

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์แผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

MICROSTRIP SEMI-CIRCULAR PATCH RESONATOR FILTER



T104326

โดย

นายเจิมฤทธิ์	ดีพร้อม	48010150
นายนิติ	อยู่ทัศน์	48010451
นายพงศอนันต์	พรหมพินิจ	48010564

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 104326  
วัน,เดือน,ปี..... 2 พ.ย. 2552

ภาควิชา  
วิศวกรรมโทรคมนาคม  
ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว  
(ลงชื่อ)..... ไพฑูริย์ ผู้ตรวจ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์แผ่นบางรูปครึ่งวงกลม  
MICROSTRIP SEMI-CIRCULAR PATCH RESONATOR FILTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2551

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม


คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **ตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม**

**MICROSTRIP SEMI-CIRCULAR PATCH RESONATOR FILTER**

ผู้จัดทำ

1. นายเจิมฤทธิ์ ดีพร้อม 48010150
2. นายนิติ อยู่ทัศน์ 48010451
3. นายพงศ์อนันต์ พรหมพินิจ 48010564

  
(ผศ.ดร.ชววงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.จรัส สุรวัดานปัญญา)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

### MICROSTRIP SEMI-CIRCULAR PATCH RESONATOR FILTER

โดย	นายเจิมฤทธิ์	ดีพร้อม	48010150
	นายนิติ	อยู่ทัศน์	48010451
	นายพงศอนันต์	พรหมพินิจ	48010564

อาจารย์ที่ปรึกษา	ผศ.ดร.ชวรงค์	พงศ์เจริญพาณิชย์
	รศ.ดร.จเร	สุรวัดน์ปัญญา

#### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอตัวกรองสัญญาณแบบย่านความถี่ผ่าน โดยใช้ตัวเรโซเนเตอร์แบบไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมการออกแบบจะพิจารณาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์และตัวประกอบคุณภาพภายนอกของอินพุตและเอาต์พุตของเรโซเนเตอร์เพื่อให้เหมาะสมกับช่วงความถี่ที่ต้องการ ซึ่งการปรับปรุงคุณลักษณะของตัวกรองสัญญาณทำได้โดยใช้ตัวเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมหลายตัวออกแบบร่วมกัน โดยใช้ย่านความถี่ที่ 2.11 - 2.17 GHz ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ UMTS

#### ABSTRACT

This project presents the microwave band pass filter using microstrip semi-circular patch resonators. Design method is based on coupling coefficient of inter-coupled resonators and the external quality factors of the input and output resonators in order to suited for frequency band that required. To improve the filter characteristics by using a lot of microstrip semi-circular patch resonator accompany with designed. The used frequency band is 2.11 - 2.17 GHz. It is very useful for using with the UMTS.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและวัตถุประสงค์	1
1.2 ความเป็นมาของระบบ UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)	1
1.3 เนื้อหาของปริิณยานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	
2.1 คุณสมบัติพื้นฐานที่สำคัญของตัวกรองความถี่	5
2.2 สเตทเตอร์ริงเมตริกซ์ (Scattering matrix)	6
2.3 ต้นแบบตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟฟีเชฟ ( Chebyshev Lowpass Prototype )	9
2.4 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป	13
2.5 ทฤษฎีแบบจำลองคาวิตี (Cavity Model) ของไมโครสตริปแผ่นวงกลม	18
2.6 เรโซเนเตอร์	22
2.7 วงจรคัปปลิงเรโซเนเตอร์ ( Coupled Resonator Circuit )	22
2.8 ทฤษฎีของการเชื่อมต่อ	30
2.9 การหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ	31
2.10 การหาค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก	32
2.11 โครงสร้างของฟิลเตอร์แบบต่างๆ	35
2.12 การออกแบบวงจรแบบแถบผ่านขั้นสูง	35
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	
3.1 โครงสร้างตัวกรองความถี่ผ่านจากรีโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม	39
3.2 การคำนวณตัวกรองความถี่ผ่านจากรีโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม	39
3.3 การสร้าง	45
บทที่ 4 ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง	
4.1 โครงสร้างที่จะนำไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า	47
4.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของตัวกรองความถี่จากรีโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม โดยอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave studio version 5) หรือ CST	47
4.3 ผลการวิเคราะห์จากโปรแกรมวิเคราะห์สนามไฟฟ้าของตัวกรองสัญญาณจากรีโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม	51
4.4 สรุปผลการวิเคราะห์	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	
5.1 การทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analyzer)	53
5.2 การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน และอัตราการสูญเสียย้อนกลับ (Insertion Loss And Return Loss )	53
5.3 การทดสอบตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม ในช่วงความถี่ผ่าน 2.11 -2.17 GHz	54
5.4 สรุปผลการทดสอบ	58
5.5 สรุปผลการทดลอง	58
5.6 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการสร้าง	58
5.7 แนวทางการแก้ไข	59
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



# สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างอัตราการลดทอนการส่งผ่าน (Insertion Loss) $L_A$	5
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างอัตราการลดทอนย้อนกลับ (Return loss) $L_R$	6
รูปที่ 2.3 ตัวอย่างผลตอบสนองทางความถี่ $S_{11}(j\omega), S_{12}(j\omega)$	6
รูปที่ 2.4 เน็ตเวิร์คแบบสองพอร์ต (Two – Port Network)	7
รูปที่ 2.5 คุณลักษณะของตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชพชีเชฟ	9
รูปที่ 2.6 โครงสร้างของไมโครสตริป	13
รูปที่ 2.7 การคิดค่า $\tan \delta$	15
รูปที่ 2.8 ไมโครสตริป 2 เส้นที่เดินอยู่ใกล้กัน	16
รูปที่ 2.9 การแบ่งกระแสและแรงดันออกเป็นโหนดคู่และโหนดคี่	16
รูปที่ 2.10 การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหนดคู่และโหนดคี่ของไมโครสตริปที่มี การคัปปลิงระหว่างกัน	17
รูปที่ 2.11 ค่า $Z_c$ และ $Z_o$ ของไมโครสตริป 2 เส้นที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน	18
รูปที่ 2.12 แบบจำลองควาวิตีของไมโครสตริปแผ่นกลม	19
รูปที่ 2.13 รูปร่างของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ ก) เรโซเนเตอร์แบบลัมปี ข) เรโซเนเตอร์แบบกึ่งลัมปี ค) เส้นของเรโซเนเตอร์ที่มีขนาด $\lambda_{g0}/4$ (แบบอนุกรม) ง) เส้นของเรโซเนเตอร์ที่มีขนาด $\lambda_{g0}/4$ (แบบขนาน) จ) เส้นของเรโซเนเตอร์ ที่มีขนาด $\lambda_{g0}/2$ ฉ) เรโซเนเตอร์รูปร่างแหวน ช) เรโซเนเตอร์แผ่นวงกลม ซ) เรโซเนเตอร์แผ่นบางรูปสามเหลี่ยม	22
รูปที่ 2.14 ก) วงจรสมมูลของวงจร $n$ -คัปปลิงเรโซเนเตอร์สำหรับสมการแบบลูป ข) วงจรโครงข่าย 2 ขั้ว	23
รูปที่ 2.15 ก) วงจรสมมูลของวงจร $n$ -คัปปลิงเรโซเนเตอร์ ข) วงจรโครงข่าย 2 ขั้ว	27
รูปที่ 2.16 การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ 2 ตัว ซึ่งมีโครงสร้างแตกต่างกันและความถี่ ที่แตกต่างกัน	31
รูปที่ 2.17 ก) การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสที่มีการเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้า ข) รูปร่างสมมูลที่มีอินเวอร์สแอดมิตแตนซ์ $J = \omega C_m$ ในการเชื่อมต่อ	31
รูปที่ 2.18 ก) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบ tapped-line ข) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบ coupled-line	33
รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลของเรโซเนเตอร์แบบโพลคูล์	33
รูปที่ 2.20 การตอบสนองของแอมพลิจูดที่ความถี่เรโซแนนซ์ของ $S_{21}$	34
รูปที่ 2.21 โครงสร้างของฟิลเตอร์แบบต่างๆ	35
รูปที่ 2.22 ต้นแบบวงจรกรองผ่านต่ำสำหรับการสังเคราะห์วงจรกรอง	38

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.23 โครงสร้างการเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์	38
รูปที่ 3.1 โครงสร้างตัวกรองความถี่ผ่านจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม	39
รูปที่ 3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ารีซีทีวีเรโซเนเตอร์ (a) และความถี่เรโซแนนซ์	41
รูปที่ 3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( $Q_e$ ) กับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับคัปปลิ่งไลน์ (g)	43
รูปที่ 3.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับเรโซเนเตอร์ (s)	44
รูปที่ 3.5 ตัวกรองความถี่ที่ออกแบบได้	45
รูปที่ 3.6 ขนาดของตัวกรองความถี่ที่ออกแบบได้	46
รูปที่ 3.7 ตัวกรองความถี่เมื่อนำมาทำการเชื่อมต่อกับพอร์ททั้ง 2 ข้าง	46
รูปที่ 4.1 การกำหนดหน่วยวัดเป็นมิลลิเมตร	47
รูปที่ 4.2 การกำหนดโครงสร้างของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม	48
รูปที่ 4.3 กำหนดรีซีทีวีของเรโซเนเตอร์รูปครึ่งวงกลม	48
รูปที่ 4.4 กำหนดช่วงกว้างของ coupling line	49
รูปที่ 4.5 กำหนดช่วงความถี่ที่ป้อนให้กับตัวกรองความถี่	49
รูปที่ 4.6 กำหนดช่องทางที่ 1	50
รูปที่ 4.7 กำหนดช่องทางที่ 2	50
รูปที่ 4.8 การวิเคราะห์คุณสมบัติของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม	51
รูปที่ 4.9 กราฟคุณลักษณะอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ( $S_{21}$ )	51
รูปที่ 4.10 กราฟคุณลักษณะการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ )	52
รูปที่ 5.1 การต่ออุปกรณ์การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่านและอัตราการสูญเสียย้อนกลับ	53
รูปที่ 5.2 การทดสอบการวัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับของตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม	54
รูปที่ 5.3 กราฟคุณสมบัติอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ( $L_A$ )	54
รูปที่ 5.4 กราฟคุณสมบัติอัตราการสูญเสียการสะท้อน ( $L_R$ )	55
รูปที่ 5.5 การวัดค่าแบนด์วิธ	55
รูปที่ 5.6 Stop Band Insertion Loss	56
รูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางเฟส	56
รูปที่ 5.8 กราฟคุณสมบัติอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ( $L_A$ )	56

