณ์แบบขึ้น การพิสูจน์จะทำได้โดยพิจารณาดังต่อไปนี้ ก่อนอื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่พอร์ตทั้งสามแมตซ์ได้ทั้งหมดก็แสดงว่า $S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ ทำให้ S เมตริกซ์เขียนได้ดังเมตริกซ์ที่ (2.93)

$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.93)$$

การที่จุดเชื่อมต่อนี้ไม่เป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับก็หมายถึง $S_{ij} \neq S_{ji}$ อย่างไรก็ตามคุณสมบัติที่ไม่มีการสูญเสียภายในจุดเชื่อมต่อก็ยังทำให้ S เมตริกซ์นี้เป็นคุณสมบัติเป็นเมตริกซ์แบบยูนิ-ทารีอยู่ S พารามิเตอร์จึงผูกพันกัน

$$S_{21}S_{21}^* + S_{31}S_{31}^* = 1 \quad (2.94)$$

$$S_{12}S_{12}^* + S_{32}S_{32}^* = 1 \quad (2.95)$$

$$S_{13}S_{13}^* + S_{23}S_{23}^* = 1 \quad (2.96)$$

$$S_{31}S_{32}^* = S_{21}S_{23}^* = S_{12}S_{13}^* = 0 \quad (2.97)$$

ในการพิจารณาผลที่ได้จากสมการ (2.94) ก่อนอื่นพิจารณากรณีที่ $S_{21} \neq 0$ ซึ่งจะได้ผลดังนี้จากสมการ (2.97) จะได้ $S_{23}^* = 0$ จากสมการ (2.96) จะได้ $|S_{13}| = 1$ จากสมการ (2.97) จะได้ $|S_{12}| = 0$ จากสมการ (2.95) จะได้ $|S_{32}| = 1$ และจากสมการ (2.97) จะได้ $S_{31} = 0$ นั่นคือจะได้ $S_{23} = S_{12} = S_{31} = 0$ และ $|S_{21}| = |S_{32}| = |S_{13}| = 1$ ซึ่งทำให้ S เมตริกซ์ใน (2.93) เขียนได้ดังเมตริกซ์ที่ (2.98)

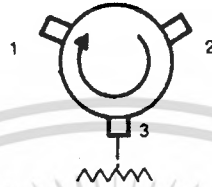
$$|S| = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} \\ S_{21} & 0 & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

ผลที่ได้นี้จะ เป็น S เมตริกซ์ ของเซอร์คิวเลเตอร์แบบสมบรูณ์แบบ เพราะจะมีการเวียนสัญญาณไปในทิศทางเดียว โดยที่ไม่มีการสูญเสียในตัวเซอร์คิวเลเตอร์ นอกจากนั้นยังเป็นการบ่งบอกว่า ถ้าจุดเชื่อมต่อเป็นแบบที่เป็นไปตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ เราจะไม่สามารถทำการแมตซ์พอร์ตทั้งสามได้พร้อมๆ กัน เพราะถ้าทำเช่นนั้นได้จากคุณสมบัติที่ $S_{ij} = S_{ji}$ จะทำให้ S พารามิเตอร์ในเมตริกซ์ (2.98) มีค่าเป็น 0 ทั้งหมด เพราะ $S_{12} = S_{13} = S_{23} = 0$ จะทำให้ $S_{21} = S_{31} = S_{32} = 0$ ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่จะแมตซ์พอร์ตทั้งสามของจุดเชื่อมต่อที่มีคุณสมบัติตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

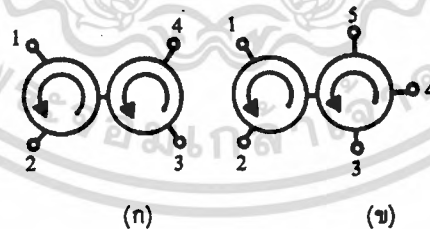
2.6.5 ตัวอย่างที่ใช้งานของเซอร์คิวเลเตอร์

เซอร์คิวเลเตอร์ที่มีใช้มากมายในวงจรไมโครเวฟในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงที่ใช้หลักๆ ของชิ้นส่วนเซอร์คิวเลเตอร์นี้ ที่ใช้งานๆ อันดับแรกก็คือใช้ทำไอโซเลเตอร์โดยการต่อแมตซ์ซิง โพลด์ไว้ที่ขั้วใดขั้วหนึ่งรูปที่ 2.23 แสดงสภาพที่ต่อแมตซ์ซิง โพลด์ไว้ที่พอร์ตที่ 3 ในสภาพดังกล่าวนี้คลื่นที่เข้ามาทางพอร์ตที่ 2 ก็จะถูกดูด



รูปที่ 2.23 การสร้างไอโซเลเตอร์จากเซอร์คิวเลเตอร์

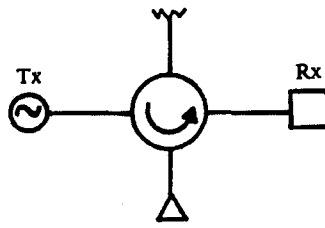
พลังงานไปที่พอร์ตที่ 3 และไม่สามารถย้อนกลับไปที่พอร์ตที่ 1 ได้ ทำให้มีคุณสมบัติเป็นไอโซเลเตอร์ ไอโซเลเตอร์แบบนี้มักจะใช้ในเซอร์คิวเลเตอร์แบบไมโครสตริปที่มีโครงสร้างรูปตัว Y ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.6.3 ทั้งนี้เพราะการสร้างไอโซเลเตอร์ในวงจรไมโครสตริปโดยเป็นชิ้นส่วนแบบ 2 พอร์ตจะทำได้เพราะคลื่นส่งผ่านอยู่ในโหมด TEM และแถบสตริปก็มีขนาดแคบขากกว่าการใช้เฟอไรต์ตัวอย่าง การใช้เซอร์คิวเลเตอร์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.24 (ก) นั้นเป็นการนำเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 3 พอร์ต 2 ตัวมาต่อกันเพื่อทำเป็นเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 4 พอร์ต สำหรับรูปที่ 2.24 (ข) นั้นเป็นการนำเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 3 พอร์ตและแบบ 4 พอร์ต อย่างละตัวมาต่อกันเป็นเซอร์คิวเลเตอร์แบบ 5 พอร์ต



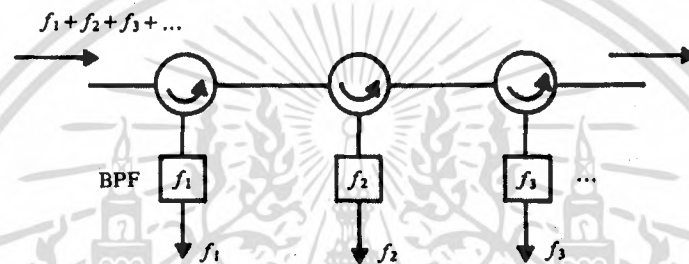
รูปที่ 2.24 การสร้างเซอร์คิวเลเตอร์ให้มีพอร์ตมากขึ้น

สำหรับการใช้เซอร์คิวเลเตอร์ในวงจรไมโครเวฟที่เป็นตัวอย่างที่ได้นั้นได้แก่การใช้ในวงจรส่งสัญญาณและรับสัญญาณไมโครเวฟพร้อมๆ กันดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.25 ตามรูปจะใช้เซอร์คิวเลเตอร์แบบ 4 พอร์ต โดยใช้พอร์ตที่ 4 ในการป้องกันไม่ให้สัญญาณจากคลื่นส่งหลงเข้าไปยังเครื่องรับได้เพราะถ้าใช้เซอร์คิวเลเตอร์แบบ 3 พอร์ต โดยที่ค่าไอโซเลชันสูงไม่เพียงพอ (โดยทั่วไปค่าไอโซเลชันจะประมาณ 30-40 dB) ก็จะทำให้สัญญาณจากเครื่องส่งไปรบกวนเครื่องรับได้โดยง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



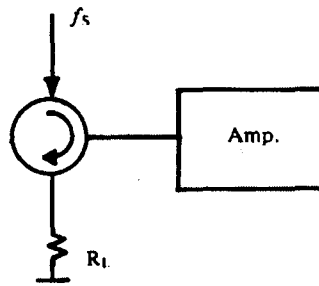
รูปที่ 2.25 การใช้เซอร์คิวเลเตอร์ในเครื่องรับส่งสัญญาณไมโครเวฟ



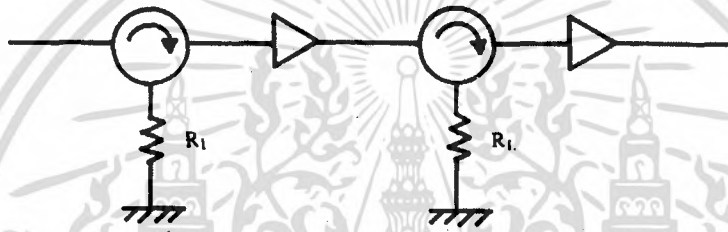
รูปที่ 2.26 การใช้เซอร์คิวเลเตอร์ร่วมกับวงจรฟิลเตอร์ในการแยกความถี่ของระบบ FDM

ตัวอย่างการใช้งานตามรูปที่ 2.26 เป็นการใช้คุณสมบัติของไอโซเลเตอร์ทำให้เป็นประโยชน์ในวงจรฟิลเตอร์ โดยใช้ร่วมกับวงจรฟิลเตอร์แบบผ่านแถบความถี่ตามรูป ในการแยกความถี่ในระบบ FDM ออกจากกัน

ตัวอย่างใช้งานที่สำคัญอีกอันหนึ่งของเซอร์คิวเลเตอร์ก็คือใช้ในการแยกสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกของวงจรขยายประเภทที่มีขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุตร่วมกันอยู่ วงจรขยายเหล่านี้ก็ได้แก่พาราเมตริกแอมพลิไฟเออร์ (parametric amplifier) แอมพลิไฟเออร์ที่ใช้ความต้านทานลบ (negative resistance amplifier) และเมเซอร์ (Maser) เป็นต้น ลักษณะใช้งานจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.27 ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณที่เข้าสู่วงจรขยาย และสัญญาณที่ออกจากวงจรขยายจะถูกแยกออกจากกันทำให้นำไปใช้งานได้โดยสะดวก



รูปที่ 2.27 การใช้เซอร์คิวเลเตอร์กับวงจรขยายแบบที่มีขั้วอินพุตและขั้วเอาต์พุตร่วมกัน



รูปที่ 2.28 การใช้เซอร์คิวเลเตอร์ป้องกันการย้อนกลับเชิงบวกในวงจรขยายสัญญาณไมโครเวฟ

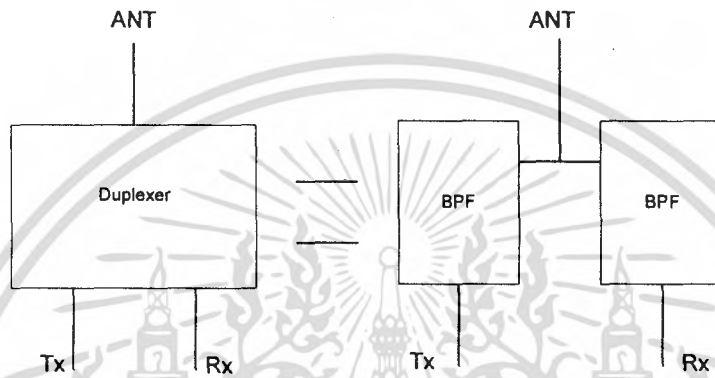
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

3.1 ลักษณะโครงสร้างของดูเพล็กซ์เซอร์

ในการออกแบบดูเพล็กซ์เซอร์นั้นจะทำการออกแบบตัวกรองความถี่ผ่านแบบท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมแยกกัน จากนั้นนำมาต่อเชื่อมกันให้เป็นดูเพล็กซ์เซอร์



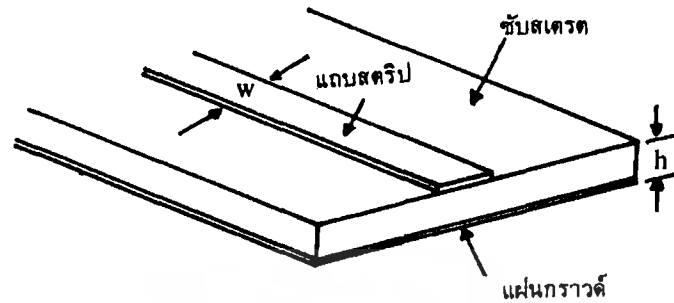
รูปที่ 3.1 การนำตัวกรองความถี่ผ่านสองตัวมาเชื่อมต่อกันเป็นดูเพล็กซ์เซอร์

3.2 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง โครงสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปและตัวอย่างการออกแบบ ไมโครสตริปให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติตามต้องการ

3.2.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็น สตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนฉนวน (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของฉนวน เป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในฉนวนบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบ โลหะแคบๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของฉนวนนั้นจะประมาณ 2 mm หรือ ต่ำลงมา ความ กว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของไมโครสเตริป

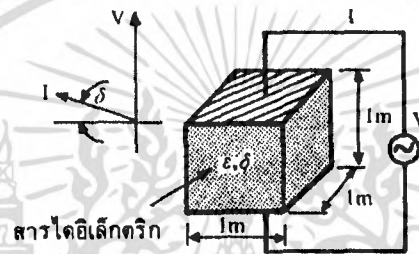
สำหรับความหนาของตัวสเตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ $5\ \mu\text{m}$ หรือ $10\ \mu\text{m}$ ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง หรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสเตริปนั้น สำหรับชั้นสเตริตันที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ตารางที่ 3.1 แสดงตัวอย่างของชั้นสเตริตชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของชั้นสเตริตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า $\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz

ตารางที่ 3.1 คุณสมบัติของแบบชั้นสเตริตแบบต่างๆ

วัสดุ	ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ϵ_r	$\tan \delta$ ที่ความถี่ 10 GHz	ค่าคงตัวของการนำความร้อน $W/cm^2/^\circ C$	ความขรุขระของผิว μm	ความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (kV/cm)
อะลูมินา (alumina)					
99.5%	10	$1 \sim 2 \times 10^{-4}$	0.3	2-8	4×10^3
96%	9	6×10^{-4}	0.28	20	4×10^3
แซฟไฟร์ (sapphire)	9.4 และ 11.6 (ผลึกเดี่ยว)	1×10^{-4}	0.4	1	4×10^3
แก้ว	5	20×10^{-4}	0.01	1	-
ควอตซ์	3.8	1×10^{-4}	0.01	1	10×10^3
GaAs	13	6×10^{-4}	0.3	1	350
Teflon	2.47	6×10^{-4}	0.01	1	4×10^3
Epoxy	3.48	4×10^{-4}	0.02	1	4×10^3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เฉพาะในแวดวงวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำความร้อน (thermal conductivity) ความขรุขระของผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength) ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะบ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอวกาศว่าง ค่านี้จะส่งผลให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลงค่า $\tan \delta$ นั่นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.3 เมื่อเขียน $\epsilon = \epsilon' - j\sigma/\omega$ ค่า $\tan \delta$ ก็จะเท่ากับ $\sigma/\omega\epsilon'$ ซึ่งค่านี้จะแสดงให้รู้ว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใดโดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี ค่าคงตัว



รูปที่ 3.3 การคิดค่า $\tan \delta$

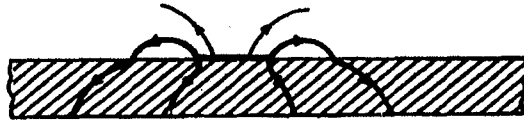
ของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวนั้นจัดว่ามีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนั้นก็จะมีความกระทบต่อการส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่าสำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบ่งถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำ เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวัสดุแบบต่างๆ จะเห็นได้ว่า วัสดุแบบออลูมินามีคุณสมบัติในหลายๆ ข้อถึงแม้จะมีความขรุขระไม่ต่ำมากนัก ดังนั้นออลูมินาจึงเป็นวัสดุที่นิยมใช้กันมากสำหรับ GaAs นั้นจะใช้ในกรณีที่ทำวงจรรวมของไมโครเวฟเป็นหลัก เนื่องจาก GaAs เป็นวัสดุที่ใช้ทำชิ้นส่วนแอกติฟสารกึ่งตัวนำแบบต่างๆ ในย่านไมโครเวฟได้ดี

3.2.2 การส่งผ่านของคลื่นในไมโครสตริป

ไมโครสตริปถึงแม้จะมีโครงสร้างง่ายๆ ดังกล่าวข้างต้น แต่การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปโดยละเอียดทางทฤษฎีนั้นเป็นสิ่งที่ยุ่งยากมาก ทั้งนี้เป็นเพราะระบบแกนประสานที่ใช้ และเงื่อนไขขอบเขตของระบบค่อนข้างยุ่งยากเมื่อเทียบกับท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณชนิดอื่นๆ อย่างไรก็ตามได้มีผู้ทำการศึกษาทางทฤษฎีและพบว่าคลื่นที่ส่งผ่านไปตามไมโครสตริปนั้นจะใกล้เคียงกับโหมด TEM มาก แต่จะไม่ใช้โหมด TEM เสียทีเดียว เพราะมีสนามในแนวแกนอยู่ด้วย จึงนิยมเรียกโหมดดังกล่าวนี้ว่า