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่

เมื่อ span ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz

รูปที่ 5.9 กราฟคุณสมบัติการสูญเสียย้อนกลับ ( $L_R$ )

เมื่อ span ความถี่ 1 GHz ถึง 8GHz

หน้า

57



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของแบบซัสเตรตแบบต่างๆ	14
ตารางที่ 3.1 Element values for chebyshev filter ที่ $(\epsilon) = 0.2$ dB	40
ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ารีซีมิเรโซเนเตอร์ (a) และ ความถี่เรโซแนนซ์	41
ตารางที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก( $Q_o$ )และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับคัปปลิงไลน์ (g)	42
ตารางที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (K) และ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์เรโซเนเตอร์ (s)	44
ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบผลจากทฤษฎีและการทดสอบตัวกรองสัญญาณย่านความถี่ 2.11-2.17 GHz	58



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและวัตถุประสงค์

ทุกวันนี้ ระบบการสื่อสารโทรคมนาคมของคลื่นไมโครเวฟ จะใช้ตัวกรองความถี่ย่านไมโครเวฟในการเลือกหรือตัดสัญญาณของคลื่นความถี่วิทยุ โดยที่ประเภทของตัวกรองความถี่ที่เราเลือกใช้ขึ้นอยู่กับการใช้งานและความต้องการของเรา ตัวอย่างเช่น อุปกรณ์ในการสื่อสารสมัยใหม่มีความจำเป็นที่จะต้องให้ประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา เพราะฉะนั้นตัวกรองความถี่ไมโครสตริปจึงเหมาะสมในการประยุกต์ใช้งาน

สำหรับการออกแบบตัวกรองความถี่ไมโครสตริป เราจะให้ความสำคัญในการเลือกชนิดของเรโซเนเตอร์ ซึ่งมีมากมายหลายชนิด เช่น เรโซเนเตอร์แบบแผ่นวงกลม (Circular patch) เรโซเนเตอร์แบบเปิดรูป (Open-loop) และเรโซเนเตอร์แบบรูปตัวยู (Hairpin) เป็นต้น โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เรโซเนเตอร์แบบแผ่นวงกลมจะสามารถประยุกต์ใช้งานได้หลายอย่าง เนื่องจากมีค่าคิวแฟคเตอร์ (Q-factor) สูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบธรรมดา นอกจากนั้น ตัวกรองความถี่ที่มีประสิทธิภาพสูง ขึ้นอยู่กับจำนวนของเรโซเนเตอร์ด้วย เรโซเนเตอร์แบบแผ่นวงกลมธรรมดาให้ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิง (Coupling) ที่ไม่ดี ซึ่งมีผลทำให้เกิดช่องว่างขนาดเล็กกระหว่างเรโซเนเตอร์ นอกจากนั้น โครงสร้างจะมีความซับซ้อนมากและต้องใช้เทคโนโลยีขั้นสูงในการสร้างตัวกรองความถี่ ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมโดยจะพิจารณาค่าคุณลักษณะของไมโครเวฟแบนด์พาสฟิลต์เตอร์(Band Pass Filter)ให้เหมาะสมแก่การออกแบบโครงสร้างการคัปปลิงของเรโซเนเตอร์ในการออกแบบแบนด์พาสฟิลต์เตอร์ (Band Pass Filter) มีข้อจำกัดในการอธิบาย เพราะตัวกรองความถี่จะถูกสร้างมาจากวัสดุหลายชนิดรวมกัน ดังนั้นต้องมีการวัดผลค่าคุณลักษณะแต่ละชนิดจึงจะสามารถอธิบายในข้อจำกัดเหล่านั้นได้

### 1.2 ความเป็นมาของระบบ UMTS (Universal Mobile Telecommunication System)

เครือข่ายในยุค 3G นี้จะเป็นเครือข่ายที่ Upgrade มาจากเครือข่ายในยุค 2.5G อย่างเครือข่าย GPRS และเครือข่ายในยุค 2.75G อย่างเครือข่าย EDGE โดยปัจจุบันนี้ผู้ให้บริการเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในบ้านเรากำลังดำเนินการศึกษาและเตรียมที่จะวางระบบเพื่อสนับสนุนการทำงานของเครือข่าย UMTS กันอยู่ ซึ่งคิดว่าไม่นานคงมีโอกาสได้ใช้งานเครือข่าย UMTS กันอย่างแน่นอน ก่อนอื่นมาทำความรู้จักกับพัฒนาการของบนเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่กันก่อนว่ามีอะไรบ้าง

นับตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน เครือข่ายโทรศัพท์ที่ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องจากยุคแรก (1G) ที่ให้บริการในระบบอนาล็อกจนมาถึงยุคปัจจุบันซึ่งให้บริการในระบบดิจิทัล (2G-2.75G) และกำลังก้าวเข้าสู่ยุค 3G ซึ่งเน้นในเรื่องของการให้บริการด้านมัลติมีเดีย โดยสามารถที่จะพิจารณาพัฒนาการ

ไม่ว่าใครคนใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลเบื้องหลังและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของแต่ละยุคได้ดังนี้

### 1.2.1ยุค1G

เป็นยุคแรกของการพัฒนาเครือข่ายแบบเซลลูลาร์ การรับส่งสัญญาณนั้นใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณ อนุภาคเข้าช่องสื่อสารโดยวิธีนี้มีข้อจำกัดอยู่ที่จำนวนสัญญาณ เพราะว่ามีจำนวนช่องสัญญาณที่น้อย ทำให้ติดขัดในเรื่องของการขยายจำนวนหมายเลขได้ในอนาคต ดังนั้นต่อมาจึงได้มีการพัฒนาระบบดิจิทัลขึ้น โดยมีการเข้าช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลาเพื่อแก้ไขปัญหาการมีช่องสัญญาณที่จำกัด

### 1.2.2ยุค2G

เป็นยุคที่สอง ที่มีการพัฒนาต่อมาจากยุคแรกด้วยการเข้ารหัสสัญญาณเสียงและบีบอัดสัญญาณเสียงในรูปแบบดิจิทัลให้มีขนาดข้อมูลที่น้อยลงเหลือเพียง 9 Kbit/Sec ต่อช่องสัญญาณ ซึ่งการติดต่อบริการระหว่างโทรศัพท์ของผู้ใช้กับสถานีฐานนั้น จะใช้วิธี FDMA (Frequency Division Multiple Accrss) คือการนำความถี่ที่ได้จากวิธีการ FDMA มาแบ่งเป็นช่องสัญญาณตามแต่ละช่วงเวลา และแบ่งกันใช้ ซึ่งระบบที่ใช้วิธีนี้คือระบบ GSM (Global System for Mobile Communication) ที่เรารู้จักกันนั่นเอง และยุค 2G นี้ยังมีอีกระบบที่ใช้กันคือระบบ CDMA (Code Division Multiple Accrss) ซึ่งเป็นการแบ่งการเข้าถึงตามการเข้ารหัสและการถอดรหัสโดยมีการใส่AddressเหมือนIP

### 1.2.3ยุค2.5G

เป็นยุคที่มีการเน้นเรื่องของการรับส่งข้อมูลผ่านทางเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องจากว่าระบบในยุค 2G นั้นไม่สามารถให้บริการในเรื่องการรับ-ส่งข้อมูลได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะว่าระบบไม่ได้ถูกออกแบบมาให้สนับสนุนในเรื่องดังกล่าวโดยเฉพาะ ดังนั้นเครือข่ายในยุค 2.5G จึงถูกพัฒนาขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลของลูกค้า โดยมีการ Upgrade จากเครือข่ายยุค 2G เดิม ซึ่งเครือข่ายในยุค 2.5G นี้ก็คือ เครือข่าย CDMA 2000 1X, เครือข่าย GPRS (General Packet Radio Service) และ Upgrade เพิ่มเติมกลายเป็นเครือข่าย EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution) ซึ่งเป็นเครือข่ายในยุค 2.5G และยุค 2.75G นี้จะใช้การรับส่งข้อมูลเป็น Packet

### 1.2.4ยุค3G

เป็นเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อตอบสนองความต้องการด้านการรับส่งข้อมูลที่มากขึ้นของลูกค้า ซึ่งถึงแม้ว่าเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุค 2.5G จะสามารถให้บริการแก่ลูกค้าในเรื่องการรับส่งข้อมูลแล้วนั้น แต่ยังมีข้อจำกัดในเรื่องความเร็วในการรับส่งข้อมูล ดังนั้นระบบ 3G จึงได้ถูกออกแบบมาเพื่อให้สามารถตอบสนองความต้องการของลูกค้าในเรื่องการรับ-ส่งข้อมูลที่หลากหลายขึ้น และรวดเร็วขึ้น และด้วยความสามารถของเครือข่ายในยุค 3G นี้เอง ทำให้การใช้บริการด้านเสียง (Voice Call) นั้นสามารถใช้งานได้บนเครือข่ายของการรับส่งข้อมูล (Data Call) ซึ่งเรียกการทำงาน ลักษณะดังกล่าวว่า VOP (Voice Over Packet) โดยเครือข่ายในยุค 3G นี้ประกอบด้วย เครือข่าย W-CDMA (Wideband CDMA), เครือข่าย CDMA2000 1x EV-DO และ เครือข่าย CDMA2000 1x EV-DV UMTS เป็นเครือข่ายในยุค 3G ที่มีพัฒนาการมาจากเครือข่าย GSM, GPRS และ EDGE ซึ่งหลาย ๆ ครั้ง

อาจเรียกได้ว่าเป็นเครือข่าย W-CDMA โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อตอบสนองความต้องการใช้งานด้านการรับ-ส่งข้อมูลของลูกค้า เครือข่าย UMTS นั้นจะมีความเร็วในการรับส่งข้อมูลสูงถึง 2 Mbit/sec ซึ่งมีไม่วางกรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วในการรับ-ส่งข้อมูลที่มากกว่าเครือข่าย EDGE ที่ให้บริการในปัจจุบันถึง 4 เท่า ด้วยเหตุนี้เอง เครือข่าย UMTS จึงเป็นเครือข่ายที่ผู้ให้บริการทั้งหลายต่างคาดหวังว่าจะมาช่วยตอบสนองความต้องการ ด้านการใช้ข้อมูลของลูกค้ารวมทั้งสร้างรายได้ให้แก่บริษัทเป็นจำนวนมาก มาตรฐานของ UMTS ในปัจจุบันนั้นมีการเผยแพร่ออกมาแล้ว 4 มาตรฐานด้วยกัน โดยหน่วยงาน 3GPP (3G Partnership Project) รับผิดชอบในการออกแบบมาตรฐานต่างๆซึ่งประกอบไปด้วย

#### Release99

เป็นมาตรฐานใช้งานที่เพิ่มเติมจากเครือข่าย GPRS และ EDGE โดยจะมีการเพิ่มเติมอุปกรณ์ในส่วนของ BSS (Base Station Subsystem) ซึ่งเป็นส่วนที่ดูแลการติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้บริการกับเครือข่ายของผู้ให้บริการ โดยกลุ่มของอุปกรณ์ที่เพิ่มเติมขึ้นมานั้นมีชื่อเรียกว่า

UTRAN(UMTS Terrestrial Radio Access Network)

#### Release4

เป็นมาตรฐานที่เพิ่มเติมในส่วนของ Core-Network โดยจะมีการนำเครือข่ายแบบ ATM (Asynchronous Transfer Mode) และ IP ซึ่งเป็นการรับ-ส่งข้อมูลแบบเป็น Packet เข้ามาใช้งานแทนเครือข่ายแบบ Circuit Switched ที่ใช้งานอยู่ในเครือข่าย GSM ในปัจจุบัน

#### Release5

เป็นมาตรฐานที่เพิ่มเติมในส่วนของ IMS (IP Multimedia Service) โดยการทำงานของ IMS จะช่วยให้การใช้งานแบบ Multimedia ในลักษณะของ Person to Person มีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น

#### Release6

เป็นมาตรฐานที่ไม่ได้มีการเปลี่ยนแปลงระบบมากนัก เพียงแต่เพิ่มความสามารถในการทำงานของการจดจำคำพูด (Speech Recognition), Wi-Fi / UMTS inter-working (การสื่อสารระหว่างเครือข่าย Wireless LAN กับเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่)

### 1.3 เนื้อหาของปริญญาานิพนธ์

บทที่ 1 ความเป็นมาและวัตถุประสงค์ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์

บทที่ 2 อธิบายทฤษฎีและหลักการของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ วิธีการคำนวณหาคุณลักษณะต่างๆของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ เช่น สัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ตัวประกอบคุณภาพภายนอกของอินพุทและเอาต์พุทของเรโซเนเตอร์ เป็นต้น

บทที่ 3 เป็นการออกแบบคำนวณโครงสร้างของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม ซึ่งอาศัยทฤษฎีที่ได้จาก บทที่ 2 ออกแบบโครงสร้างต่างๆเช่น ความยาว ความกว้าง ความหนาของวัสดุฐานรอง เป็นต้น และอธิบายถึงวิธีการสร้างของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

บทที่ 4 แสดงผลที่ได้จากการวิเคราะห์ และผลการวิเคราะห์คุณลักษณะของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมโดยอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า (CST STUDIO SUITE 2006) ซึ่ง

เป็นกระบวนการที่สำคัญในการวิเคราะห์ และออกแบบไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมให้ได้ตามต้องการ เป็นขั้นตอนการทดลอง แสดงผลที่ได้จากการทดสอบและเปรียบเทียบผลที่ได้ไปใช้

จากการวิเคราะห์

บทที่ 5 สรุปผลคุณลักษณะทั้งหมดของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์แบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม ตลอดจน  
วิเคราะห์และเสนอแนวทางการพัฒนา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

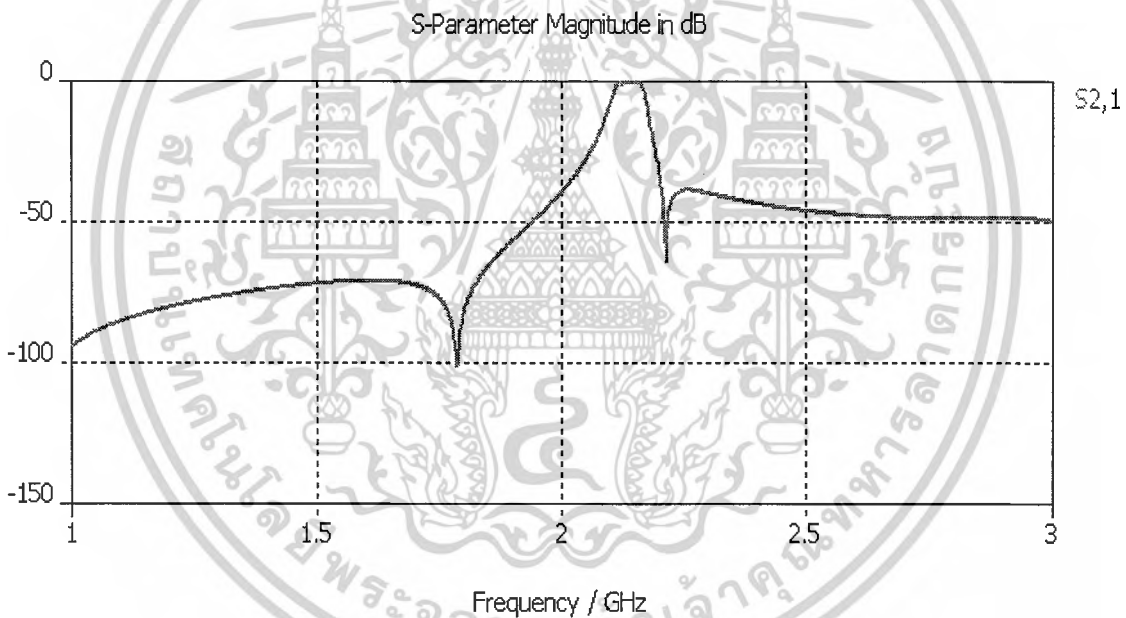
## บทที่ 2

### ทฤษฎีหรือหลักการ

#### 2.1 คุณลักษณะพื้นฐานที่สำคัญของตัวกรองความถี่

##### 2.1.1 อัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ( Insertion Loss ) $L_A$

ค่าการสูญเสียการส่งผ่าน (Insertion loss) นี้ได้มาจากตัวแปร  $S_{12}(j\omega)$  (Transfer Function ) ของระบบ ใช้ตัวย่อว่า  $L_A = -20\text{Log}_{10}|S_{12}(j\omega)|$  dB การสูญเสียการส่งผ่านนี้ จะเป็นการวัดค่าการสูญเสียการส่งผ่านของระบบซึ่งอยู่ในฟังก์ชันของความถี่หรือผลตอบสนองทางความถี่นั่นเอง(Frequency-Response) จะได้  $L_A = 0$  dB ซึ่งจะทำให้การส่งผ่านนั้นส่งผ่านได้สมบูรณ์ดังรูปตัวอย่างที่ 2.1



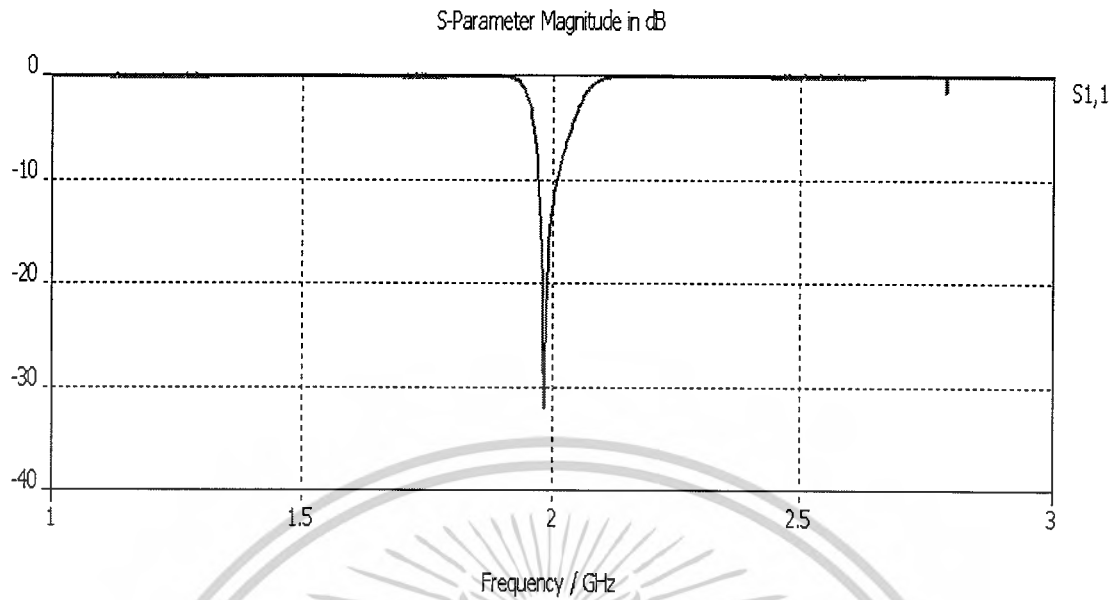
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน (Insertion Loss)  $L_A$