โหมดกึ่ง TEM (quasi-TEM mode) รูปที่ 3.4 แสดงเส้นแรงดันไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริปการคร่ำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่มีสนามในแนวแกนอยู่ข้างนั้นเป็นเพราะ โครงสร้างที่มีสาร ไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในระบบเดียวกัน และในสภาพที่มีสนามในแนวแกนเกิดอยู่นี้ โหมดที่ส่งผ่านอยู่นั้นก็จะเป็น ไฮบริด โหมด



รูปที่ 3.4 เส้นแรงไฟฟ้าในระนาบตามขวางของไมโครสตริป

การที่คลื่นส่งผ่านในโหมดกึ่ง TEM ซึ่งพออนุโลมให้เป็นโหมด TEM นี้ทำให้สามารถใช้หลักการวงจรกระจายในการวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของไมโครสตริปได้ กล่าวคือ ถ้าเราสามารถหาค่า อินดักแตนซ์ และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวได้ ก็จะนำค่าทั้งสองนี้ไปคำนวณค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะคุณสมบัติได้อย่างไรก็ตามการหาค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของไมโครสตริปจะยุ่งยากกว่าของสายคู่ขนานหรือสายโคแอกเซียล เพราะไมโครสตริปมีทั้งสารไดอิเล็กตริกและอากาศอยู่ในบริเวณที่พลังงานของคลื่นส่งผ่าน สำหรับการหาค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาวนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากการมีสารไดอิเล็กตริกถึงแม้การหาค่าคาปาซิแตนซ์จะยุ่งยากกว่าปกติ แต่ก็จะมีวิธีที่ทำให้ง่ายขึ้นโดยใช้วิธีหาค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล (effective dielectric constant ย่อว่า ϵ_{eff}) ของระบบซึ่งจะรวมผลของสารไดอิเล็กตริกและอากาศเข้าด้วยกันและเนื่องจากสารไดอิเล็กตริกทั้งหลายมีคุณสมบัติเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่หรือมีดิสเพอร์ชันเชิงวัตถุ ดังนั้น ϵ_{eff} ที่หาได้ก็จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความถี่ตามไปด้วย อย่างไรก็ตามจากการศึกษาทางทฤษฎีและการทดลองของผู้เชี่ยวชาญพบว่า ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 2 GHz ลงมา ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปจากกรณีของไฟฟ้าสถิตเล็กน้อย จึงสามารถอนุโลมให้ใช้ค่า ϵ_{eff} ของไฟฟ้าสถิตได้ สำหรับในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 2 GHz ก็ต้องคำนึงถึงค่าดิสเพอร์ชัน โดยทำการปรับแต่งค่า ϵ_{eff} ให้เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้งานในการหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้น จะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ของกรณีไฟฟ้าสถิตนั้นจะใช้แนวคิดของวงจรกระจายดังต่อไปนี้ก่อนอื่นตามรายละเอียดที่กล่าวข้างต้น เมื่อคลื่นที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปเป็นโหมด TEM อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติ Z_c จะเขียนในรูปของค่าอินดักแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว L และค่าคาปาซิแตนซ์ต่อหนึ่งหน่วยความยาว C ได้ดังสมการที่ (3.1)

$$Z_c = \frac{\sqrt{L}}{C} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.3) ถึงสมการ (3.7) จะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง Z_c , Z_0 และ ϵ_{eff} ได้ดังสมการที่ (3.8)

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{หรือ} \quad Z_0 = Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad \text{หรือ} \quad \epsilon_{eff} = \left(\frac{Z_0}{Z_c}\right)^2 \quad (3.8)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการ (3.8) นี้จะใช้ประโยชน์ในการออกแบบในภายหลังจากผลที่ได้ดังนี้จะเห็นได้ว่า ถ้าเราสามารถรู้ค่า ϵ_{eff} ได้ก็จะทำให้สามารถคำนวณคุณสมบัติอื่นตามมาได้อย่างไรก็ตามค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงไปตามความกว้างของไมโครสตริปเมื่อเปรียบเทียบกับความหนาของชั้นสเตรต ซึ่งจะแสดงให้เห็นได้โดยพิจารณาได้ 2 กรณี ดังต่อไปนี้ กรณีแรกคือกรณีที่ $w/h \gg 1$ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.5 ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าส่วนใหญ่จะอยู่ในบริเวณที่มีแถบสตริปหรือกล่าวอีกนัยหนึ่งพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกส่งผ่านอยู่ในบริเวณดังกล่าวเกือบทั้งหมด สภาพดังกล่าวจะถูกส่งผลให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ค่า ϵ_r ของชั้นสเตรตหรือ $\epsilon_{eff} \rightarrow \epsilon_r$ สำหรับกรณีที่สองคือกรณีที่ $w/h \ll 1$ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.5 ไมโครสตริปที่มี $w/h \gg 1$



รูปที่ 3.6 ไมโครสตริปที่มี $w/h \ll 1$

ในกรณีนี้เส้นแรงไฟฟ้าจะผ่านชั้นสเตรตครึ่งหนึ่งและผ่านอากาศครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลมีค่าเข้าใกล้ $(\epsilon_r + 1)/2$ จากที่อธิบายมานี้จะเห็นได้ว่า ค่า ϵ_{eff} จะเปลี่ยนแปลงตามค่า w/h และจะมีขอบบนและขอบล่างตามค่าที่ได้ดังสมการที่ (3.9)

$$\frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) \leq \epsilon_{eff} \leq \epsilon_r \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

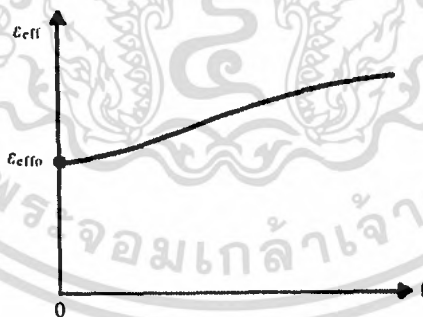
และเพื่อความสะดวกในการคำนวณและการออกแบบต่อไปนี้ ได้มีการเขียนค่า ϵ_{eff} ดังสมการที่ (3.10)

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r - 1), \frac{1}{2} \leq q \leq 1 \quad (3.10)$$

ค่า q ในสมการ (3.10) นี้ถูกเรียกว่าฟิลลิงแฟกเตอร์ (filling factor) ซึ่งหมายถึงตัวประกอบที่แสดงให้รู้ว่า ชั้นสเตรตที่เป็นสารไดอิเล็กตริกจะมีผลต่อโครงสร้างไมโครสตริปนั้นมากน้อยแค่ไหน เมื่อเขียนค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (3.10) นี้ ค่า q ก็จะเป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามค่า w/h ในกรณีที่ความถี่ใช้งานสูงเกินกว่า 2 GHz นั้นคิสเพอร์ชันเชิงวัตถุของชั้นสเตรตจะมีผลมากการคำนึงถึงผลกระทบของคิสเพอร์ชันในส่วนนี้จะทำได้ โดยพิจารณาว่าเมื่อความถี่เปลี่ยนไปความเร็วเฟสก็จะเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งทำให้ค่า ϵ_{eff} ตามสมการ (3.7) เขียนได้ดังสมการที่ (3.11)

$$\epsilon_{eff}(f) = \left\{ \frac{c}{V_p(f)} \right\}^2 \quad (3.11)$$

เมื่อพิจารณาค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ตามสมการ (3.11) นี้จะพบว่าในช่วงความถี่ต่ำที่ $f \rightarrow 0$ นั้น ค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ก็จะเข้าหาค่า ϵ_{eff} ของกรณีไฟฟ้าสถิตย์และเมื่อ f มีค่าสูงขึ้นเข้าหา ∞ ค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ก็จะลู่เข้าหาค่า ϵ_r ของชั้นสเตรต เพราะความเร็วเฟสจะลู่เข้าหาความเร็วของแสงในสารไดอิเล็กตริกที่เป็นชั้นสเตรต ดังนั้นโดยทั่วไปการเปลี่ยนแปลงของค่า $\epsilon_{eff}(f)$ ตามความถี่จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.7 ซึ่งค่า $\epsilon_{eff}(f)$ จะสูงขึ้นตามความถี่



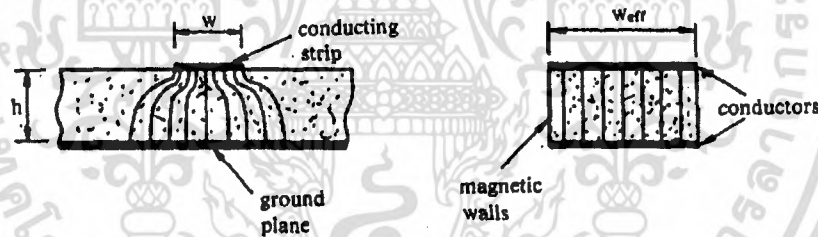
รูปที่ 3.7 ตัวอย่างการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของค่าไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผล

3.2.3 การลดทอนกำลังสัญญาณของไมโครสตริป

เนื่องจากไมโครสตริปทำด้วยโลหะที่ไม่สมบูรณ์แบบ และมีสารไดอิเล็กตริกคั่นในบริเวณที่คลื่นส่งผ่าน ดังนั้นการลดทอนสัญญาณจึงเกิดจากทั้งสองสาเหตุนี้ เมื่อพิจารณาที่ไมโครสตริปส่งผ่านคลื่นในโหมด TEM เราจะสามารถเขียนค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณได้ดังสมการที่ (3.12)

$$\alpha = \frac{R}{2Zc} + \frac{GZc}{2} \equiv \alpha_m + \alpha_d \quad (3.12)$$

โดยที่ α_m และ α_d เป็นค่าคงที่ของการลดทอนสัญญาณที่เกิดจากโลหะและสารไดอิเล็กตริกตามลำดับ การหาค่า α_m โดยการวิเคราะห์ให้ละเอียดตามทฤษฎีจะทำได้ลำบากมากเพราะการกระจายของสนามแม่เหล็กบนผิวโลหะมีความซับซ้อนมากเช่นเดียวกับการกระจายของสนามไฟฟ้า และจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่า w/h และความหนาของแถบสตริป t อีกด้วย ในทางปฏิบัติจึงมักใช้วิธีคิดที่ง่ายขึ้นโดยสมมติให้คลื่น TEM ส่งผ่านอยู่ภายในบริเวณข้างใต้แถบสตริปเท่านั้นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.8 เสร็จแล้วคำนวณการสูญเสียในเนื้อโลหะในสภาพดังกล่าว และจึงนำผลที่ได้นั้นไปคูณกับค่าคงที่ค่าหนึ่งเพื่อทำการชดเชยให้มีความถูกต้องมากขึ้น เมื่อให้ค่าคงที่ดังกล่าวเป็น K จะได้ α_m ในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 การส่งผ่านของคลื่น TEM แบบอุดมคติในไมโครสตริป

$$\alpha_m = \frac{KR}{2Z_c} = \frac{KR_s}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \frac{\sqrt{K}}{wZ_c} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2 \times 5.8 \times 10^7 \sigma_r}} \frac{K}{wZ_c} \quad \text{Nep/m} \quad (3.13)$$

โดยที่ σ_r คือค่าคงตัวของกรนำไฟฟ้าสัมพัทธ์ (relative conductivity) ที่เทียบกับทองแดง ซึ่งมี $\sigma = 5.8 \times 10^7 S/m$ ค่า K นั้นจะขึ้นอยู่กับค่า w/h และความถี่ โดยที่ในกรณีที่ค่า w/h มีค่าสูงมากซึ่งหมายถึงคลื่น TEM จะเข้าใกล้แบบอุดมคติที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.8 ค่า K ก็จะลู่เข้าหา 1 ในกรณีกลับกันคือ $w/h \ll 1$ ค่า K ก็จะลู่เข้าหา 0.5 ในทางปฏิบัตินั้นพบว่ากรณีที่ออกแบบให้มีอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติเป็น 50Ω โดยที่ $\epsilon_r = 10$ จะได้ค่า $K = 0.63$ สำหรับการหาค่า α_d ก็จะอาศัยหลักการคิดว่า ϵ_{eff} ขึ้นมาใหม่ดังสมการที่ (3.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\alpha_d &= \frac{GZ_c}{2} = \frac{Z_c}{2} (\omega C \tan \delta_{eff}) = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{2cC} (\omega C \tan \delta_{eff}) \\ &= \frac{\pi f \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \tan \delta_{eff} \quad \text{Nep/m}\end{aligned}\quad (3.14)$$

โดยที่ค่า $\tan \delta_{eff}$ นั้นเปรียบเหมือนค่า $\tan \delta$ ประสิทธิภาพซึ่งจะสัมพันธ์กับ $\tan \delta$ ดังสมการที่ (3.15)

$$\frac{\tan \delta_{eff}}{\tan \delta} = \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \quad (3.15)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.15) นี้เป็นสิ่งที่สมเหตุสมผลเพราะเมื่อแทนค่า ϵ_{eff} ด้วย 1 ซึ่งหมายถึงตัวกลางเป็นอวกาศ ค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ 0 และเมื่อแทนค่า $\epsilon_{eff} = \epsilon_r$ ซึ่งหมายถึงตัวกลางจะเป็นสารไดอิเล็กตริกทั้งหมดค่า $\tan \delta_{eff}$ จะเท่ากับ $\tan \delta$ เมื่อนำค่า α_m และ α_d ในสมการ(3.13) และสมการ (3.14) แทนกลับเข้าไปในสมการ (3.12) ก็จะได้ค่า α ผลรวมออกมา และเนื่องจากเรานิยมเขียนค่า α ให้มีหน่วยเป็น dB/m เขียนความถี่ที่ใช้งานให้มีหน่วยเป็น GHz และเขียนความกว้างของแถบสตริปให้มีหน่วยเป็น mm ดังนั้น α จะเขียนได้ดังสมการที่ (3.16)

$$\alpha = \frac{72K}{wZc} \sqrt{\frac{f}{\sigma_r}} + 91f \sqrt{\epsilon_{eff}} \frac{1 - (1/\epsilon_{eff})}{1 - (1/\epsilon_r)} \tan \delta \quad \text{dB/m} \quad (3.16)$$

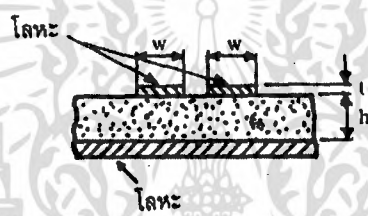
จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่า α_m แปรตาม \sqrt{f} ในขณะที่ α_d แปรตาม f ซึ่งทำให้ดูเหมือนว่า α_d จะมีค่าสูงกว่า α_m อย่างไรก็ตามในระยะหลังนี้ได้มีการพัฒนาวัสดุที่มีคุณสมบัติดีขึ้นคือมีค่า $\tan \delta$ ต่ำมาก ทำให้ในช่วงความถี่ที่ $f < 10$ GHz ค่า α_m จะใหญ่กว่าค่า α_d และเป็นค่าสูญเสียหลักของไมโครสตริป

3.3 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กันและฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

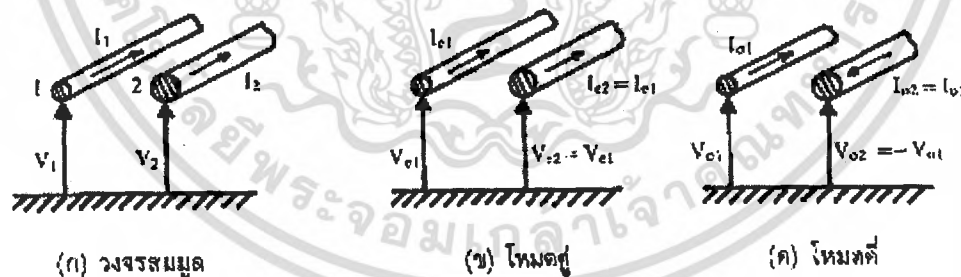
จากที่อธิบายมาในหัวข้อก่อนหน้านี้จะเห็นได้ว่าไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่ไม่ได้มีการปิดล้อม คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้อยู่ภายในบริเวณจำกัด ดังนั้นถ้าไมโครสตริปเดินอยู่ใกล้กันในแนวนานกันก็จะเกิดการคัปปลิงระหว่างสายได้ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปและการนำผลการคัปปลิงนี้ไปใช้ในการสร้างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