##### 2.1.2 อัตราการสูญเสียย้อนกลับ ( Return Loss ) $L_R$

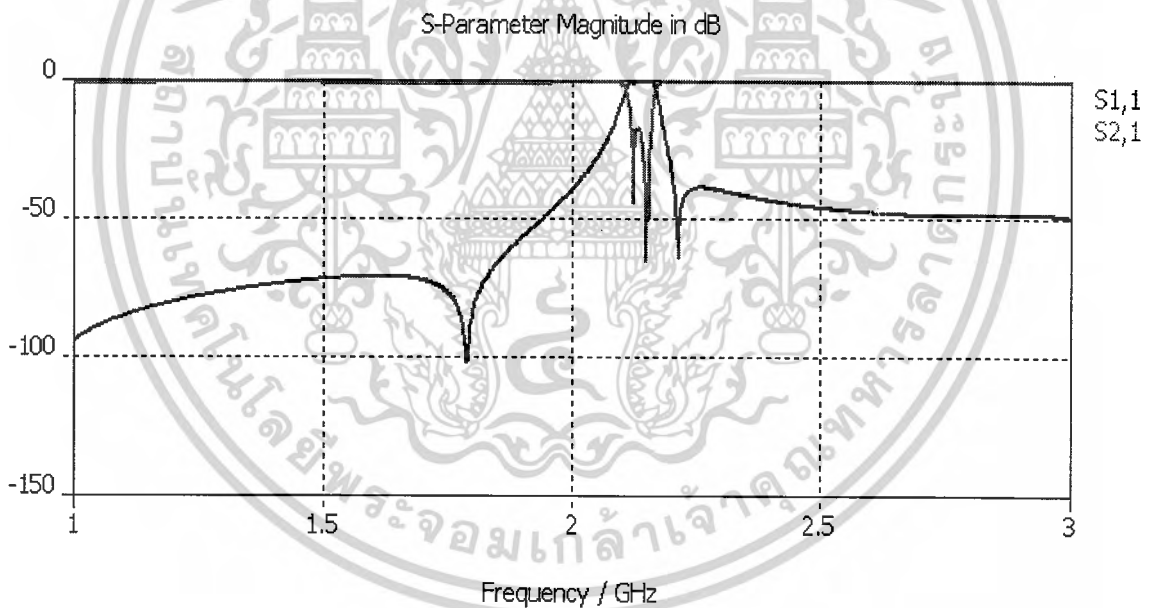
ค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) นี้ได้มาจากตัวแปร  $S_{11}(j\omega)$  จะเป็นการวัดค่าการสูญเสียของสัญญาณสะท้อนใช้ตัวย่อว่า  $L_R = -20\text{Log}_{10}|S_{11}(j\omega)|$  จะบอกถึงการแมตช์ (Match) ของระบบการแมตช์ของระบบที่สมบูรณ์เราจะได้  $L_R = \infty$  แต่ในความเป็นจริงไม่สามารถทำได้แต่ค่าที่ยอมรับได้

คือ  $L_R$  ควรจะอยู่ที่ 10 หรือ 15 dB ขึ้นไปแล้วแต่การใช้งาน ดังแสดงในรูปตัวอย่างที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างอัตราการใช้ย้อนกลับ (Return loss)  $L_R$



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างผลตอบสนองทางความถี่  $S_{11}(j\omega), S_{12}(j\omega)$

## 2.2 สกเทตอริงเมตริกซ์ (Scattering matrix)

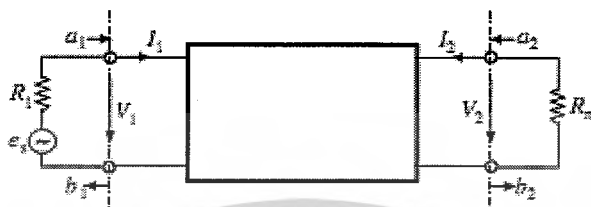
พิจารณาโครงข่าย 2 ขั้ว (Two – Port Network) เราสามารถอธิบายให้อยู่ในรูปของสกเทตอริงเมตริกซ์ (Scattering Matrix) พิจารณาจากอิมพีแดนซ์เมตริกซ์

$$[V] = [Z][I] \quad (2.1)$$

เมื่อเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [V] + [I] \quad (2.2)$$

$$[b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = [V] - [I] \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.4 เน็ตเวิร์คแบบสองพอร์ท (Two – Port Network)

และให้

$$[b] = [S][a] \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.2) จะได้

$$[V] = [a] + [b] \quad (2.5)$$

$$[I] = [a] - [b] \quad (2.6)$$

จากความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์เมตริกซ์

$$[V] = [Z][I] \quad (2.7)$$

เมื่อ

$$[a] + [b] = [Z][a] + [Z][b] \quad (2.8)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.4) ลงในสมการที่ (2.8)

$$(1 + [S])[a] = [Z](1 - [S])[a] \quad (2.9)$$

และ

$$Z = \frac{1 + [S]}{1 - [S]} \quad (2.10)$$

เมื่อต่อโหลดที่ 1 โอห์มและค่าความต้านทานที่ตัวกำเนิดที่ 1 โอห์มดังรูปที่ 2.4

$$V_1 = [a_1] + [b_1] \quad (2.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_2 = [a_2] + [b_2] \quad (2.12)$$

$$I_1 = [a_1] - [b_1] \quad (2.13)$$

$$I_2 = [a_2] - [b_2] \quad (2.14)$$

จากรูปที่ 2.4

$$V_2 = -I_2 \quad (2.15)$$

จากอัตราขยายกำลังจากการวิเคราะห์ห้วงจรดังรูปที่ (2.4)

$$G(j\omega) = 4 \frac{|I_2|^2}{|E|^2} \quad (2.16)$$

$$E = I_1 + V_1 = 2a_1 \quad (2.17)$$

$$I_2 = -b_2 \quad (2.18)$$

เพราะฉะนั้น

$$G(j\omega) = \frac{|b_2|^2}{|a_1|^2} \quad (2.19)$$

จากสมการเทอริงเมตริกซ์  $S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$  และเป็นรีซิโปรคัลเน็ตเวิร์ก (Reciprocal - Network) เราจะได้

$$S_{11}(j\omega) = S_{12}(j\omega)$$

$$G(j\omega) = [S_{21}(j\omega)]^2 \quad (2.20)$$

$$G(j\omega) = [S_{12}(j\omega)]^2 \quad (2.21)$$

จากสมการที่ได้จะเห็นว่าอัตราขยายกำลังจะขึ้นอยู่กับค่า  $S_{12}(j\omega)$  ซึ่งก็คือฟังก์ชันการส่งผ่านของระบบ (Transfer Function) ในโครงข่ายที่ไม่มีการขยายแอมป์นิจูดจะสูงสุดที่ 0 dB ส่วนมากจะเขียนอยู่ในรูป

$$L_A = -20 \text{Log} |S_{12}(j\omega)| \text{ dB} \quad (2.22)$$

$L_A$  การสูญเสียการส่งผ่าน (Insertion Loss)

ส่วนค่า  $S_{11}(j\omega)$  คือค่าการสูญเสียย้อนกลับ (Return Loss) นี้ได้มาจากตัวแปร  $S_{11}(j\omega)$  จะเป็นการวัดค่าการลดทอนของสัญญาณสะท้อนใช้ตัวย่อว่า

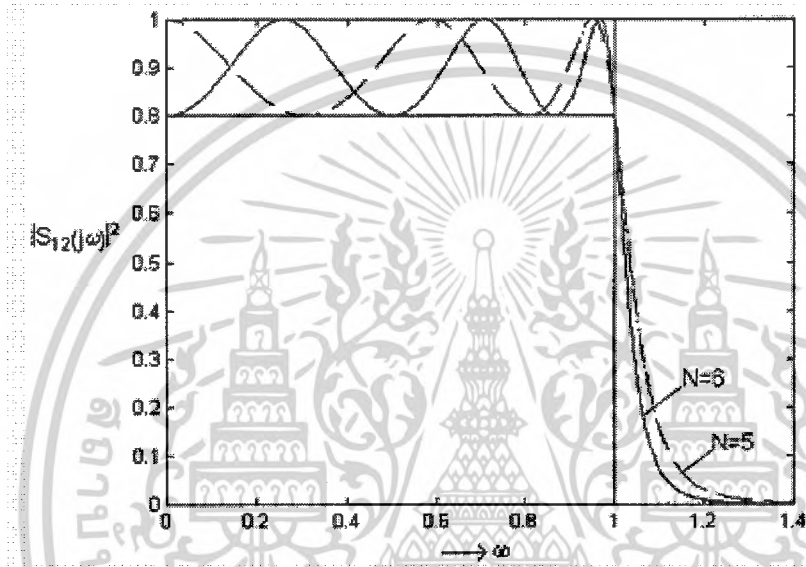
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ผู้ใช้ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_R = -20 \text{Log} |S_{11}(j\omega)| \text{ dB} \quad (2.23)$$

จะบอกถึงการแมทช์ (Match) ของระบบการแมทช์ของระบบที่สมบูรณ์เราจะได้  $L_R = \infty$  แต่ในความเป็นจริงไม่สามารถทำได้แต่ค่าที่ยอมรับได้คือ  $L_R$  ควรจะอยู่ที่ 15 หรือ 20 dB ขึ้นไปแล้วแต่การใช้งาน

### 2.3 ต้นแบบตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟฟีเชฟ (Chebyshev Lowpass Prototype)

คุณสมบัติของตัวกรองแบบเชฟฟีเชฟมีรูปแบบที่เป็นมาตรฐาน คือมีความถี่ตัดที่ 3 dB และ  $\omega = \pm 1$  ในช่วงความถี่ผ่าน จะมีริปลเปิด (Ripple) เขียนแทนด้วยฟังก์ชัน  $T_N(\omega)$  และ ริปลเปิดในช่วงความถี่ผ่านจะถูกควบคุมด้วยค่า  $\epsilon$



รูปที่ 2.5 คุณลักษณะของตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟฟีเชฟ

สมการในการวิเคราะห์ตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชฟฟีเชฟ

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_N^2(\omega)} \quad (2.24)$$

และ

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

$$T_N(\omega) = \cosh[N \cosh^{-1}(\omega)] \quad |\omega| > 1 \quad (2.26)$$

ค่าสัมประสิทธิ์ของเชฟฟีเชฟในการประมาณค่าฟังก์ชัน

$$T_N(\omega) = 2\omega T_{N-1}(\omega) - T_{N-2}(\omega) \quad N \geq 2 \quad (2.27)$$

ค่าเริ่มต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ  $T_0(\omega) = 1$  ในงานเพื่อ  $T_1(\omega) = \omega$  นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.28) ค่า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ค่าสัมประสิทธิ์ของเซพทีเซฟในการประมาณค่าฟังก์ชัน