3.3.1 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน

ถ้าเราเดินไมโครสตริปให้อยู่ใกล้กันดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.9 เมื่อเราป้อนกำลังคลื่นให้กับสายใดสายหนึ่ง กำลังคลื่นนั้นจะสามารถคัปปลิงเข้าสู่อีกสายหนึ่งได้ การอธิบายกลไกที่เกิดการคัปปลิงนั้นจะทำให้โดยพิจารณาดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นการที่มีไมโครสตริป 2 สายเดินอยู่เหนือแผ่นกราวด์นั้นกระแสและแรงดันของไมโครสตริปทั้งสองเมื่อเทียบกับแผ่นกราวด์โดยทั่วไปจะไม่สมมาตรกัน



รูปที่ 3.9 ไมโครสตริป 2 เส้นที่เดินอยู่ใกล้กัน



รูปที่ 3.10 การแบ่งกระแสและแรงดันออกเป็นโหมดคู่และโหมดคี่

สมมูลไว้ในรูปที่ 3.10(ก) ในสภาพเช่นนี้การวิเคราะห์การทำงานของวงจรนี้โดยแบ่งกระแสและแรงดันเป็นโหมดคู่ และโหมดคี่ดังที่แสดงไว้ในรูป 3.10(ข) และรูป 3.10(ค) จะมีความสะดวกมาก โหมดคู่นี้หมายถึงโหมดที่มีกระแสไหลไปในทิศเดียวกันและมีแรงดันเทียบกับแผ่นกราวด์ที่มีค่าเท่ากันและมีทิศเดียวกันสำหรับโหมดคี่ก็จะมีกระแสไหลในทิศตรงข้ามในขณะเดียวกันแรงดันก็จะมีทิศตรงข้ามด้วย เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.10 เนื่องจากผลบวกของกระแส และแรงดันของรูป 3.10(ข) และรูป 3.10(ค) จะต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาตจากเจ้าของเอกสาร
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นไปตามเงื่อนไขในรูป 3.10(ก) ดังนั้นเราจะสามารถสร้างสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันต่างๆ ได้ดังสมการที่ (3.17) , (3.18) , (3.19) และ (3.20)

$$V_1 = V_{e1} + V_{o1} \quad (3.17)$$

$$V_2 = V_{e2} + V_{o2} \quad (3.18)$$

$$I_1 = I_{e1} + I_{o1} \quad (3.19)$$

$$I_2 = I_{e2} + I_{o2} \quad (3.20)$$

เมื่อแก้สมการชุดข้างบนนี้จะสามารถเขียนแรงดันและกระแสโหมคคู่และโหมคเดี่ยวของ V_1, V_2, I_1 และ I_2 ได้ดังสมการที่ (3.21) , (3.22) , (3.23) และ (3.24)

$$V_{e1} = V_{e2} = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad (3.21)$$

$$V_{o1} = -V_{o2} = \frac{V_1 - V_2}{2} \quad (3.22)$$

$$I_{e1} = I_{e2} = \frac{I_1 + I_2}{2} \quad (3.23)$$

$$I_{o1} = -I_{o2} = \frac{I_1 - I_2}{2} \quad (3.24)$$

จากผลที่ได้นี้จะทำให้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าของแต่ละโหมคได้ ในขณะเดียวกัน ถ้ารู้ค่ากระแสรวมคือ I_1 และ I_2 ก็จะสามารถหาค่ากระแสของแต่ละโหมคได้ในกรณีที่สายที่สองมีขนาดสม่ำเสมอและยาวเป็นอนันต์ เมื่อเราป้อนแรงดัน V_1, V_2 ให้แก่สายทั้งสอง และทำให้เกิดกระแส I_1 และ I_2 ไหลจากชุดสมการ (3.21) ข้างบนเราจะนิยามอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมคคู่และโหมคเดี่ยวได้ดังสมการที่ (3.25) และ (3.26)

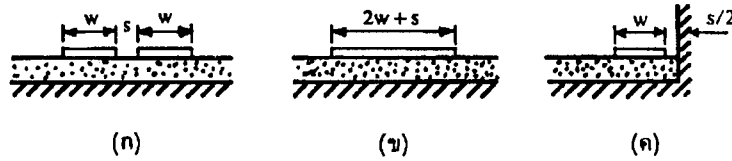
$$Z_e = \frac{V_{e1}}{I_{e1}} \quad (3.25)$$

$$Z_o = \frac{V_{o1}}{I_{o1}} \quad (3.26)$$

การนิยามอิมพีแดนซ์ในลักษณะที่กล่าวมานี้จะมีประโยชน์ในการวิเคราะห์วงจรที่มีการคัปปลิงต่อไปในภายหลัง สำหรับการหาค่า Z_e และ Z_o นั้นในกรณีที่ความกว้างของไมโครสตริปมีขนาดเท่ากันและวางห่างกัน s ตามรูปที่ 3.11 (ก.) เราจะพิจารณาหาค่า Z_e ได้โดยคร่าวๆว่ามีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป 3.11(ข) ซึ่งกว้าง $2w + s$ ค่านี้จะใกล้เคียงกับค่าที่เป็นจริงมากขึ้นเมื่อ s แดวกว่า w มากขึ้น ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมคเดี่ยวก็จะมีค่าใกล้เคียงกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปตามรูป 3.11(ก) การหาค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป 3.11(ก) นั้น



รูปที่ 3.11 การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหมคคู่และโหมคเดี่ยวของไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของโหมคคู่ C_e และโหมคเดี่ยว C_o ในรูปเดียวกับการนิยามกระแสในสมการ (3.27) และ (3.28)

$$C_e = \frac{Q_{e1}}{V_{e1}} \quad (3.27)$$

$$C_o = \frac{Q_{o2}}{V_{o2}} \quad (3.28)$$

จากค่า C_e และ C_o ที่ได้นี้ก็จะสามารถคำนวณค่า Z_e และ Z_o โดยในหัวข้อที่ได้ อย่างไรก็ตามค่า C_e และ C_o นั้นไม่สามารถคำนวณได้ง่ายนัก เนื่องจากมีสารไดอิเล็กตริกคั่นอยู่ ในทางปฏิบัติจึงนิยมใช้วิธีที่เสนอชื่อโดยไบรอันต์ (T.G. Bryant) และ วิส (J.A. Wiess) วิธีดังกล่าวนี้เป็นการละเลยความหนาของไมโครสตริปและคำนวณค่าแปซิแตนซ์ในลักษณะของสมการ(3.27)เนื่องจากวิธีวิเคราะห์นี้มีรายละเอียดที่ซับซ้อนมากจึงไม่ขอกล่าวถึง สูตรต่างๆเพียงแต่แสดงผลการคำนวณและวิธีใช้ผลการคำนวณนั้นในการออกแบบเท่านั้นรูปที่ 3.12 แสดงผลการคำนวณค่า Z_e และ Z_o ของไบรอันต์และวิสในกรณีที่ใช้ซัสเตรตเป็นแบบอะลูมินาซึ่งมีค่า $\epsilon_r = 9.9$ โดยมีค่า s/h เป็นพารามิเตอร์ตัวอย่างของการใช้กราฟในการออกแบบ เช่น ถ้าเราต้องการออกแบบให้มีค่า $Z_e = 69\Omega$ และ $Z_o = 36\Omega$ โดยที่ความหนาของซัสเตรต $h = 2\text{mm}$ เราจะสามารถใช้กราฟในการกำหนดความกว้าง w และช่องห่าง s ได้โดยทำตามขั้นตอนดังนี้ จี๊ดเส้นแนวนอนที่ $Z_e = 69\Omega$ และ $Z_o = 36\Omega$ ซึ่งเป็นเส้นตรง a และ b ดังในรูป จากนั้นใช้ไม้บรรทัดวางในแนวนอนกับแกนตั้งแล้วลองเลื่อนไปทางซ้ายขวา จะเห็นได้ว่าถ้าเลื่อนไปทางซ้ายค่า s/h ในกลุ่มกราฟของ Z_e จะมีค่าสูงขึ้นในขณะที่ค่า s/h ในกลุ่มกราฟทั้งสองมีค่าเท่ากัน ในกรณีตัวอย่างที่พิจารณาอยู่นี้จะได้ค่า $w/h = 0.8$ และ $s/h = 0.33$ ซึ่งหมายถึง $w = 0.88 \times 2 = 1.6\text{mm}$ และ $s = 0.33 \times 2 = 0.66\text{mm}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะเดียวกันความเร็วเฟส v_p จะเขียนได้ดังสมการที่ (3.2)

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

จากสมการ (3.2) นี้ทำให้เขียน Z_c ในรูปของ v_p กับ L หรือ C ดังสมการที่ (3.3)

$$Z_c = V_p L = \frac{1}{V_p C} \quad (3.3)$$

ในขั้นต่อไปเราจะพิจารณากรณีที่มีขั้วเสถียรที่เป็นสารไดอิเล็กตริกถูกดึงออกไปเหลือแต่อากาศเพียงอย่างเดียวที่โอบล้อมไมโครสตริปอยู่ในสภาพเช่นนี้ค่าความเร็วเฟสของคลื่น TEM ที่ส่งผ่านอยู่จะเท่ากับความเร็วแสง และค่าคาปาซิแตนซ์ที่เปลี่ยนไปนี้มีค่าเป็น C_0 จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง C_0 กับความเร็วเฟส

$$C = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \quad (3.4)$$

ในขณะเดียวกันค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติก็จะเขียนได้ดังสมการที่ (3.5)

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_0}} \quad (3.5)$$

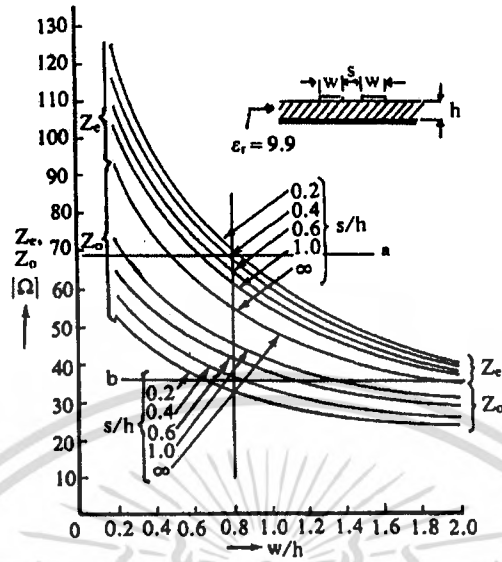
เมื่อนำสมการ (3.4) ทหารด้วยสมการ (3.2) จะได้ผลดังสมการที่ (3.6)

$$\frac{C}{C_0} = \left(\frac{c}{V_p}\right)^2 \quad (3.6)$$

ค่า C/C_0 นี้ตามนิยามโดยทั่วไปก็คือค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ของสารไดอิเล็กตริกที่โอบล้อมระบบเก็บประจุอยู่ในกรณีที่เราพิจารณาอยู่นี้ค่านี้ก็จะเปรียบเหมือนค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ประสิทธิผลของไมโครสตริปที่มีขั้วเสถียรเป็นสารไดอิเล็กตริกและด้านบนเป็นอากาศอยู่ดังสมการที่ (3.7)

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{V_p}\right)^2 \quad (3.7)$$

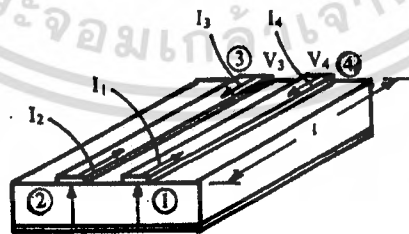
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 ค่า Z_c และ Z_o ของไมโครสตริป 2 เส้นที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

3.3.2 ฟิเตอร์แบบไมโครสตริปที่อาศัยการคัปปลิงระหว่างสาย

วงจรไมโครเวฟที่ใช้ไมโครสตริปนั้นฟิเตอร์ที่ใช้ก็จะอยู่ในรูปของไมโครสตริปด้วย หลักการพื้นฐานของฟิเตอร์แบบไมโครสตริปก็คืออาศัยการคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน และการจัดความยาวอย่างเหมาะสมให้แก่สายช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกันรูปที่ 3.13 แสดงไมโครสตริปคู่หนึ่งที่มีการคัปปลิงระหว่างกันและช่วงที่มีการคัปปลิงระหว่างกันยาว l ตามรูปจะเห็นได้เราสามารถพิจารณาวงจรที่เกิดเป็นวงจรแบบ 4 พอร์ต



รูปที่ 3.13 การพิจารณาไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกันในรูปวงจรแบบ 4 พอร์ต

เมตริกซ์แสดงสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสระหว่างพอร์ตต่างๆได้ ก็พิจารณาคุณสมบัติของวงจร 4 พอร์ตนั้นในกรณีต่างๆ ได้เมื่อเราทำการหาค่า Z พารามิเตอร์ของวงจรนี้โดยแตกให้เป็นโหมคคู่และ โหมคเดี่ยวจะได้ผลดังสมการที่ (3.29), (3.30), (3.31) และ (3.32)

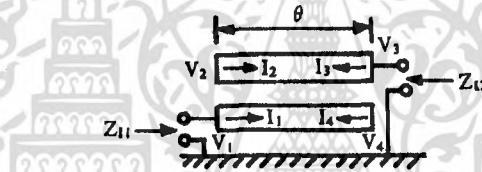
$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta \quad (3.29)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j \frac{1}{2} (Z_e + Z_o) \cot \theta \quad (3.30)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -j \frac{1}{2} (Z_e - Z_o) \operatorname{cosec} \theta \quad (3.31)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j \frac{1}{2} (Z_e - Z_o) \operatorname{cosec} \theta \quad (3.32)$$

โดยที่ $\theta = \beta l$ จากผลที่ได้ นำมาจะสามารถวิเคราะห์หาค่าคุณสมบัติของวงจรแบบ 4 พอร์ตนี้ในเงื่อนไขต่างๆ ได้ เช่น ในกรณีที่ปลายสายของพอร์ตที่ 2 และพอร์ตที่ 4 เปิดวงจรดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.14 วงจรที่ได้นี้



รูปที่ 3.14 วงจรฟิลเตอร์แบบไมโครสตริบแบบพื้นฐาน

จะเป็นวงจรแบบ 2 พอร์ตแบบหนึ่งซึ่งเราจะสามารถหาค่าอิมเมจิมพีแดนซ์ (image impedance) ของวงจรนี้ในรูปของ Z_e , Z_o และ θ ได้ดังนี้คือ เนื่องจากตามทฤษฎีวงจรไฟฟ้าแบบ 2 พอร์ต อิมเมจิมพีแดนซ์ และค่าคงตัวอิมเมจทรานส์เฟอร์ (image impedance and image transfer constant) จะเขียนได้ดังในรูปของ Z พารามิเตอร์ และ Y พารามิเตอร์ของกรณีวงจร 2 พอร์ต ได้ดังสมการที่ (3.33), (3.34) และ (3.35)

$$Z_{11} = \sqrt{Z'_{11} / Y'_{11}} \quad (3.33)$$

$$Z_{12} = \sqrt{Z'_{22} / Y'_{22}} \quad (3.34)$$

$$\cosh \Theta = \sqrt{Z'_{11} Y'_{11} / (Z'_{11} Y'_{11} - 1)} \quad (3.35)$$

เนื่องจากกรณีของรูปที่ 3.14 นี้ $I_2 = I_4 = 0$ ดังนั้น Z พารามิเตอร์ที่ได้จะเป็นดังเมตริกซ์ที่ (3.36)
 เอกสารฉบับนี้เผยแพร่ฟรีเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \\ I_3 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{13} \\ Z_{31} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

นั่นคือจะได้

$$Z'_{11} = Z_{11} \quad (3.37)$$

$$Z'_{12} = Z_{13} \quad (3.38)$$

$$Z'_{21} = Z_{31} \quad (3.39)$$

$$Z'_{22} = Z_{33} \quad (3.40)$$

$$Y'_{11} = \frac{Z'_{22}}{Z'_{11}Z'_{22} - Z'_{12}Z'_{21}} = \frac{Z_{33}}{Z_{11}Z_{33} - Z_{13}Z_{31}} = \frac{Z_{33}}{Z_{11}^2 - Z_{12}^2} \quad (3.41)$$