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

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

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

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

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

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

หรือใช้สูตรการประมาณ อันดับ N ของเซพทีเซฟ

$$N \geq \frac{L_A + L_R + 6}{20 \log_{10} \left[ S + (S^2 - 1)^{1/2} \right]} \quad (2.29)$$

เพราะฉะนั้นค่าการลดทอนของการส่งผ่านคือ

$$L_A = 10 \log \left[ \frac{1}{|S_{12}(j\omega)|^2} \right] \quad (\text{dB}) \quad (2.30)$$

เพราะฉะนั้นอัตราการลดทอนของการส่งผ่านหาได้จากค่า  $T_N(\omega)$  และค่า  $\varepsilon$

$$L_A = 10 \log \left[ 1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega) \right] \quad (\text{dB}) \quad (2.31)$$

กำหนดค่าอัตราการลดทอนย้อนกลับ แล้วสามารถหาค่า  $\varepsilon$  ได้ดังสมการที่ (2.32)

$$L_R = 10 \log \left( \frac{1}{|S_{11}|^2} \right) \quad (\text{dB}) \quad (2.32)$$

จากที่  $T_N^2(\omega) = 1$

$$|S_{12}|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2} \quad (2.33)$$

$$|S_{12}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 \quad (2.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|S_{11}|^2 = \frac{\varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} \quad (2.35)$$

$$L_R = 10 \log \left( 1 + \frac{1}{\varepsilon^2} \right) \quad (\text{dB}) \quad (2.36)$$

$$\varepsilon = \left( 10^{\frac{L_R}{10}} - 1 \right)^{-1/2} \quad (2.37)$$

$\varepsilon$  คือค่าที่มีความสัมพันธ์กับค่าการกระเพื่อมที่ช่วงความถี่ผ่านประมาณเป็นค่าการกระเพื่อมที่ช่วงความถี่ผ่านสมการในการวิเคราะห์ตัวกรองความถี่ต่ำแบบเชพชีเชฟ

$$|S_{12}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega)} \quad (2.38)$$

จะเกิดโพลขึ้นที่

$$T_N^2(\omega) = -1 / \varepsilon^2 \quad (2.39)$$

และฟังก์ชันการกระเพื่อมที่ช่วงความถี่ผ่าน

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

(2.41)

กำหนดตัวแปรใหม่เพื่อใช้แก้สมการ

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

หรือ

$$\frac{1}{\varepsilon} = \sinh [ N \sinh^{-1}(\eta) ] \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.41) และ สมการที่ (2.43)

$$\cos^2 [ N \cos^{-1}(\omega) ] = -\sinh^2 [ N \sinh^{-1}(\eta) ] = \sin^2 [ N \sin^{-1}(j\eta) ] \quad (2.44)$$

พิจารณา

$$\cos^{-1}(\omega) = \sin^{-1}(j\eta) + \theta_r \quad (2.45)$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้  $\theta_r = \frac{(2r-1)\pi}{2N}$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.46) การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_r = -j \cos[\sin^{-1}(j\omega) + \theta_r] = -\eta \sin(\theta_r) - j(1 - \eta^2)^{1/2} \cos(\theta_r) \quad (2.47)$$

โพลทางด้านซ้ายมือจะเกิดขึ้นเมื่อ  $\sin(\theta_r)$  เป็นบวกเพราะฉะนั้น

$$S_{12}(p) = \prod_{r=1}^N \left\{ \frac{[\eta^2 + \sin^2(r\pi/N)]^{1/2}}{p + j[\sin^{-1}(j\omega) + \theta_r]} \right\} \quad (2.48)$$

จาก  $|S_{11}(j\omega)|^2 = 1 - |S_{12}(j\omega)|^2$  (2.49)

$$|S_{11}(j\omega)|^2 = \frac{\varepsilon^2 T_N^2(\omega)}{1 + \varepsilon^2 T_N^2(\omega)} \quad (2.50)$$

เพราะฉะนั้นซีโร่จะเกิดขึ้นเมื่อ

$$\cos[N \cos^{-1}(\omega)] = 0 \quad (2.51)$$

จะได้

$$P_r = -j \cos(\theta_r) \quad (2.52)$$

$$S_{11}(p) = \prod_{r=1}^N \left\{ \frac{p + j \cos(\theta_r)}{p + j \cos[\sin^{-1}(j\eta) + \theta_r]} \right\} \quad (2.53)$$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ผ่านจะใช้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งวงจรกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชพเพิเซฟหาได้จาก

$$g_0 = 1 \quad (2.54)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \quad (2.55)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \quad (2.56)$$

เมื่อ

$$i = 2, 3, \dots, n$$

$$g_{n+1} = 1.0 \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคี่} \quad (2.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{n+1} = \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \quad \text{เมื่อ } n \text{ เป็นเลขคู่} \quad (2.58)$$

เมื่อ

$$\beta = \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \quad (2.59)$$

และ

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (2.60)$$

โดยที่

$$L_{Ar} = -10 \log(1 - 10^{0.1L_R}) \text{ dB} \quad (2.61)$$

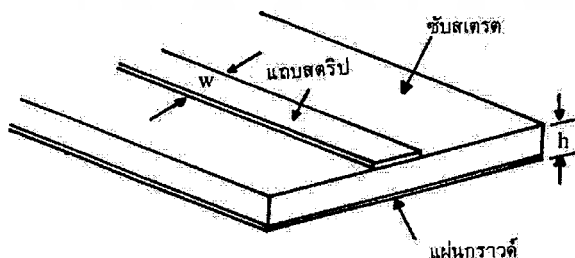
$$\varepsilon = \left(10^{\frac{L_R}{10}} - 1\right)^{-1/2} \quad (2.62)$$

โดยที่  $\varepsilon$  เท่ากับระดับการกระเพื่อมของสัญญาณในช่วงแถบความถี่ผ่าน

## 2.4 โครงสร้างและคุณสมบัติของไมโครสตริป

### 2.4.1 โครงสร้างของไมโครสตริป

ไมโครสตริปที่ใช้งานอยู่โดยทั่วไปนั้นจะมีโครงสร้างดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 กล่าวคือจะมีรูปร่างเป็นสตริปหรือแถบโลหะแคบๆ อยู่บนฉาบสเตรต (substrate) ซึ่งเป็นสารไดอิเล็กตริก และด้านล่างของฉาบ-สเตรตเป็นผิวโลหะ พลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะส่งผ่านอยู่ในฉาบสเตรตบริเวณที่อยู่ระหว่างแถบโลหะแคบๆ กับผิวโลหะด้านล่าง ความหนาของฉาบสเตรตนั้นจะประมาณ 2 mm หรือต่ำกว่ามา ความกว้างของสตริปนั้นจะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.6 โครงสร้างของไมโครสตริป  
ใช้ในงานที่ปรึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

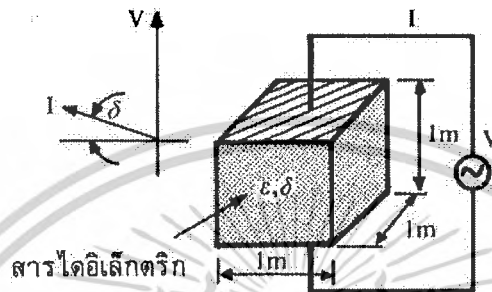
สำหรับความหนาของตัวสตริปเองนั้นจะมีค่าประมาณ  $5\ \mu\text{m}$  หรือ  $10\ \mu\text{m}$  ขึ้นอยู่กับการใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง หรือแบบฟิล์มหนาในการสร้างสตริปนั้น สำหรับชั้นสเตรตนั้นที่ใช้งานกันอยู่ทั่วไปจะมีอยู่หลายชนิดด้วยกัน ตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างของชั้นสเตรตชนิดต่างๆ และคุณสมบัติที่สำคัญของชั้นสเตรตซึ่งได้แก่ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์ ค่า  $\tan \delta$  ที่ความถี่  $10\ \text{GHz}$

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของแบบชั้นสเตรตแบบต่างๆ

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

การนำความร้อน (thermal conductivity) ความขรุขระของผิว และความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้า (dielectric strength) ความหมายของคุณสมบัติที่กล่าวมาจะเป็นดังนี้คือ ค่าคงตัวไดอิเล็กตริกสัมพัทธ์จะเอกลำร่นเป็นเอกลำร่นที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญตให้หน้าไปเซบระเขียนต้นการคำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บ่งบอกคุณสมบัติของการเป็นสารไดอิเล็กตริกโดยเทียบกับอากาศว่าง ค่านี้จะส่งผลให้อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปเปลี่ยนแปลงค่า  $\tan \delta$  นั่นคือค่าที่แสดงอัตราส่วนระหว่างกระแสการนำกับกระแสดิสเพลซเมนต์ เมื่อนำสารไดอิเล็กตริกนั้นไปคั่นระหว่างแผ่นโลหะคู่หนึ่งซึ่งทำหน้าที่เป็นคาปาซิเตอร์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 เมื่อเขียน  $\epsilon = \epsilon' - j\sigma/\omega$  ค่า  $\tan \delta$  ก็จะเท่ากับ  $\sigma/\omega\epsilon'$  ซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นมีการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสเล็กน้อยเพียงใด โดยที่ยิ่งต่ำก็ยิ่งดี