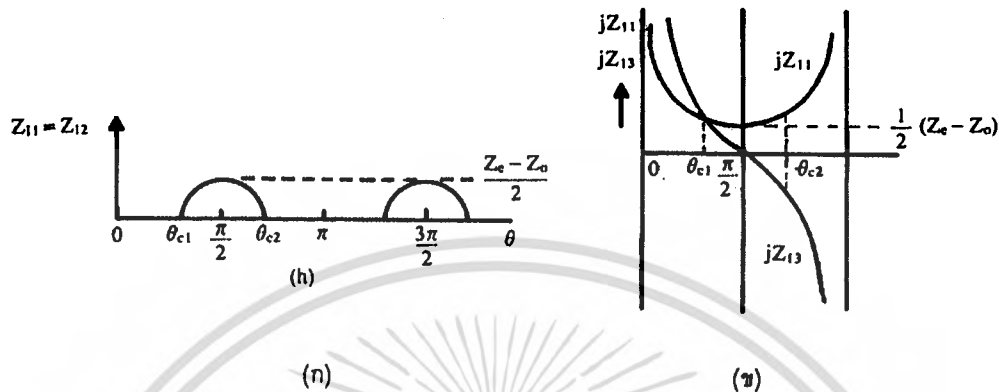
เมื่อนำสมการ (3.29) แทนลงในสมการ (3.37) แล้วนำผลที่ได้ไปแทนค่าลงในสมการ (3.33) จะได้ผลตั้งสมการที่ (3.42) และ (3.43)

$$Z_{11} = Z_{12} = \sqrt{Z'_{11} / Y'_{11}} = \sqrt{Z_{11}^2 - Z_{13}^2} = \frac{\{(Z_e - Z_o)^2 - (Z_e + Z_o)^2 \cos^2 \theta\}^{1/2}}{2 \sin \theta} \quad (3.42)$$

$$\cosh \Theta = \frac{Z_e + Z_o}{Z_e - Z_o} \cos \theta \quad (3.43)$$

ตามทฤษฎีของวงจรฟิลเตอร์ที่วิเคราะห์โดยวิธีใช้อิมเมจิมพีแดนซ์เป็นที่ทราบกันดีว่าในช่วงที่ Z_{11} และ Z_{12} มีค่าจริงนั้นเป็นช่วงส่งผ่านได้ดีของฟิลเตอร์ และถ้า Z_{11} และ Z_{12} มีค่าเป็นค่าจินตภาพฟิลเตอร์จะอยู่ในช่วงคัตออฟ จากสมการ (3.42) และสมการ (3.29) และ (3.31) จะเป็นได้ว่าช่วงที่ Z_{11} และ Z_{12} มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าจริงจะเกิดขึ้น เมื่อ $|Z_{11}| < |Z_{13}|$ ทั้งนี้อาจพิจารณาได้โดยการเขียนกราฟของ $|Z_{11}|$ และ $|Z_{13}|$ นั้นตามรูปที่ 3.15 (ก)



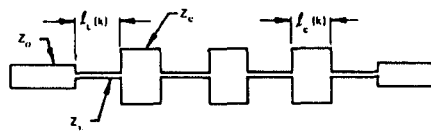
รูปที่ 3.15 กราฟของ jZ_{11} และ jZ_{13} และช่วงของ θ ที่ Z_{11} เป็นค่าจริง

จะเห็นได้ว่าในช่วงที่ $\theta = 0 = \pi$ จะมีอยู่ 2 มุมด้วยกันคือ θ_{c1} และ θ_{c2} ซึ่งมุมทั้งสองนี้จะคำนวณได้จากสมการที่ (3.44)

$$\cos \theta_{c1} = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} = -\cos \theta_{c2} \quad (3.44)$$

และในช่วง θ_{c1} ถึง θ_{c2} นี้ค่า Z_{11} และ Z_{12} จะเป็นค่าจริง ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.15 (ก) ช่วงดังกล่าวนี้จะเป็นช่วงส่งผ่านของฟิลเตอร์ และขอให้สังเกตว่าจุดศูนย์กลางของการส่งผ่านที่ $\theta = \pi/2$ ซึ่งหมายถึงความยาว l ของส่วนที่คัปปลิงระหว่างไมโครสตริปจะเป็น $\lambda g/4$ ฟิลเตอร์แบบที่มีคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปเพียงช่วงเดียวที่กล่าวมานี้จัดว่าเป็นแบบพื้นฐานและมีความสามารถจำกัด ในทางปฏิบัตินั้น มักจะมีการนำวงจรฟิลเตอร์แบบพื้นฐานนี้มาต่อกันแบบแคสเคดในลักษณะที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.16 วิธีออกแบบฟิลเตอร์แบบนี้จะใช้วิธีของบัตเตอร์เวิร์ท แวกเนอร์หรือเชพชีเชฟได้เช่นเดียวกัน แต่เนื่องจากมีรายละเอียดที่สลับซับซ้อนมาก อย่างไรก็ตามข้อสังเกตของฟิลเตอร์ตามรูปที่ 3.16 ก็คือ แต่ละเซ็กเมนต์ของฟิลเตอร์จะยาว $\lambda g/4$ และความกว้างของแถบไมโครสตริปในแต่ละเซ็กเมนต์จะไม่เท่ากันทั้งนี้ก็เพื่อให้มีการแมตช์อิมพีแดนซ์ที่ดีระหว่างวงจรที่ต่อแคสเคดกันอยู่วงจรฟิลเตอร์ตามรูปที่ 3.16 นี้จะมีที่ใช้ไปในวงจรไมโครเวฟที่สร้างบนแผ่นซับสเตรตทั้งในภาครับและภาคส่งของระบบไมโครเวฟ

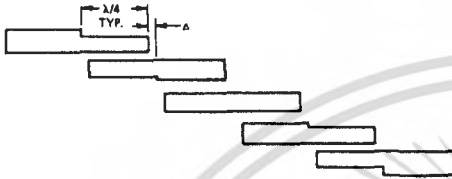
3.3.3 โครงสร้างของฟิลเตอร์แบบต่างๆ



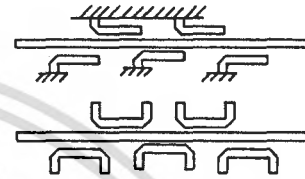
(ก) Directional coupled



(ข) Hairpin



(ค) Parallel coupled



(ง) Coupled short or open resonator

รูปที่ 3.16 โครงสร้างของฟิลเตอร์แบบต่างๆ

จากรูปที่ 3.16(ก) แสดงถึงโครงสร้างแบบ Directional coupled ซึ่งโครงสร้างนี้เหมาะสำหรับการทำ low pass filter รูปที่ 3.16(ข) แสดงถึงโครงสร้างแบบ Hairpin ที่เหมาะสำหรับการสร้าง high pass filter รูปที่ 3.16(ค) เป็นโครงสร้างแบบ Parallel coupled เหมาะสำหรับการสร้าง band pass filter รูปที่ 3.16(ง) เป็นโครงสร้างแบบ Coupled short or open resonator เหมาะสำหรับการสร้าง band stop filter

3.4 การออกแบบและการสร้างชิ้นงานจริง

ค่าที่เรากำหนดในการออกแบบโครงสร้างได้แก่

- 1) ค่าคงที่ไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ $\epsilon_r = 3.48$
- 2) ความหนาของ dielectric = 0.762 mm
- 3) ความหนาของ copper = 0.017 mm

หาค่าอัตราส่วนของแบนด์วิดท์

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าแอดมิแตนซ์อินเวอร์เตอร์ (admittance inverter)

$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi\delta}{2g_0g_1}} \quad (3.46)$$

$$\frac{J_{jj+1}}{Y_0} = \frac{\pi\delta}{2\sqrt{g_jg_{j+1}}} \quad (3.47)$$

$$\frac{J_{jj+1}}{Y_0} = \frac{\pi\delta}{2\sqrt{g_jg_{j+1}}} \quad (3.48)$$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านจะใช้ค่าพารามิเตอร์ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชพเพียที่หาได้จาก

$$g_1 = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\sinh\left[\left(\frac{1}{n}\right) \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]} \quad (3.49)$$

$$g_1 = \frac{2 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)}{\sinh\left[\left(\frac{1}{n}\right) \sinh^{-1}\left(\frac{1}{\varepsilon}\right)\right]} \quad (3.50)$$

ถ้า n เป็นเลขคี่ $g_{k+1} = 1$

ถ้า n เป็นเลขคู่ $g_{k+1} = (\varepsilon + \sqrt{1 + \varepsilon^2})^2$

เมื่อ ε เป็นระดับการกระเพื่อมในแถบความถี่ผ่าน

ตารางที่ 3.2 Element values for chebyshev filter

	$g_0 = 1$		$n = 1 \text{ to } 7$		$L_{ar} = 3 \text{ dB}$	
n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	2.000	1.000				
2	1.414	1.414	1.000			
3	1.000	2.000	1.000	1.000		
4	0.765	1.848	1.848	0.765	1.000	
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618	1.000
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247

ค่าอิมพีแดนซ์ของแต่ละอีลิเมนต์ (element)

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = Z_0(1 + aZ_0 + a^2Z_0^2) \quad (3.51)$$

$$(Z_{0o})_{j,j+1} = Z_0(1 - aZ_0 + a^2Z_0^2) \quad (3.52)$$

$$a = J_{j,j+1} \quad (3.53)$$

คำนวณหาค่า inverter admittances และหาค่า coupled-line impedances โดยใช้สมการ 3.45 ถึง 3.53 ผลลัพธ์ แสดงในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 แสดงค่า inverter admittances และ coupled-line impedances

j	$J_{i,j+1}/Y_0$	$(Z_{0o})_{i,j+1}(\Omega)$	$(Z_{0e})_{i,j+1}(\Omega)$
0	37.9915	60.9	43.32
1	28.1935	29.0	47.76
2	28.1935	29.0	47.76
3	37.9915	60.9	43.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาความกว้างและความหนา microstrip line จากสมการ 3.54 ถึง 3.57

$$Z_{0se} = \frac{Z_{0e}}{2} \quad (3.54)$$

$$Z_{0so} = \frac{Z_{0o}}{2} \quad (3.55)$$

$$\frac{w}{h_{so}} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (3.56)$$

$$\frac{w}{h_{se}} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4 \exp H'} \right)^{-1} \quad (3.57)$$

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \quad (3.58)$$

$$\left(\frac{w}{h} \right)_{se} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d - g + 1}{g + 1} \right) \quad (3.59)$$

$$\left(\frac{w}{h} \right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2d - g - 1}{g - 1} \right) + \frac{4}{\pi(1 + \epsilon_r/2)} \cosh^{-1} \left(1 + 2 \frac{w/h}{s/h} \right) \quad \epsilon_r \leq 6 \quad (3.60)$$

$$g = \cosh \left(\frac{\pi s}{2h} \right) \quad d = \cosh \left(\pi \frac{w}{h} + \frac{\pi s}{2h} \right) \quad (3.61)$$

$$\frac{s}{h} = \frac{2}{\pi} \cosh^{-1} \left[\frac{\cosh \{ (\pi/2)(w/h)_{se} \} + \cosh \{ (\pi/2)(w/h)_{so} \} - 2}{\cosh \{ (\pi/2)(w/h)_{so} \} - \cosh \{ (\pi/2)(w/h)_{se} \}} \right] \quad (3.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.4 แสดงค่าของ $(Z_{0se})_{j,j+1}$, $(Z_{0so})_{j,j+1}$, w/h_{se} และ w/h_{so}

j	$(Z_{0se})_{j,j+1}$	$(Z_{0so})_{j,j+1}$	w/h_{se}	w/h_{so}
0	30.45	21.66	4.82	8.20
1	27.00	23.88	5.78	7.00
2	27.00	23.88	5.78	7.00
3	30.45	21.66	4.82	8.20

ตารางที่ 3.5 แสดงค่าของ w/h , s/h , w และ s

j	w/h	s/h	w	s
0	1.312	0.525	1.0	0.4
1	1.837	3.150	1.4	2.4
2	1.837	3.150	1.4	2.4
3	1.312	0.525	1.0	0.4

ความยาวคลื่นไมโครสตริป

$$\lambda_g = \frac{300}{F\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad ; \quad F \text{ คือความถี่แถบกลาง ในหน่วย GHz}$$

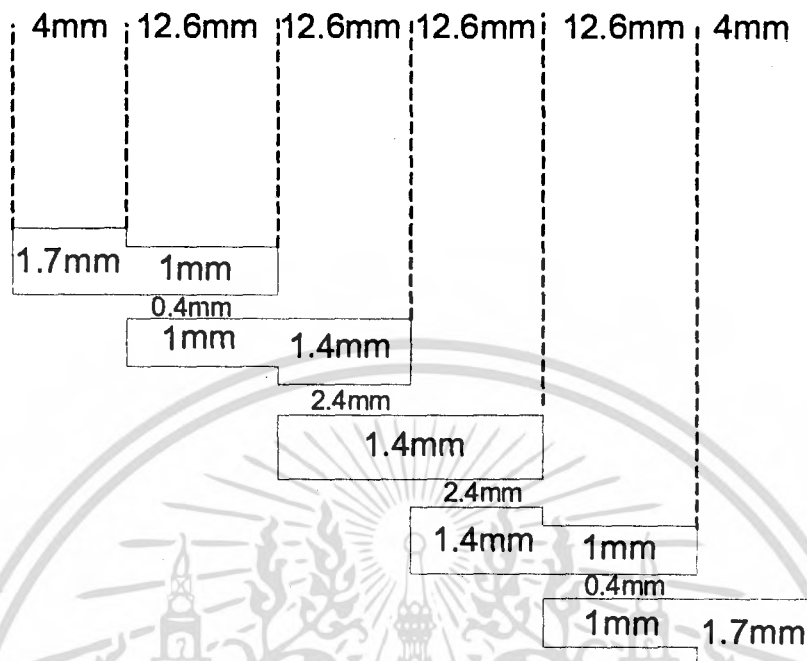
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ 1 + \frac{29.98}{Z_0} \left(\frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{1/2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^2 \quad (3.63)$$

ความยาวโนแต่ละช่วง

$$l = \frac{\lambda_g}{4} \quad (3.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดต่างๆในการออกแบบตัวกรองความถี่แถบผ่าน



รูปที่ 3.17 โครงสร้างของไมโครสตริปฟิลเตอร์ที่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

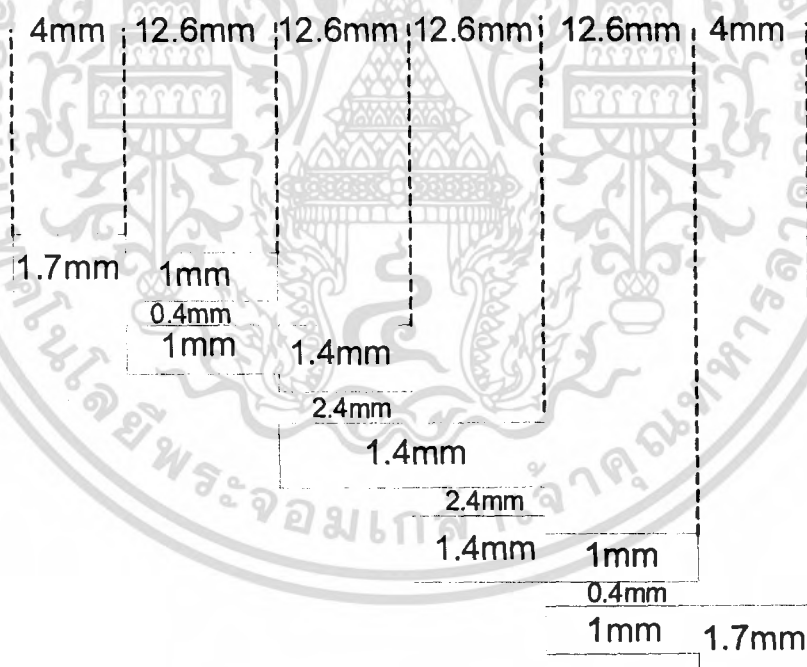
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์

4.1 โครงสร้างที่จะนำไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของคูเพล็กซ์เซอร์ จะอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave Studio Version 5) หรือ CST ช่วยในการวิเคราะห์ หาโครงสร้างของคูเพล็กซ์เซอร์ ที่ทำให้คุณลักษณะต่างๆ ของคูเพล็กซ์เซอร์ ที่ดีที่สุด เช่น คุณลักษณะของฟังก์ชันการสูญเสียการส่งผ่านคือค่า S_{12} (Insertion Loss) และค่าของฟังก์ชันการสูญเสียย้อนกลับ S_{11} (Return Loss) การใช้วิธีวิเคราะห์หาโครงสร้างที่ดีที่สุดนี้เพื่อประมาณค่าโครงสร้างให้ได้ตามค่าที่เรากำหนดในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของคูเพล็กซ์เซอร์ อาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะแยกกันคำนวณตัวกรองความถี่ผ่านแบบท่อนำคลื่นในแต่ละย่านความถี่เมื่อได้คุณสมบัติตามต้องการแล้วจึงนำมาเชื่อมต่อกันในทางปฏิบัติ

4.1.1 โครงสร้างในการวิเคราะห์ตัวกรองความถี่ผ่านย่าน 3.4-3.5 GHz

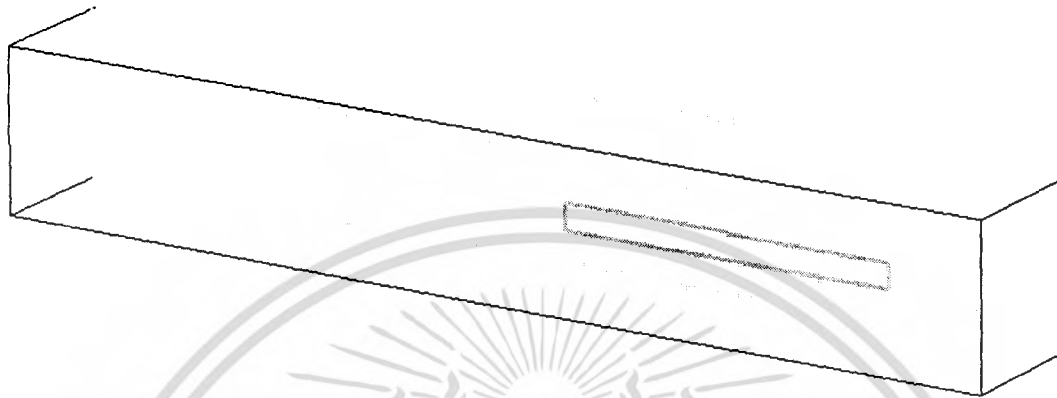
วัสดุที่นำมาใช้นั้นเป็นแผ่นทองแดง 2 หน้า ความกว้างของแผ่นทองแดง 15.7 mm ความสูง 0.8 mm ความยาว 58.5 mm ใช้ 3 order



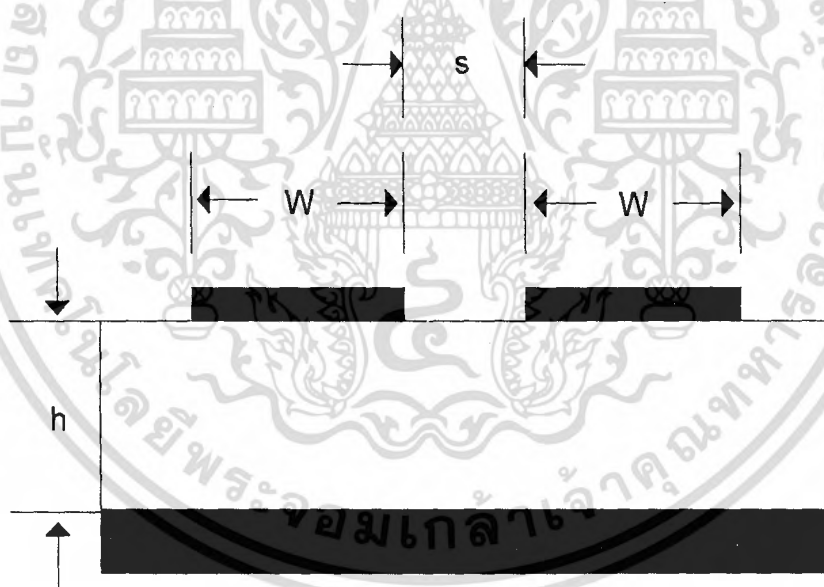
รูปที่ 4.1 ขนาดระยะห่างต่างๆ ของลายไมโครสตริปที่มีความถี่ตัดที่ 3.4-3.5 GHz หน่วยเป็น mm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆ ของ ดูเพล็กซ์เซอร์ โดยอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave studio version 5) หรือ CST



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของลายไมโครสตริปแบบสามมิติ

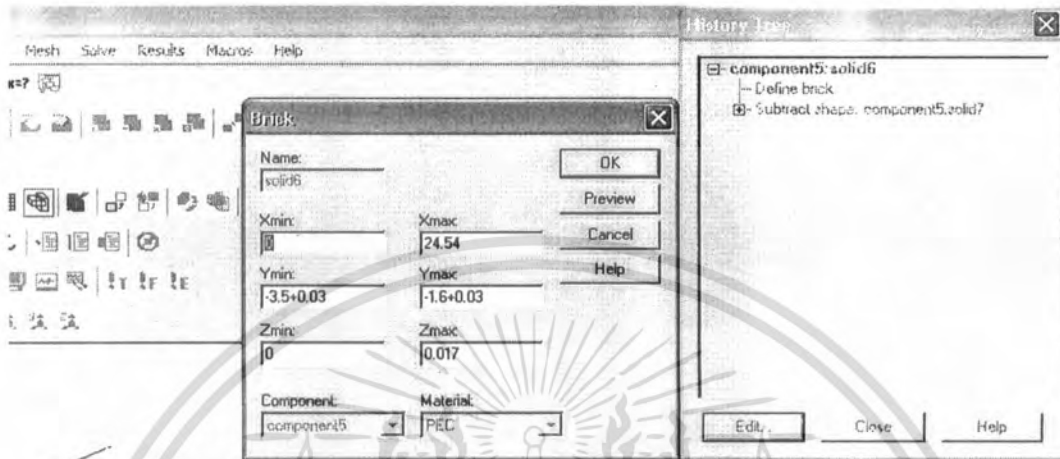


รูปที่ 4.3 โครงสร้างด้านข้างของไมโครสตริป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 การจำลองโครงสร้างลงในโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้าหรือ CST

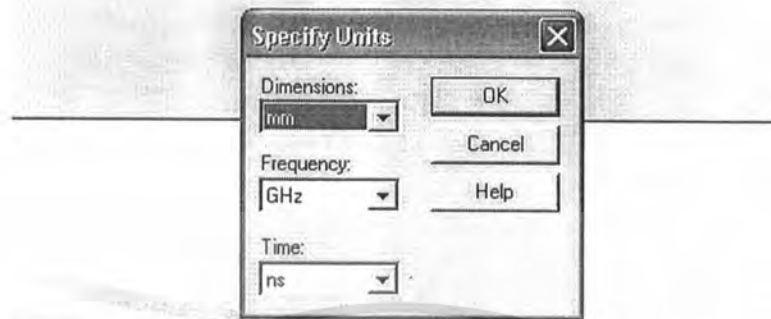
ทำการกำหนดพิกัดต่างๆของแบบจำลองโดยใช้โครงสร้างพื้นฐาน มาต่อเชื่อมกันตามรูปให้ได้โครงสร้างที่เป็นรูปแบบตามต้องการ ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 การกำหนดโครงสร้างของไมโครสตริปไฟลเตอร์

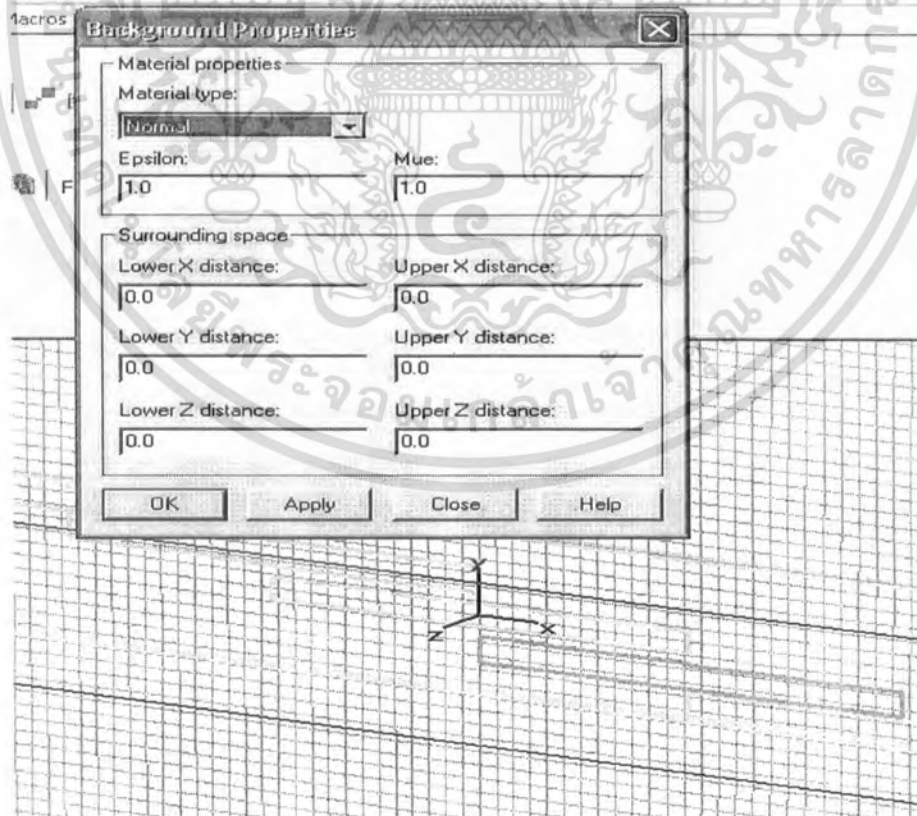
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการกำหนดหน่วยการวัดเป็น mm ดังรูปที่ 4.5



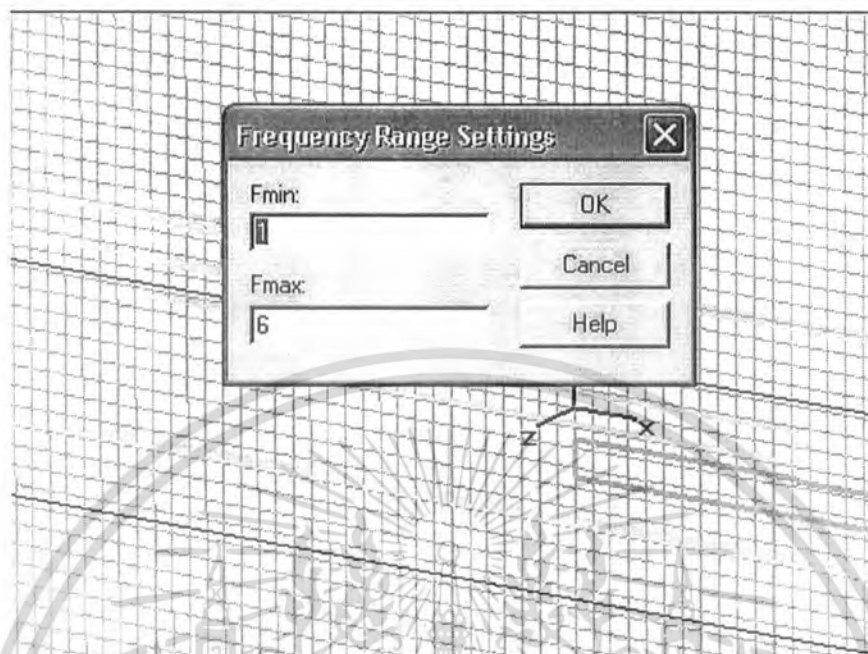
รูปที่ 4.5 การกำหนดหน่วยวัดเป็น mm

กำหนดคุณสมบัติของพื้นหลังดังรูปที่ 4.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น เมื่อผู้ซื้อให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

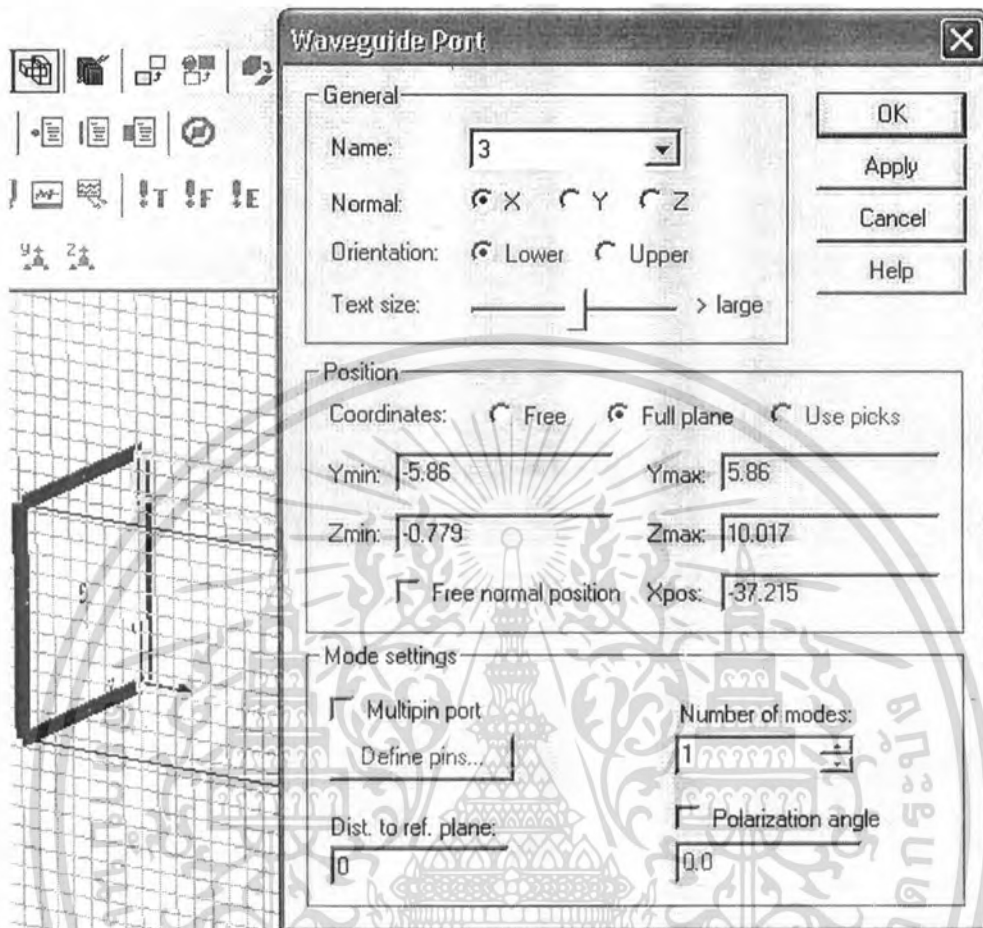
กำหนดช่วงความถี่ที่ทำการป้อนให้แบบจำลองดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 กำหนดช่วงความถี่ที่ป้อนให้กับตัวกรองความถี่

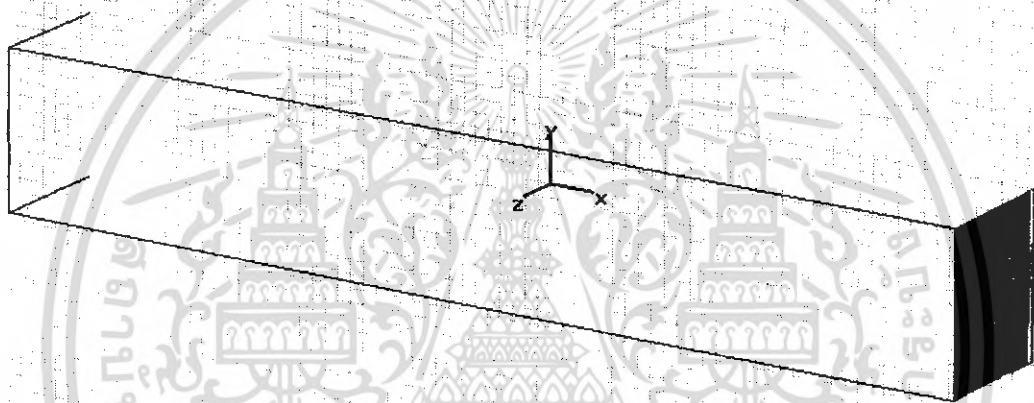
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดช่องทางการป้อนสัญญาณดังรูปที่ 4.8 และรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.8 กำหนดช่องทางการป้อนคลื่น

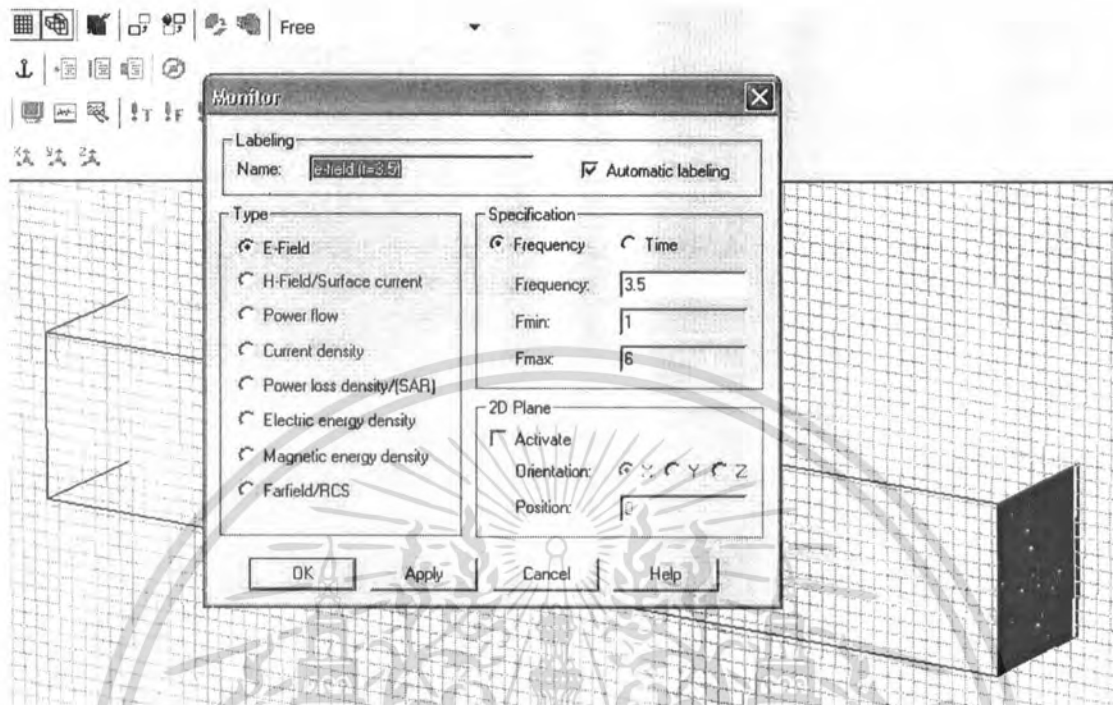
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 กำหนดช่องทางที่ 1 และ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