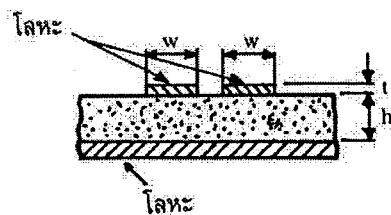
รูปที่ 2.7 การคิดค่า  $\tan \delta$

ค่าคงตัวของการนำความร้อนนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสารไดอิเล็กตริกนั้นจะมีความสามารถในการระบายความร้อนได้ดีมากน้อยเพียงใด ค่านี้ยิ่งสูงก็ยิ่งดี ความขรุขระของผิวมันจึงมีความสำคัญมากเช่นเดียวกัน เพราะถ้าผิวขรุขระเกินไปก็จะทำให้การใช้เทคโนโลยีแบบฟิล์มบางทำได้ลำบาก นอกจากนี้ก็จะมีผลกระทบต่อ การส่งผ่านของคลื่นไปตามไมโครสตริปด้วย เพราะฉะนั้นความขรุขระน้อยจะดีกว่าสำหรับความสามารถในการทนต่อแรงดันไฟฟ้านั้นจะบ่งถึงความสามารถในการรับกำลังคลื่นด้วย ดังนั้นค่าสูงจะดีกว่าค่าต่ำเมื่อพิจารณาคุณสมบัติของวัสดุแบบต่างๆ จะเห็นได้ว่า วัสดุแบบอลูมินามีคุณสมบัติในหลายๆ ข้อถึงแม้จะมีความขรุขระไม่ต่ำมากนัก ดังนั้นอะลูมินาจึงเป็นวัสดุที่นิยมใช้กันมาก สำหรับ GaAs นั้นจะใช้ในกรณีที่ทำวงจรรวมของไมโครเวฟเป็นหลัก เนื่องจาก GaAs เป็นวัสดุที่ใช้งานชิ้นส่วนแอกติฟสารกึ่งตัวนำแบบต่างๆ ในย่านไมโครเวฟได้ดี

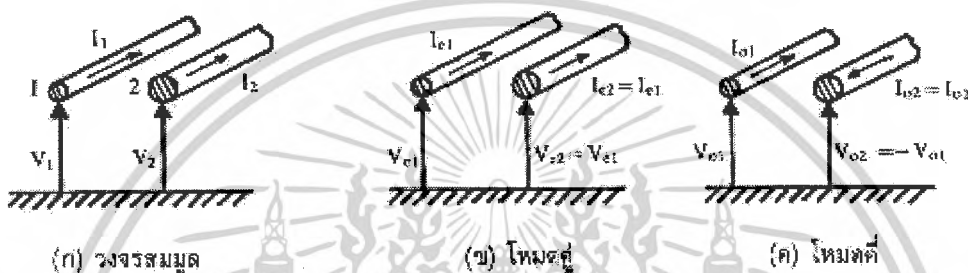
#### 2.4.2 การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปที่อยู่ใกล้กัน

ไมโครสตริปเป็นสายนำสัญญาณที่ไม่ได้มีการปิดล้อมคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าให้อยู่ภายในบริเวณจำกัด ดังนั้นถ้าไมโครสตริปเดินอยู่ใกล้กันในแนวขนานกันก็จะเกิดการคัปปลิงระหว่างสายได้ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์การคัปปลิงระหว่างไมโครสตริปและการนำผลการคัปปลิงนี้ไปใช้ในการสร้างฟิลเตอร์แบบไมโครสตริป

ถ้าเราเดินไมโครสตริปให้อยู่ใกล้กันดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.8 เมื่อเราป้อนกำลังคลื่นให้กับสายใดสายหนึ่งกำลังคลื่นนั้นจะสามารถคัปปลิงเข้าสู่อีกสายหนึ่งได้ การอธิบายกลไกที่เกิดการคัปปลิงนั้นจะทำให้โดยพิจารณาดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นการที่มีไมโครสตริป 2 สายเดินอยู่เหนือแผ่นกราวด์นั้นกระแสและแอกแรงดันของไมโครสตริปทั้งสองเมื่อเทียบกับแผ่นกราวด์โดยทั่วไปจะไม่สมมาตรกันไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ไมโครสตริป 2 เส้นที่เดินอยู่ใกล้กัน



รูปที่ 2.9 การแบ่งกระแสและแรงดันออกเป็นโหมดคู่และโหมดคี่

สมมูลไว้ในรูปที่ 2.9(ก) ในสภาพเช่นนี้การวิเคราะห์การทำงานของวงจรมีโดยแบ่งกระแสและแรงดันเป็นโหมดคู่ และโหมดคี่ดังที่แสดงไว้ในรูป 2.9(ข) และรูป 2.9(ค) จะมีความสะดวกมากโหมดคู่หมายถึงโหมดที่มีกระแสไหลไปในทิศเดียวกันและมีแรงดันเทียบกับแผ่นกราวด์ที่มีค่าเท่ากันและมีทิศเดียวกัน สำหรับโหมดคี่ก็จะมีกระแสไหลในทิศตรงข้าม ในขณะเดียวกันแรงดันก็จะมีทิศตรงข้ามด้วย เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.9 เนื่องจากผลบวกของกระแส และแรงดันของรูป 2.9(ข) และรูป 2.9(ค) จะต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในรูป 2.9(ก) ดังนั้นเราจะสามารถสร้างสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันต่างๆ ได้ดังสมการที่ (2.63) , (2.64) , (2.65) และ (2.66)

$$V_1 = V_{e1} + V_{o1} \tag{2.63}$$

$$V_2 = V_{e2} + V_{o2} \tag{2.64}$$

$$I_1 = I_{e1} + I_{o1} \tag{2.65}$$

$$I_2 = I_{e2} + I_{o2} \tag{2.66}$$

เมื่อแก้สมการชุดข้างบนนี้จะสามารถเขียนแรงดันและกระแสโหมดคู่และโหมดคี่ของ  $V_1, V_2, I_1$  และ  $I_2$

ได้ดังสมการที่ (2.67) , (2.68) , (2.69) และ (2.70)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกวีเชิง 2 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o1} = -V_{o2} = \frac{V_1 - V_2}{2} \tag{2.68}$$

$$I_{e1} = I_{e2} = \frac{I_1 + I_2}{2} \tag{2.69}$$

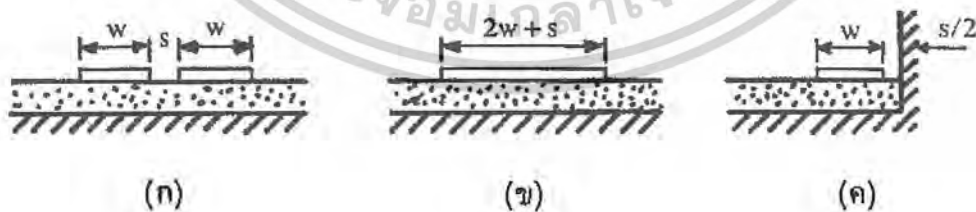
$$I_{o1} = -I_{o2} = \frac{I_1 - I_2}{2} \tag{2.70}$$

จากผลที่ได้นี้จะทำให้สามารถหาค่าแรงดันไฟฟ้าของแต่ละโหมคได้ ในขณะเดียวกัน ถ้ารู้ค่ากระแสรวมคือ  $I_1$  และ  $I_2$  ก็จะสามารถหาค่ากระแสของแต่ละโหมคได้ในกรณีที่สายที่สองมีขนาดสม่ำเสมอและยาวเป็นอนันต์ เมื่อเราป้อนแรงดัน  $V_1, V_2$  ให้แก่สายทั้งสอง และทำให้เกิดกระแส  $I_1$  และ  $I_2$  ไหลจากจุดสมการ (2.67) ข้างบนเราจะนิยามอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของ โหมคคู่และ โหมคเดี่ยวดังสมการที่ (2.71) และ (2.72)

$$Z_e = \frac{V_{e1}}{I_{e1}} \tag{2.71}$$

$$Z_o = \frac{V_{o1}}{I_{o1}} \tag{2.72}$$

การนิยามอิมพีแดนซ์ในลักษณะที่กล่าวมานี้จะมีประโยชน์ในการวิเคราะห์วงจรที่มีการคัปปลิงต่อไปในภายหลัง สำหรับการหาค่า  $Z_e$  และ  $Z_o$  นั้นในกรณีที่ความกว้างของไมโครสตริปมีขนาดเท่ากันและวางห่างกัน  $s$  ตามรูปที่ 2.10 (ก.) เราจะพิจารณาหาค่า  $Z_e$  ได้โดยคร่าวๆว่ามีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป 2.10 (ข) ซึ่งกว้าง  $2w + s$  ค่านี้จะใกล้เคียงกับค่าที่เป็นจริงมากขึ้นเมื่อ  $s$  แตะกว่า  $w$  มากขึ้น ในขณะเดียวกันถ้าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของโหมคเดี่ยวจะมีค่าใกล้เคียงกับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปตามรูป 2.10(ค) การหาค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของไมโครสตริปในรูป 2.10(ก) นั้น



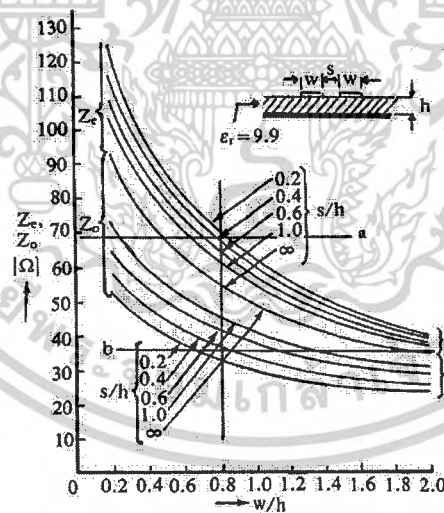
รูปที่ 2.10 การประมาณค่าอิมพีแดนซ์โหมคคู่และโหมคเดี่ยวของไมโครสตริปที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

ต่อหนึ่งหน่วยความยาวของโหมคคู่  $C_e$  และโหมคเดี่ยว  $C_o$  ในรูปเดียวกับการนิยามกระแสในสมการ (2.73) และ (2.74)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับศึกษาใช้ร่วมกัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_o = \frac{Q_{o2}}{V_{o2}} \quad (2.74)$$

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(2.73)เนื่องจากวิธีวิเคราะห์นี้มีรายละเอียดที่ซับซ้อนมากจึงไม่ขอกล่าวถึง สูตรต่างๆเพียงแต่แสดงผลการคำนวณและวิธีใช้ผลการคำนวณนั้นในการออกแบบเท่านั้นรูปที่ 2.11แสดงผลการคำนวณค่า  $Z_e$  และ  $Z_o$  ของไบรอันต์และวิสในกรณีที่ซัสเตรตเป็นแบบอะลูมินาซึ่งมีค่า  $\epsilon_r = 9.9$  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 ชีดเส้นแนวนอนที่  $Z_e = 69 \Omega$  และ  $Z_o = 36 \Omega$  ซึ่งเป็นเส้นตรง  $a$  และ  $b$  ดังในรูป จากนั้นใช้ไม้บรรทัดวางในแนวขนานกับแกนตั้งแล้วลองเลื่อนไปทางซ้ายขวา 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  $s = 0.33 \times 2 = 0.66 \text{ mm}$

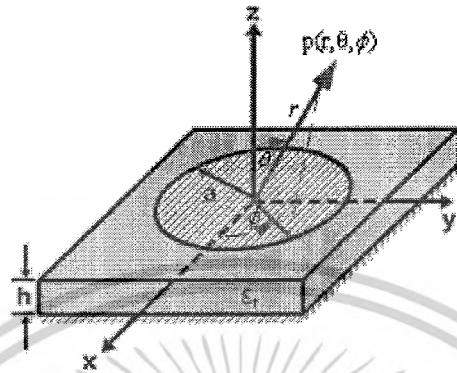


รูปที่ 2.11 ค่า  $Z_e$  และ  $Z_o$  ของไมโครสตริป 2 เส้นที่มีการคัปปลิงระหว่างกัน

## 2.5 ทฤษฎีแบบจำลองควิวิตี (Cavity Model) ของไมโครสตริปแผ่นวงกลม

สายอากาศไมโครสตริปแผ่นกลมสามารถใช้วิธีวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองควิวิตี โดยใช้ระบบแกนพิกัดเป็นทรงกระบอก (Cylindrical Coordinates) ซึ่งแบบจำลองควิวิตีประกอบด้วยส่วนตัวนำไฟฟ้าที่สมบูรณ์ 2 ส่วน คือ ส่วนบน และส่วนล่าง ซึ่งเป็นส่วนของแผ่นไมโครสตริปและระบบกราวด์และตัวนำเอกสารเป็นเอกสารทรงแท่งสำหรับการศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็กสมบูรณ์ทรงกระบอกรอบ ๆ เส้นรอบวงของควิตี้ โดยจะไม่นำค่าวัสดุฐานรองที่เป็นสารไดอิเล็กตริกมารวมในการคำนวณ ดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แบบจำลองควิตี้ของไมโครสตริปแผ่นกลม

การหาสนามในควิตี้สามารถใช้วิธีของฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ (Vector Potential) สำหรับโหมด  $TM^2$  ต้องหาศักย์เวกเตอร์แม่เหล็ก  $A_z$  ก่อน จะได้สมการแบบคลื่นเอกพันธ์ (Homogeneous Wave Equation) ในระบบพิกัดทรงกระบอกดังสมการ

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0 \quad (2.75)$$

สามารถแสดงโหมด  $TM^2$  ของสนามแม่เหล็ก และสนามไฟฟ้าโดยขึ้นกับฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์  $A_z$  ดังสมการ

$$\begin{aligned} E_\rho &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} & H_\rho &= \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \\ E_\phi &= -j \frac{1}{\omega \mu, z \epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} & H_\phi &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z \end{aligned} \quad (2.76)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z \quad H_z = 0$$

มีเงื่อนไขขอบเขต (Boundary Condition) เป็น

$$E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = 0) = 0 \quad (2.77)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_\phi(\rho' = a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' \leq h) = 0 \quad (2.79)$$

ฟังก์ชันศักย์เวกเตอร์ของสนามแม่เหล็กถูกลดรูปเป็น

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos(k_z z') \quad (2.80)$$

เมื่อ

$$(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (2.81)$$

ค่าของระบบพิกัดหลัก (Prime Coordinate)  $\rho', \phi', z'$  เป็นค่าสนามที่อยู่ในควาวิตี้ โดยที่  $J_m(X)$  เป็นฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function) ของอนุพันธ์อันดับที่  $m$  โดยมีสมการ

$$k_\rho = \frac{\chi'_{mn}}{a} \quad (2.82)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{h} \quad (2.83)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.84)$$

$$n = 1, 2, \dots \quad (2.85)$$

$$p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.86)$$

ค่า  $\chi'_{mn}$  จะแสดงค่าศูนย์ของอนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซล  $J_m(X)$  และลำดับของความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant Frequency) สี่ค่าแรกของ  $\chi'_{mn}$  ในลำดับสูงขึ้นไปจะเป็น

$$\chi'_{11} = 1.8412 \quad (2.87)$$

$$\chi'_{22} = 3.0542 \quad (2.88)$$

$$\chi'_{01} = 3.8318 \quad (2.89)$$

$$\chi'_{31} = 4.2012 \quad (2.90)$$

ในแต่ละโหมดสามารถหาความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งทำให้อนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซลเป็นศูนย์และได้รูปแบบสนามและกระแสพื้นผิวในโหมดต่าง ๆ ค่า  $n$  เป็นตัวแสดงลำดับของฟังก์ชันเบสเซล และค่า  $m$  เป็นลำดับศูนย์ของอนุพันธ์ของฟังก์ชันเบสเซล สำหรับความถี่ใด ๆ เมื่อค่า  $n = m = 1$  จะได้รับค่าที่ต่ำที่สุดเรียกว่า โหมดหลัก (Dominant mode)

ความถี่เรโซแนนซ์ของควาวิตี้หรือของไมโครสตริปที่มีความหนาของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก

(h) ที่น้อยมาก ( $h \leq 0.005\lambda_0$ ) ทำให้ค่าสนามตามทิศทางแกน  $Z$  จะมีค่าคงที่และเมื่อ  $p = 0$  ทำให้  $k_z = 0$  ดังนั้นความถี่เรโซแนนซ์สำหรับโหมด  $TM_{m0}^2$  เขียนสมการเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left( \frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (2.91)$$

โดยขึ้นอยู่กับค่าของ  $\chi'_{mn}$  ในสมการที่ ( ) โดยสี่โหมดแรกเรียงตามลำดับที่สูงขึ้น เป็น  $TM^z_{110}, TM^z_{210}, TM^z_{010}, TM^z_{310}$  มีโหมดหลักเป็น  $TM^z_{110}$  จะได้ความถี่เรโซแนนซ์สมการ

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412}{2\pi a\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1.8412v_0}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.92)$$

เมื่อค่า  $v_0$  เป็นความเร็วของแสงในอวกาศว่าง (Free Space) ความถี่เรโซแนนซ์ในสมการที่ (2.92) ไม่รวมการคิดสนามที่ขอบ (Fringing Field) ซึ่งเกิดขึ้นที่ขอบของเรโซแนนซ์ซึ่งจะทำให้ความยาวทางไฟฟ้ามากกว่าความยาวทางกายภาพ ซึ่งจะต้องนำไปคำนวณค่าชดเชย ในกรณีของแผ่นสตริปกลม ค่าชดเชยจะเป็นการหาค่ารัศมีประสิทธิผล ซึ่งจะใช้แทนที่รัศมีจริงได้ดังสมการ (2.93)

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.93)$$

ดังนั้นแทนค่าสมการ(2.94) ลงในสมการ (2.93) สมการเขียนใหม่ได้เป็น

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412v_0}{2\pi a_e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.94)$$

สมการที่ (2.94) จะสามารถคำนวณหารัศมีได้ใกล้เคียงและเกิดอัตราการผลิต 2.5 เปอร์เซ็นต์เมื่อค่าของ  $\frac{a}{h} \gg 1$

ส่วนค่าใน Logarithmic Function a ได้สมการเป็น

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \left( \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \right) \left[ \ln \left( \frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \quad (2.95)$$

เมื่อ

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.96)$$

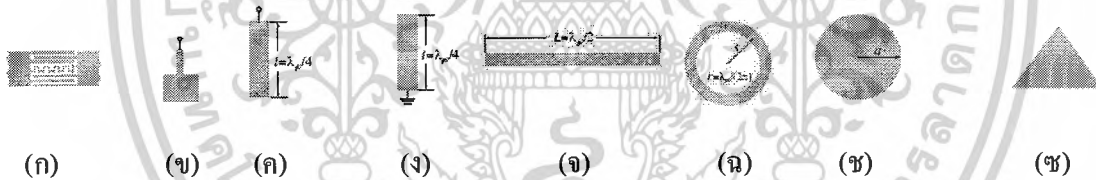
ดังนั้น เมื่อได้ค่า a ในสมการที่ (2.95) แล้วจึงนำค่ากลับมาแทนลงในสมการที่ (2.93) อีกครั้งจึงจะได้รัศมีที่มีการชดเชยแล้วดังนั้นจากสมการที่ (2.94) และ (2.95) สามารถคำนวณหารัศมีของไมโครสตริปไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรีปแผ่นกลม โดยมีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณคือ ค่าความถี่เรโซแนนซ์ ค่าวัสดุฐานรองและความหนาของวัสดุ ซึ่งจะมีผลต่อค่าของรัศมีของไมโครสตริปที่ออกแบบ

## 2.6 เรโซเนเตอร์

ไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ที่มีโครงสร้างใดๆที่ทำให้เกิดอำนาจของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าอย่างน้อยหนึ่งค่าไมโครสตริปจะมีหลายรูปแบบซึ่งโดยทั่วไปการออกแบบฟิลเตอร์นั้นอาจแบ่งแยกเป็นอุปกรณ์แบบลัมปีหรือกึ่งลัมปี เรโซเนเตอร์และการกระจายของเส้นเรโซเนเตอร์หรือ แผ่นเรโซเนเตอร์ ซึ่งสามารถออกแบบได้หลายแบบดังรูปที่ 2.13

เรโซเนเตอร์แบบแผ่นบางเป็นที่สนใจสำหรับการออกแบบไมโครสตริปฟิลเตอร์ เนื่องจากมีค่าพลังงานที่สูง และมีข้อดีคือมีการสูญเสียจากการป้อนสัญญาณที่น้อย โดยเปรียบเทียบกับเส้นแคบของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ นอกจากนี้เรโซเนเตอร์รูปแผ่นบางยังสามารถให้ค่าการแผ่กระจายของคลื่นสูงโดยปกติแล้วเรโซเนเตอร์รูปแผ่นบางจะมีขนาดใหญ่ แต่ก็ไม่ใช่ปัญหาในการประยุกต์ใช้งาน เพราะขนาดอาจจะไม่มีผลต่อฟิลเตอร์เนื่องจากฟิลเตอร์จะถูกใช้งานที่ความถี่สูง ทั้งนี้ทั้งนั้นแผ่นบางแต่ละแผ่นแต่ละรูปร่างจะมีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับออกแบบเพื่อการประยุกต์ใช้งานด้วย เช่น รูปวงกลม กับ รูปสามเหลี่ยม เป็นต้น