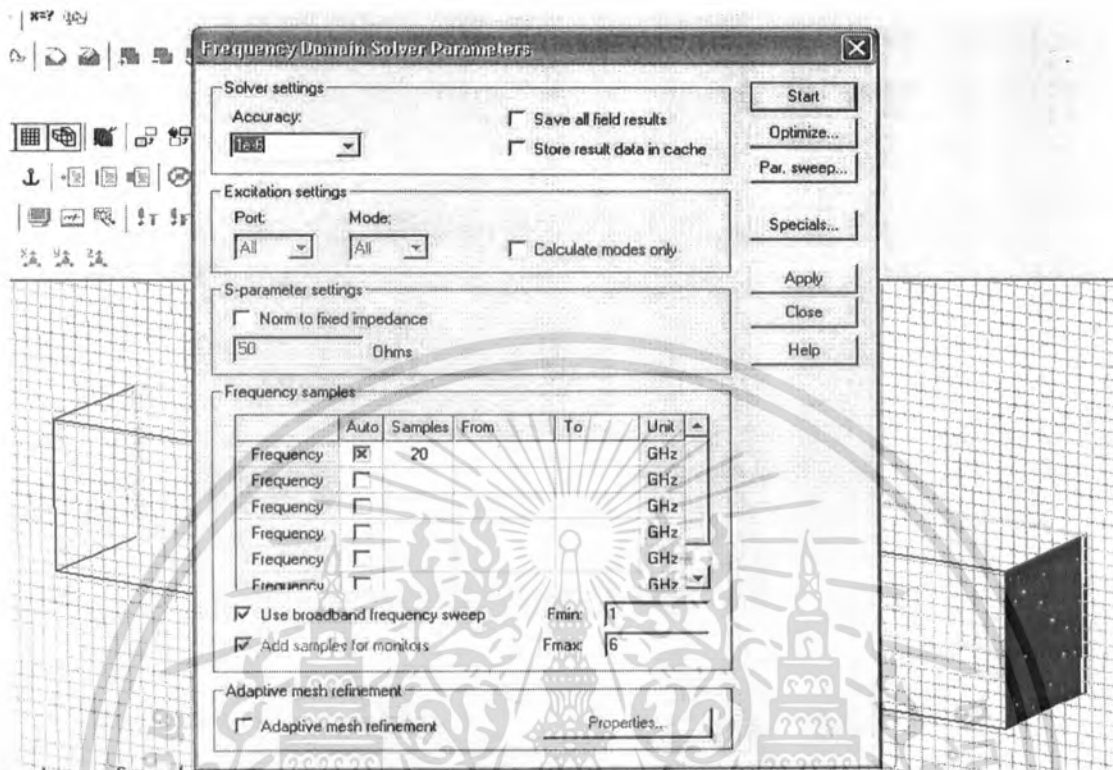
กำหนดความถี่ที่เราต้องการดูลักษณะของสนามไฟฟ้าดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 กำหนดความถี่ที่เราต้องการดูลักษณะสนามไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวิเคราะห์โดยใช้คำสั่ง Frequency Domain Solver Parameter ดังรูปที่ 4.11

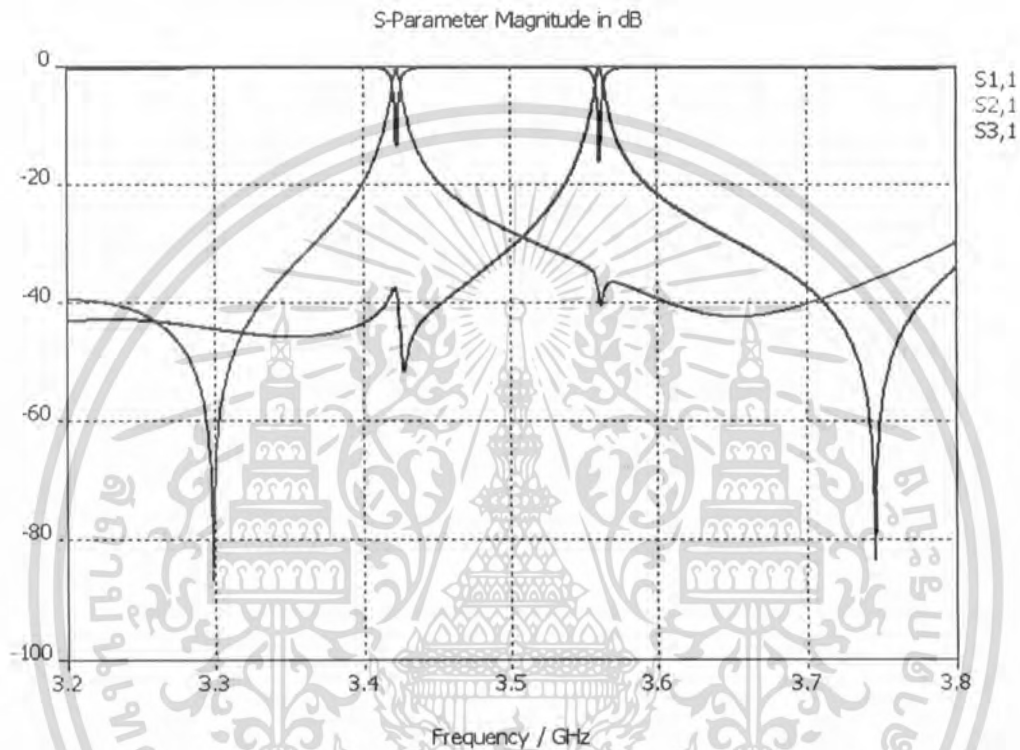


รูปที่ 4.11 การวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

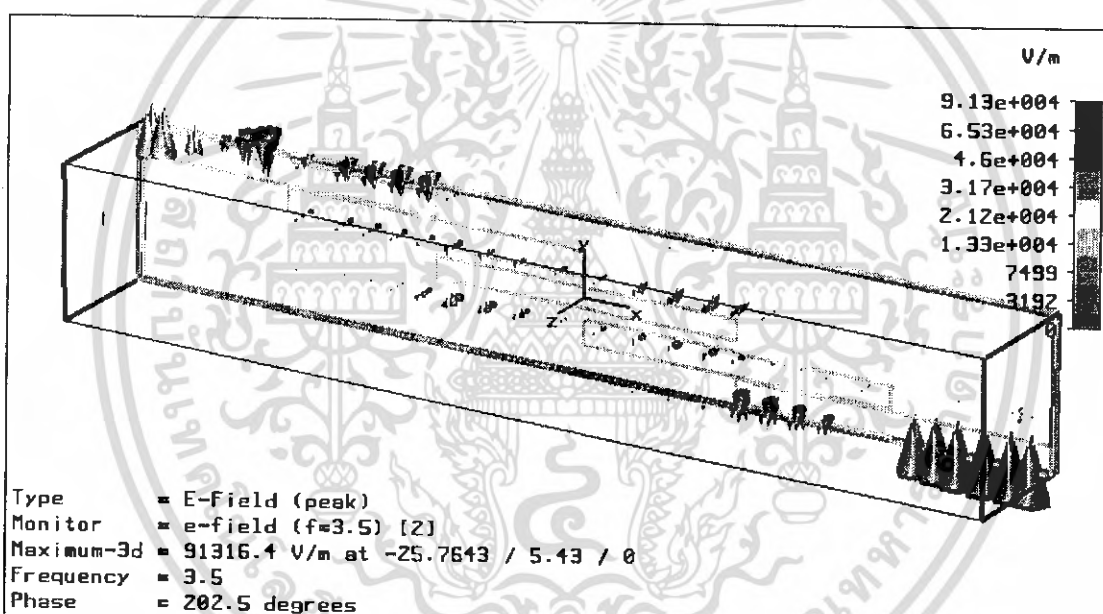
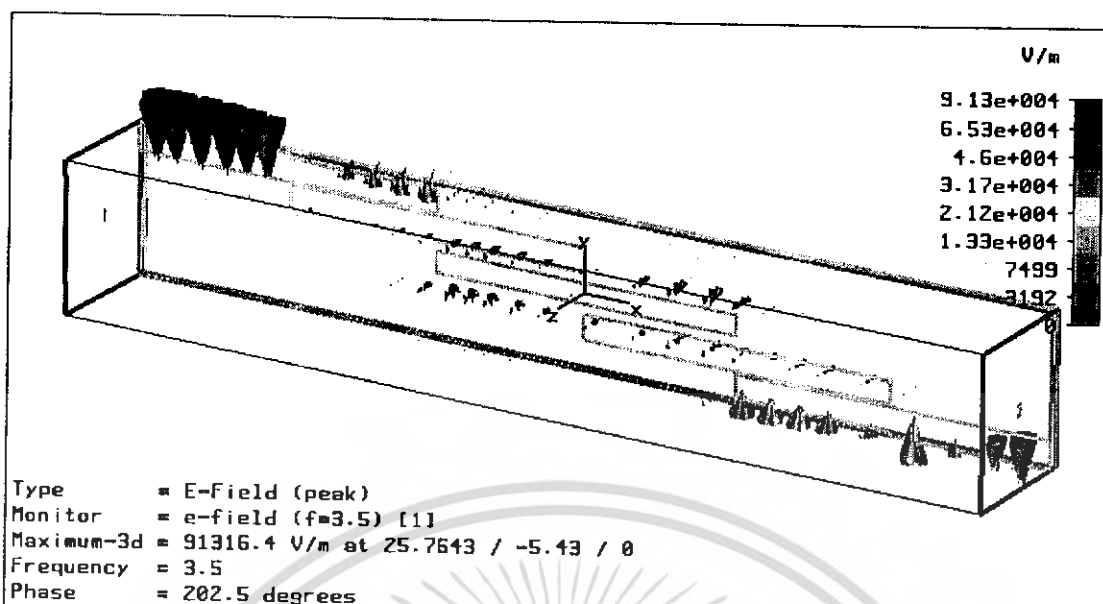
4.3 ผลการวิเคราะห์จากโปรแกรมวิเคราะห์สนามไฟฟ้าของตัวกรองความถี่ผ่านย่าน 3.4-3.5 และ 3.5-3.6 GHz

ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คุณสมบัติของไมโครสตริปฟิลเตอร์ย่าน 3.4-3.5 และ 3.5-3.6 GHz นั้นจะอยู่ในรูปของกราฟคุณลักษณะ โดยจะดูกราฟคุณลักษณะของค่าพารามิเตอร์ S_{11} และ S_{21} และ S_{31} หน่วยเป็น dB เพื่อให้ได้คุณสมบัติของฟิลเตอร์ตามต้องการดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 กราฟคุณลักษณะ S_{11} , S_{21} และ S_{31}

จากรูปที่ 4.12 เป็นผลที่ได้จากการป้อนสนามไฟฟ้าเข้าไปซึ่งทำให้ได้กราฟคุณลักษณะของการลดทอนย้อนกลับ และการส่งผ่านของสัญญาณ ซึ่งต่อมาเราจะทำการแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่เราใช้ในการทดสอบ ในตอนแรกเมื่อเราทำการป้อนความถี่ที่เป็นความถี่ตัด ที่เราได้ทำการออกแบบช่วงความถี่ผ่าน ที่ค่าความถี่ 3.45 และ 3.55 GHz



รูปที่ 4.13 ลักษณะของสนามไฟฟ้าในช่วงความถี่กลาง ที่ความถี่ 3.5 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 สรุปผลการวิเคราะห์

ผลการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎี โปรแกรม CST และโปรแกรม MATHCAD จึงทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่สอดคล้องกันทั้งขนาดโครงสร้าง และคุณสมบัติ ซึ่งสรุปในขั้นตอนสุดท้ายได้ดังต่อไปนี้

ช่วงความถี่ผ่านที่ 3.4-3.5 GHz

อัตราการสูญเสียการส่งผ่านที่ความถี่กลาง 3.45 GHz = 0 dB

อัตราการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่กลาง 3.45 GHz = -13.6dB

ความกว้างของช่วงความถี่ผ่านประมาณ 40 MHz

ช่วงความถี่ผ่านที่ 3.5-3.6 GHz

อัตราการสูญเสียการส่งผ่านที่ความถี่กลาง 3.55 GHz = 0 dB

อัตราการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่กลาง 3.55 GHz = -16.3 dB

ความกว้างของช่วงความถี่ผ่านประมาณ 40 MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

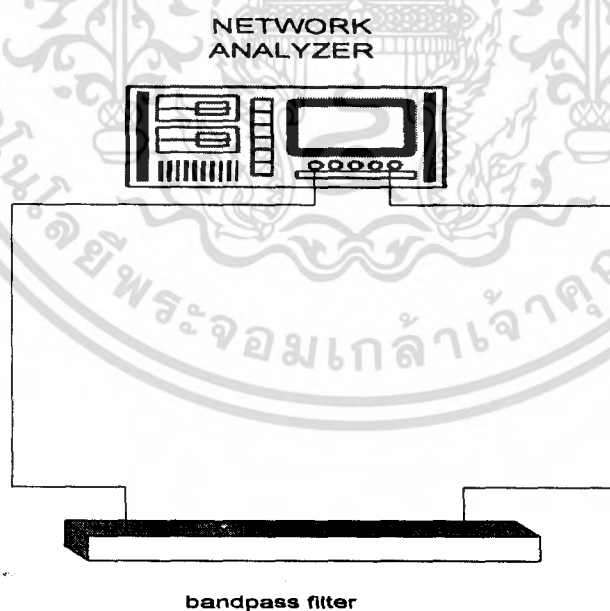
ผลการทดสอบและผลการทดลอง

5.1 การทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)

เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายมีหลักการทำงานคือ ภายในตัวเครื่องนั้นจะประกอบด้วยเครื่องรับและเครื่องส่ง เราจึงสามารถที่จะกำหนดได้ว่าต้องการที่จะใช้พอร์ตใดเป็นเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยที่หน่วยในการวัดนั้นนิยมนำมาเป็น dB ในการทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของคูเพล็กซ์เซอร์นั้น คุณสมบัติที่สำคัญนั้นก็คือ S_{21} และ S_{11} ซึ่งเป็นคุณลักษณะที่เราให้ความสนใจในการที่จะใช้เป็นตัวตัดสินว่าอุปกรณ์ชนิดนั้นๆ มีคุณสมบัติที่ดีตามข้อกำหนดที่เราต้องการหรือไม่ โดยที่ทั้งสองคุณลักษณะนี้นั้นล้วนแต่เป็นสิ่งที่จำเป็น แต่เราต้องคำนึงถึงคุณลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งซึ่งก็คือ อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์นั้นๆ ซึ่งค่าที่เหมาะสมและยอมรับได้ก็ควรจะมีค่าที่ใกล้เคียง 50 โอห์ม มากที่สุดเพื่อลดอัตราการสูญเสียพลังงานจากการส่งผ่านให้มากที่สุด

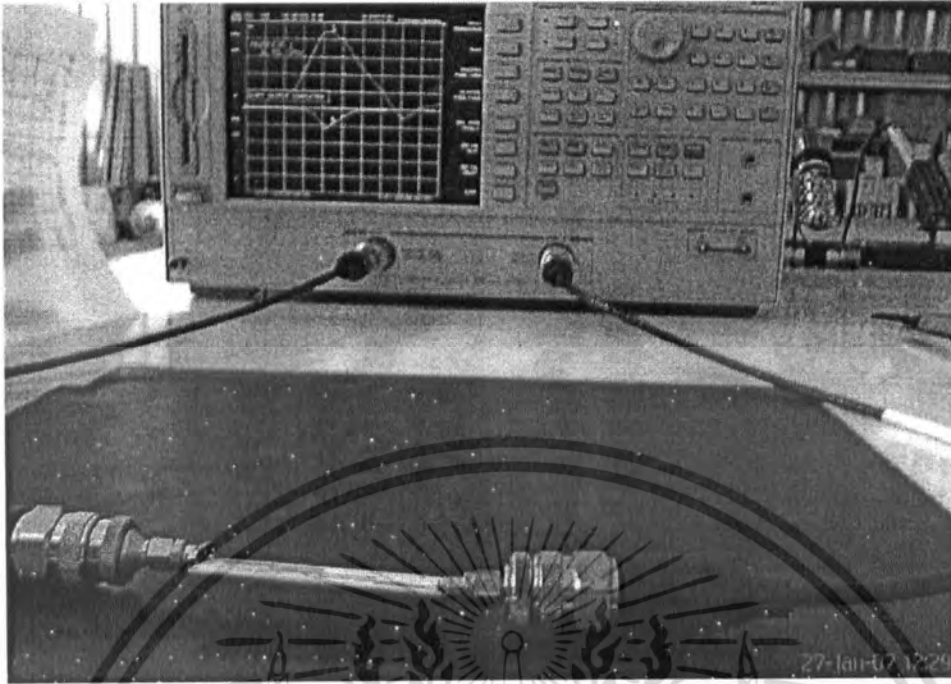
5.2 การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ (Insertion Loss, Return Loss and Impedance)

กำลังงานที่ส่งผ่านไปไนไมโครสตริปนั้น จะมีอัตราการสูญเสียย้อนกลับและอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ซึ่งในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบไมโครสตริปตัวกรองความถี่ผ่านเพียงตัวเดียวซึ่งมีแบนด์ 3.4-3.6 GHz จะแสดงการต่ออุปกรณ์ทดสอบดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 การต่ออุปกรณ์การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์การทดสอบตัวกรองความถี่ผ่าน 3.4-3.6 GHz

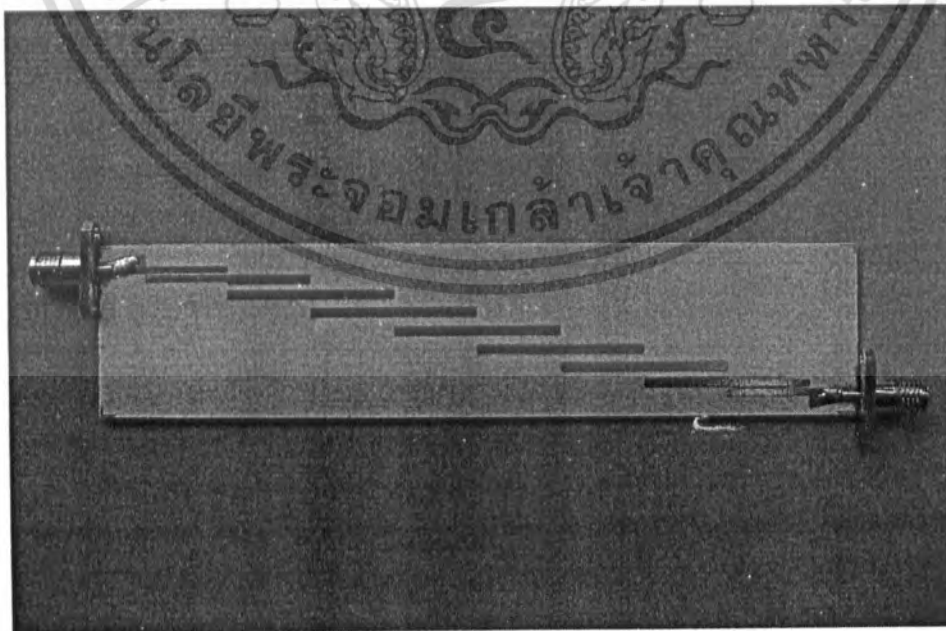
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



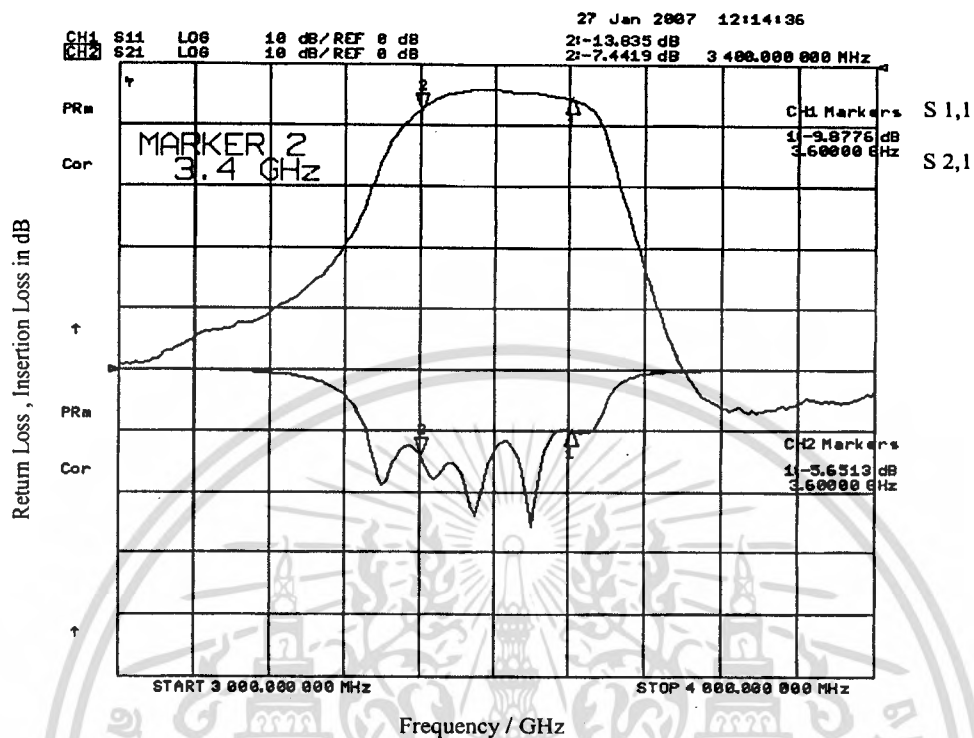
รูปที่ 5.2 การทดสอบการวัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของฟิลเตอร์

5.2.1 การทดสอบตัวกรองความถี่ผ่านย่าน 3.4-3.6 GHz

เมื่อทำการทดสอบ โดยต่ออุปกรณ์การทดลองตามรูปที่ 5.4 เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่างๆของฟิลเตอร์เราจะ ได้กราฟคุณสมบัติต่างๆดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
รูปที่ 5.3 ทรายไมโครสตริปฟิลเตอร์ในย่านความถี่ 3.4-3.6 GHz
ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 กราฟคุณสมบัติอัตรการสูญเสียการส่งผ่านความถี่ 3.4-3.6 GHz อัตราการสูญเสียย้อนกลับความถี่ 3.4-3.6 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

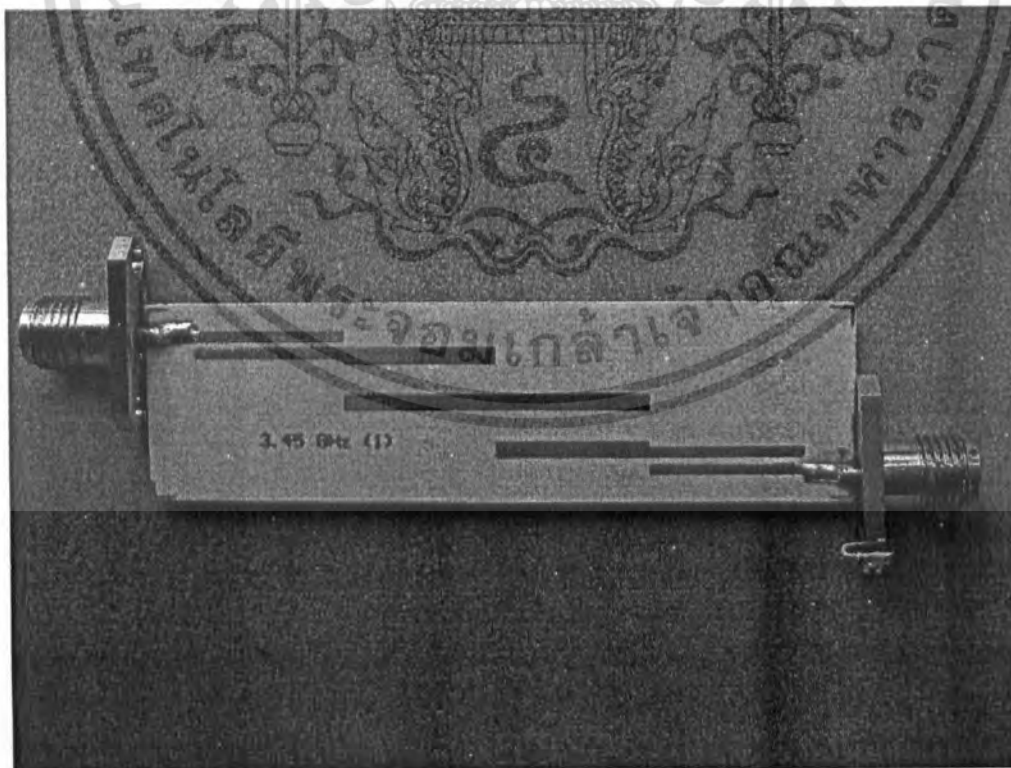
สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติต่างๆ ในย่าน 3.4-3.6 GHz

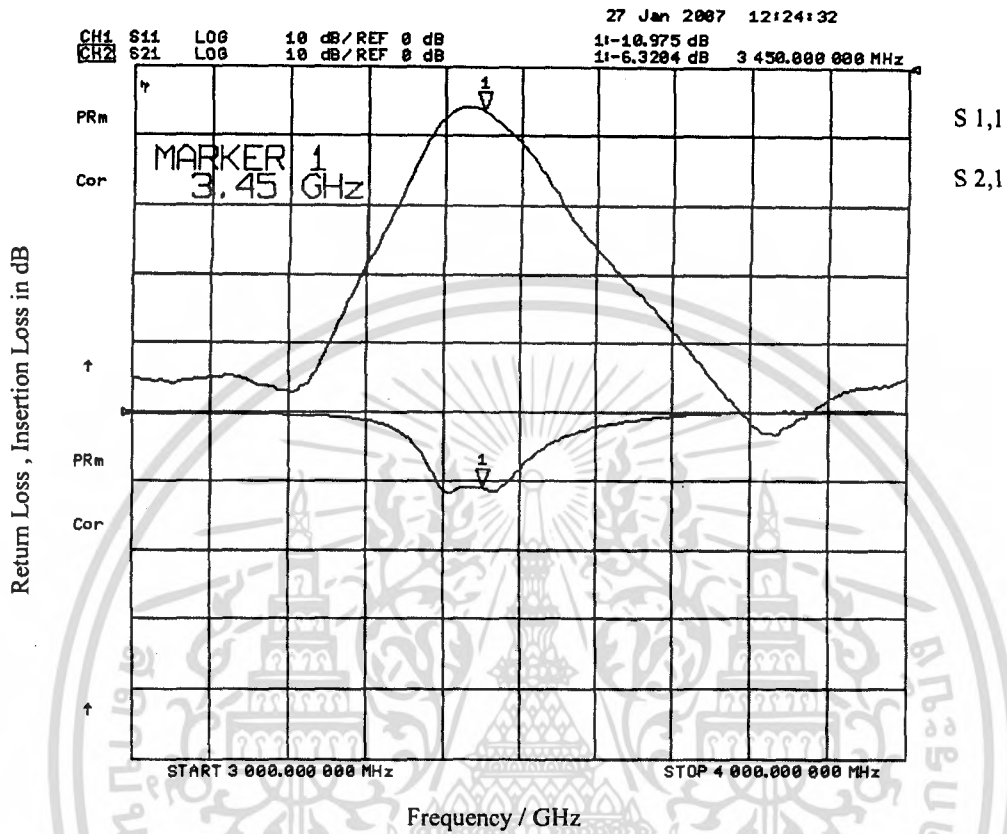
ความถี่ (GHz)	อัตราการสูญเสีย ย้อนกลับ (dB)	อัตราการสูญเสียการ ส่งผ่าน (dB)
3.4	-13.835	-7.440
3.45	-15.006	-5.024
3.5	-13.547	-4.770
3.55	-18.045	-5.581
3.6	-10	-6.053

5.2.2 การทดสอบตัวกรองความถี่ผ่านย่าน 3.4-3.5 GHz

เมื่อทำการทดสอบโดยต่ออุปกรณ์การทดลองตามรูปที่ 5.6 เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของฟิลเตอร์เราจะ ได้กราฟคุณสมบัติต่างๆดังรูปที่ 5.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ในชั้นความถี่วิทยุในย่านความถี่ 3.4-3.5 GHz ระบุที่ 5.5 ลายไมโครสตริปฟิลเตอร์ในย่านความถี่ 3.4-3.5 GHz ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.6 กราฟคุณสมบัติอัตราสูญเสียการส่งผ่านความถี่ 3.4-3.5 GHz อัตราการสูญเสียย้อนกลับความถี่ 3.4-3.5 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

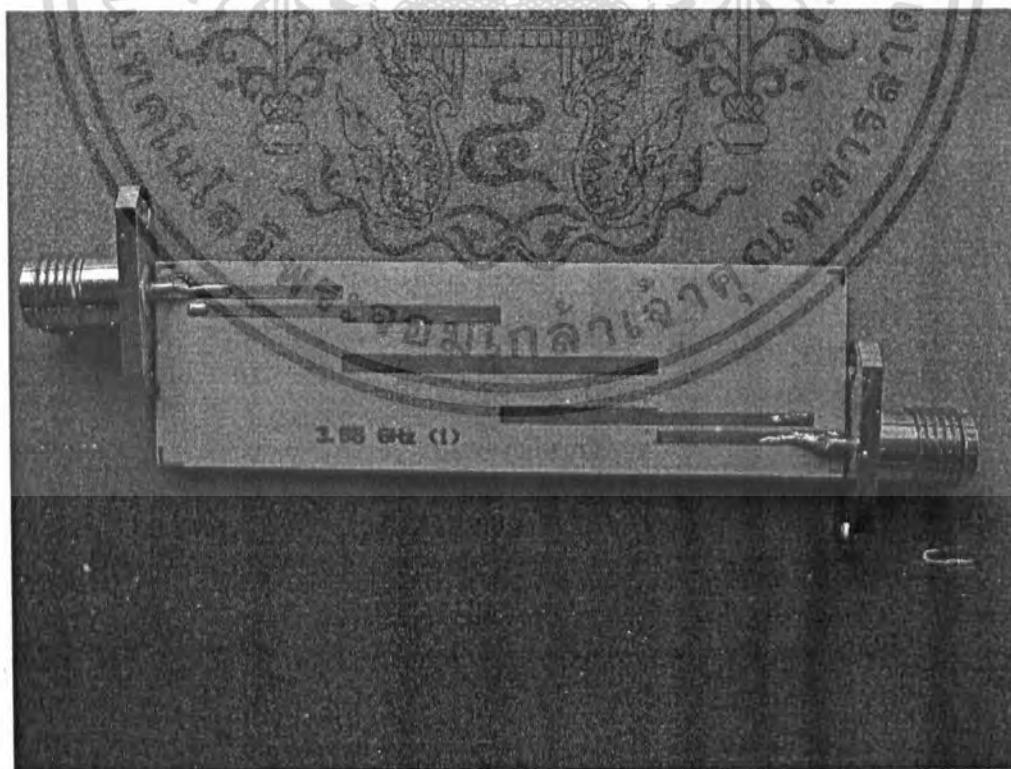
สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 คุณสมบัติต่างๆ ในย่าน 3.4-3.5 GHz

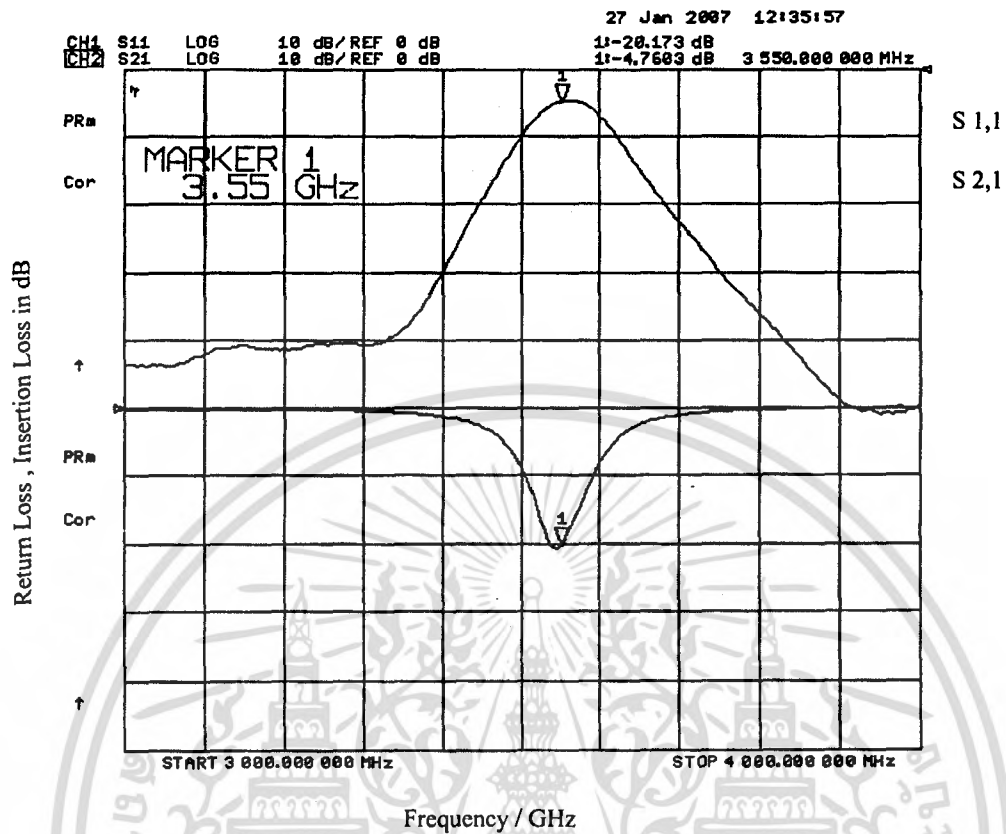
ความถี่ (GHz)	อัตราการสูญเสีย ย้อนกลับ (dB)	อัตราการสูญเสียการ ส่งผ่าน (dB)
3.4	-10.421	-7.544
3.425	-10.673	-5.014
3.45	-10.975	-6.302
3.475	-10.564	-7.751
3.5	-9.154	-8.099

5.2.3 การทดสอบตัวกรองความถี่ผ่านย่าน 3.5-3.6 GHz

เมื่อทำการทดสอบ โดยต่ออุปกรณ์การทดลองตามรูปที่ 5.8 เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของฟิลเตอร์เราจะได้อกราฟคุณสมบัติต่างๆดังรูปที่ 5.8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 5.7 ภายไมโครสตริปฟิลเตอร์ในย่านความถี่ 3.5-3.6 GHz ไปด้วยประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 กราฟคุณสมบัติอัตราการสูญเสียการส่งผ่านความถี่ 3.4-3.5 GHz อัตราการสูญเสียย้อนกลับความถี่ 3.4-3.5 GHz

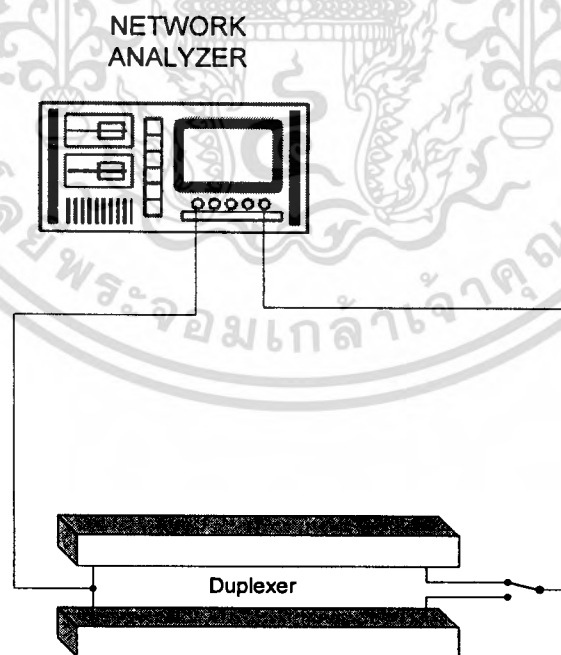
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 คุณสมบัติต่างๆในย่าน 3.5-3.6 GHz

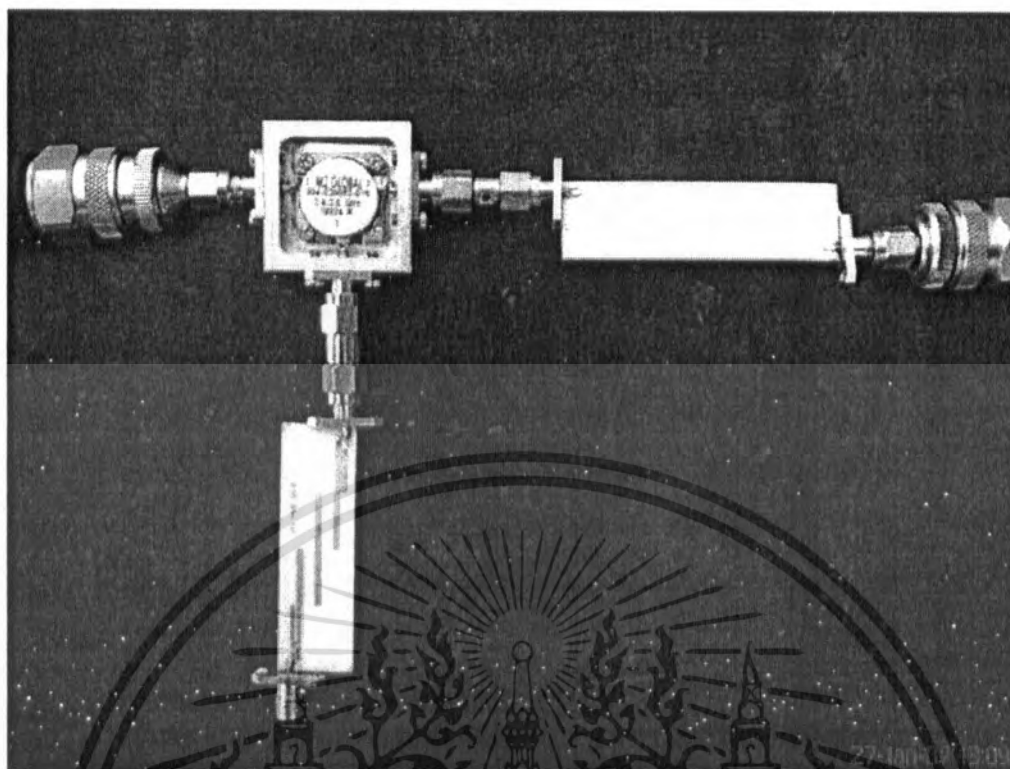
ความถี่ (GHz)	อัตราการสูญเสียย้อนกลับ (dB)	อัตราการสูญเสียการส่งผ่าน (dB)
3.5	-12.089	-4.959
3.525	-18.553	-4.614
3.55	-20.173	-4.760
3.575	-16.810	-4.124
3.6	-12.012	-4.541

5.3 การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับและค่าอิมพีแดนซ์ของคูเพิลเลอร์ กำลังงานที่ส่งผ่านไปโมโครสตริปฟีดเตอร์นั้น จะมีอัตราการสูญเสียย้อนกลับและอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ซึ่งในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบเมื่อนำตัวกรองความถี่ผ่านทั้งสองตัวมาต่อร่วมกัน เป็นคูเพิลเลอร์ ซึ่งแสดงการต่อดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 การต่ออุปกรณ์การทดสอบวัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่านและอัตราการสูญเสียย้อนกลับของคูเพิลเลอร์การทดสอบคูเพิลเลอร์ที่มีช่วงความถี่ผ่าน 3.4-3.5 GHz และ 3.5-3.6 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

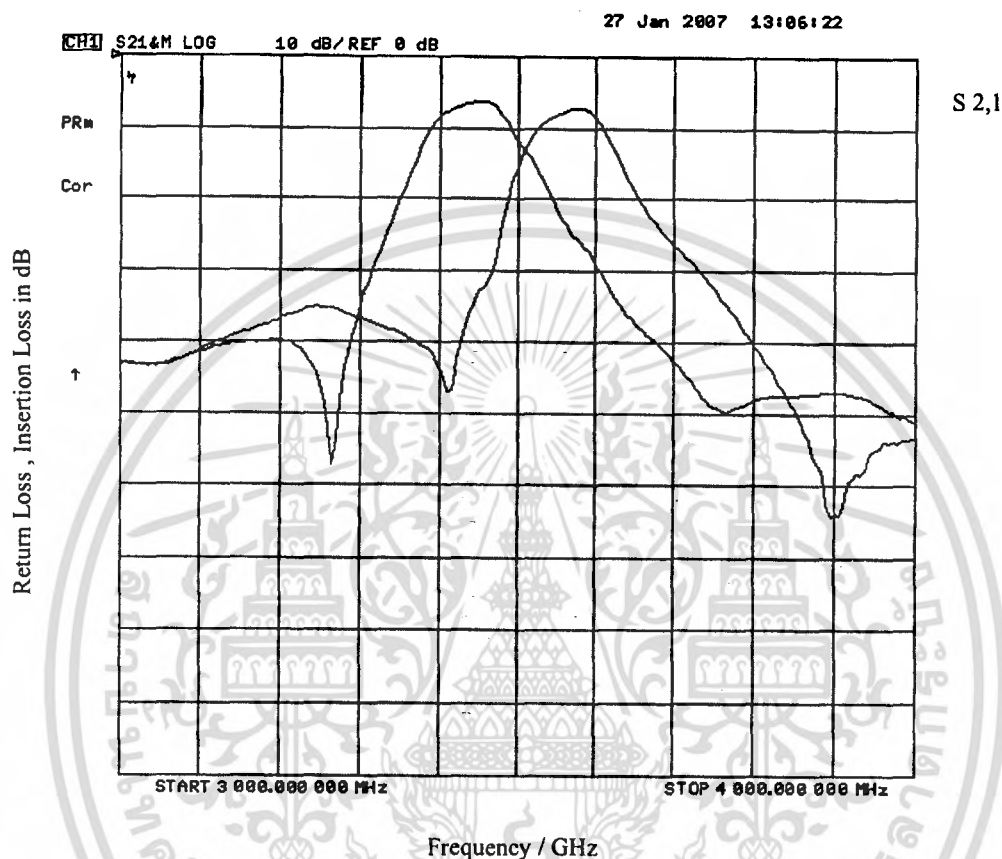


รูปที่ 5.10 การทดสอบการวัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน
และอัตราการสูญเสียย้อนกลับของคูเพิลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.1 การทดสอบดูเพล็กซ์เซอร์ย่าน 3.4-3.5 และ 3.5-3.6 GHz

ทำการทดสอบดูเพล็กซ์เซอร์ในย่าน 3.4-3.5 และ 3.5-3.6 GHz โดยทำการต่ออุปกรณ์ทดลองดังรูปที่ 5.10 ซึ่งจะได้คุณสมบัติต่างๆดังรูปที่ (5.11)



รูปที่ 5.11 กราฟคุณสมบัติอัตราการสูญเสียการส่งผ่านและอัตราการสูญเสียย้อนกลับ ของดูเพล็กซ์เซอร์ ความถี่ 3.4-3.5 GHz และ ความถี่ 3.5-3.6 GHz

5.4 สรุปผลการทดลอง

ในขั้นตอนแรกนั้นทำการทดสอบโดยที่ยังไม่มีการปรับแต่ง ผลที่ได้ก็คือค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ นั้นมีความผิดพลาดจากทฤษฎี และผลจากการวิเคราะห์มาก เมื่อทำการปรับแต่งโดยขั้นแรกทำการตัดกระดาษกาวสีเงินเป็นเส้นเล็กแล้วนำมาติดที่หัวและท้ายของไมโครสตริป ตามแนวขวางผลที่ได้ก็คือ ค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆนั้นค่อยๆดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด หลังจากนั้นจึงทำการปรับแต่งอีกครั้งด้วยขั้วบสายอากาศ เพราะที่สายอากาศก็มี Loss อยู่ด้วย หรืออาจจะเปลี่ยนสายอากาศที่มี Loss น้อยมาใช้งานก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปวิจารณ์และแนวทางการพัฒนา

ปริญญาโทฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบ ดูเพล็กซ์เซอร์เพื่อการประยุกต์ใช้งานสำหรับย่าน WIMAX เช่น สถานีสื่อสารไมโครเวฟ อากาศยานไร้คนขับและอื่นๆอีกมากมาย และเมื่อพิจารณาเมื่อนำเอาดูเพล็กซ์เซอร์ไปใช้งานกับอากาศยานไร้คนขับแล้วจึงต้องให้ความสนใจกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งมีผลต่อการส่งผ่านสัญญาณ โดยที่มีการสูญเสียพลังงานน้อยที่สุด ซึ่งก็คือค่าของอัตราการส่งผ่าน และ ค่าอัตราการย้อนกลับ รวมถึงค่าของอิมพีแดนซ์ ซึ่งควรมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม มากที่สุด โดยที่วัสดุที่ใช้จะเป็นทองเหลืองซึ่งมีค่าความนำที่ยอมรับได้ และสามารถทำการเชื่อมได้ง่ายกว่าอลูมิเนียมมาก และใช้โปรแกรม Mathcad โปรแกรม CST ในการคำนวณ โครงสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติต่างของดูเพล็กซ์เซอร์ดังกล่าว

6.1 สรุปผลการทดสอบ

จากการทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่ายเมื่อไม่นำฟิลเตอร์มาทำการต่อเชื่อมกันและเมื่อนำฟิลเตอร์ทั้งสองมาต่อเชื่อมกันเป็นดูเพล็กซ์เซอร์ ผลที่ได้จากการทดสอบนั้นพบว่ามีความคลาดเคลื่อนเล็กน้อยจากทฤษฎีและผลจากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม CST เล็กน้อย ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 6.1

ตารางที่ 6.1 เปรียบเทียบผลจากทฤษฎีและการทดสอบฟิลเตอร์ความถี่ 3.4-3.6 GHz

ความถี่(GHz)	อัตราค่าการสูญเสียการส่งผ่าน (dB)		อัตราค่าการสูญเสียย้อนกลับ (dB)	
	วิเคราะห์ด้วย โปรแกรม CST	ผลจากเครื่อง วิเคราะห์โครงข่าย	วิเคราะห์ด้วย โปรแกรม CST	ผลจากเครื่อง วิเคราะห์ โครงข่าย
3.4	-5.190	-7.44	10.125	-13.835
3.45	-3.244	-5.024	-20.785	-15.006
3.5	0	-4.77	-25.457	-13.547
3.55	-2.988	-5.581	-19.466	-18.045
3.6	-4.756	-6.053	12.486	-10

ช่วงความถี่ผ่านจากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม CST ประมาณ 200 MHz

ช่วงความถี่ผ่านจากการวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ประมาณ 210 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการสร้าง

ในการออกแบบนั้นความละเอียดจะสูงถึงในหน่วยของไมโครเมตรจึงต้องใช้เครื่องมือตัดที่มีความละเอียดสูงนั่นก็คือเครื่อง CNC WIRECUT ความคลาดเคลื่อนจากความสกปรกหน้าพื้นผิวของไมโครสตริปก็ทำให้คลาดเคลื่อนได้และจากการที่ลายไมโครสตริปไม่ได้ขนาดที่คำนวณไว้จะทำให้ค่าต่างๆคลาดเคลื่อนได้และทำให้เกิดริบเปิดขึ้นมากในช่วงความถี่ผ่าน

6.3 แนวทางการแก้ไข

ด้วยความคลาดเคลื่อนจากการที่มีความสกปรกหน้าผิวของไมโครสตริปแนวทางแก้ไขก็ไม่ยากเพราะก็ควรเก็บรักษาแผ่นไมโครสตริปไว้ในที่ที่สะอาดหรือใส่ถุงที่ห่ออย่างมิดชิดส่วนในเรื่องของขนาดของไมโครสตริปที่มีค่าผิดพลาดอยู่นั้นเราควรคำนวณได้ค่าที่แน่ชัดก่อนจากการ SIMULATE ก่อนทำจริง แต่ถ้าทำชิ้นงานจริงไปแล้วก็มีวิธีแก้ไขอีกคือการนำเอาชิ้นงานมาฉลุ โดยการเอากระดาษขาวที่ไว้จุนความถี่มาติดตามแนวขวางของไมโครสตริปก็จะทำให้ริบเปิดที่เคยมีหายไปถ้าเป็นไปได้ควรทำการชุบเงินที่ผิวหน้าจะทำให้ค่าอัตราการสูญเสียในช่วงความถี่ผ่านนั้นลดลงใกล้ 0 dB



หนังสืออ้างอิง

- [1] I. Hunter, "Theory and Design of Microwave Filters," The Institution of Electrical Engineers, London, United Kingdom., 1988.
- [2] R. W.Rhea, "HF filter design and computer simulation", NOBLE PUBLISHING, Atlanta,Georgia.,1995.
- [3] T.C.Edwards, " Foundations for Microstrip Circuit Design ",John Wiley,Chicher., 1992.
- [4] E.H. Fooks,R.A. Zakarevicius "microwave engineering using microstrip circuits",Prentice Hall of Australia.,1990.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้