รูปที่ 2.13 รูปร่างของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ ก) เรโซเนเตอร์แบบลัมปี ข) เรโซเนเตอร์แบบกึ่งลัมปี ค) เส้นของเรโซเนเตอร์ที่มีขนาด  $\lambda_{g0}/4$  (แบบอนุกรม) ง) เส้นของเรโซเนเตอร์ที่มีขนาด  $\lambda_{g0}/4$  (แบบขนาน) จ) เส้นของเรโซเนเตอร์ที่มีขนาด  $\lambda_{g0}/2$  ฉ) เรโซเนเตอร์รูปวงแหวน ช) เรโซเนเตอร์แผ่นวงกลม ซ) เรโซเนเตอร์แผ่นบางรูปสามเหลี่ยม

## 2.7 วงจรคัปปลิงเรโซเนเตอร์ ( Coupled Resonator Circuit )

วงจรคัปปลิงเรโซเนเตอร์มีส่วนสำคัญในการออกแบบวงจรกรองความถี่ ( Filter ) ในระบบไมโครเวฟ โดยเฉพาะวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบแคบ ( Narrow-Band-Pass Filter ) ซึ่งมีบทบาทสำคัญในหลายการประยุกต์ใช้งาน ซึ่งมีเทคนิคการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบคัปปลิงเรโซเนเตอร์ ( Coupled Resonator Filter ) จะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงระหว่างตัวเรโซเนเตอร์ ( Coupling Coefficient ) และค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( External Quality Factor ) ของอินพุตและเอาต์พุต ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้ออกแบบวงจรกรองความถี่แบบท่อนำคลื่น ( Waveguide Filter ) วงจรกรองความถี่

แบบไมโครสตริป (Microstrip Filter) ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

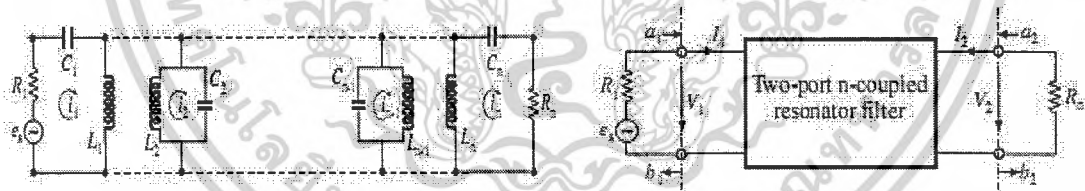
## 2.7.1 เมตริกซ์ทั่วไปสำหรับวงจรกรองความถี่แบบคัปปลิงเรโซเนเตอร์

### 2.7.1.1 วิเคราะห์สมการแบบรูป

จากรูป 2.14(ก) คือวงจรสมมูลของวงจร  $n$ -คัปปลิงเรโซเนเตอร์ เมื่อ  $L, C$  และ  $R$  คือ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานตามลำดับ  $i$  แทนการวนลูปของกระแส และ  $e_s$  คือแหล่งกำเนิดความต่างศักย์ เมื่อเราใช้กฎของเคอร์ชอฟท์ เราจะได้สมการรูปของวงจรในรูปที่ 2.14(ก) ดังนี้

$$\begin{aligned} \left( R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) i_1 - j\omega L_{12} i_2 \cdots - j\omega L_{1n} i_n &= e_s \\ -j\omega L_{21} i_1 + \left( j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) i_2 \cdots - j\omega L_{2n} i_n &= 0 \\ &\vdots \\ -j\omega L_{n1} i_1 - j\omega L_{n2} i_2 \cdots + \left( R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \right) i_n &= 0 \end{aligned} \quad (2.97)$$

เมื่อ  $L_{ij} = L_{ji}$  แสดงถึงมิวชวลอินดักแตนซ์ระหว่างเรโซเนเตอร์  $i$  และ  $j$  และรูปกระแสทั้งหมดมีทิศทางเดียวกันตามรูปที่ 2.14 (ก) ดังนั้นความต่างศักย์ที่ตกคร่อมมิวชวลอินดักแตนซ์มีเครื่องหมายเป็นลบ ซึ่งสามารถแสดงเป็นชุดของเมตริกซ์ได้ดังสมการ (2.98)



รูปที่ 2.14 (ก) วงจรสมมูลของวงจร  $n$ -คัปปลิงเรโซเนเตอร์สำหรับสมการแบบรูป

(ข) วงจรโครงข่าย 2 ขั้ว

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & -j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \cdots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \cdots & R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.98)$$

หรือ  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Z] \cdot [i] = [e] \quad (2.99)$$

ในเมื่อ  $[Z]$  คือ  $n \times n$  อิมพีแดนซ์เมตริกซ์

เพื่อความง่าย เราพิจารณาวงจรกรองความถี่แบบซิงโครนัส ( Synchronous Tuned Filter ) ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ของเรโซเนเตอร์ทุกตัวอยู่ที่ความถี่เดียวกัน กล่าวคือความถี่กลางของตัวกรองความถี่  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  ในเมื่อ  $L = L_1 = L_2 = \dots L_n$  และ  $C = C_1 = C_2 = \dots C_n$  อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ในสมการที่ (2.99) จะเท่ากับ

$$[Z] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot [\bar{Z}] \quad (2.100)$$

ในเมื่อ  $FBW = \Delta\omega/\omega_0$  ซึ่งเป็นแฟรคชันแบนด์วิดท์ของวงจรกรองความถี่ และ  $[\bar{Z}]$  คือออร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์เมตริกซ์ ซึ่งในกรณีวงจรกรองความถี่แบบซิงโครนัส ( Synchronous Tuned Filter ) ถูกนิยามดังสมการ (2.101)

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega L_{12}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & \dots & -j \frac{\omega L_{1n}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega L_{21}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & p & \dots & -j \frac{\omega L_{2n}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{\omega L_{n1}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega L_{n2}}{\omega_0 L} \cdot \frac{1}{FBW} & \dots & \frac{R_n}{\omega_0 L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (2.101)$$

และ

$$p = j \frac{1}{FBW} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.102)$$

ในเมื่อ  $p$  คือตัวแปรเชิงซ้อนในความถี่ต่ำผ่าน ดังนั้นเราจะได้

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad \text{สำหรับ } i = 1, n \quad (2.103)$$

ในเมื่อ  $Q_{e1}$  และ  $Q_{en}$  คือตัวประกอบคุณภาพภายนอกของอินพุตและเอาต์พุตของเรโซเนเตอร์ตามลำดับ ดังนั้นเราจึงนิยามสัมประสิทธิ์การคัปปลิงได้ว่า

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (2.104)$$

เมื่อเราประมาณว่า  $\omega/\omega_0 \approx 1$  สำหรับการประมาณช่วงกว้างความถี่ที่แคบ เราสามารถแทนสมการ

(2.101) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จะได้

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (2.114)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (2.115)$$

ในเมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอกในสมการ (2.103) และ (2.106) จะได้

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (2.116)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (2.117)$$

ในทางกลับกัน ตัววงจรคัปปลิงเรโซเนเตอร์ในรูป 2.14 (ก) เป็นแบบอะซิงโครนัสทูน (Asynchronous Tuned ) จะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของแต่ละเรโซเนเตอร์มีค่าแตกต่างกัน ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $\omega_{0i} = 1/\sqrt{L_i C_i}$  ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงของวงจรความถี่แบบอะซิงโครนัสทูน (Asynchronous Tuned Filter) มีค่าเท่ากับ

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \quad (2.118)$$

ดังนั้นจากสมการ (2.105) จะกลายเป็น

$$[\bar{Z}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.119)$$

จากสมการ (2.114) จะคล้ายกับสมการ (2.105) แต่จะมีค่า  $m_{ij}$  เพิ่มเข้ามาสำหรับแบบอะซิงโครนัสทูน (Asynchronous Tuned )

### 2.7.1.2 วิเคราะห์สมการแบบโหนด

จากที่กล่าวมา ค่าสัมประสิทธิ์การคัปปลิงข้างต้นนั้นขึ้นอยู่กับค่ามิวชวลิมพีแดนซ์ และการคัปปลิงเป็นแบบสนามแม่เหล็ก ( Magnetic Coupling ) ดังนั้นเราจึงมาหาวิธีการสำหรับการคัปปลิงแบบสนามไฟฟ้า ( Electric Coupling ) เรามาพิจารณาวงจรเรโซเนเตอร์แบบ n-คัปปลิงในรูปที่ 2.15(ก) ในเมื่อ  $v_i$  แสดงถึง

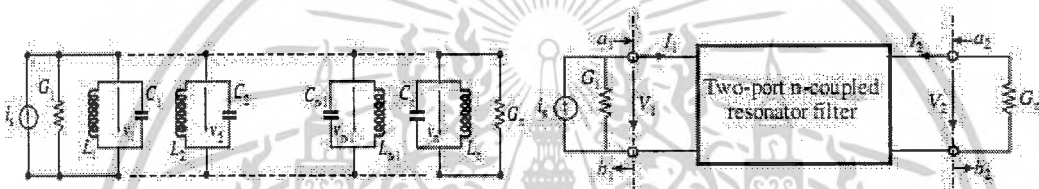
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหนดความต่างศักย์  $G$  คือคอนดักแตนซ์ และ  $i_s$  คือแหล่งกำเนิดกระแส จากกฎของเคอร์ชอฟที่เราจะ  
ได้สมการโหนดของวงจรในรูป 2.15(ข) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \left( G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} \right) v_1 - j\omega C_{12} v_2 \cdots - j\omega C_{1n} v_n &= i_s \\ -j\omega C_{21} v_1 + \left( j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2} \right) v_2 \cdots - j\omega C_{2n} v_n &= 0 \end{aligned} \quad (2.120)$$

⋮

$$-j\omega C_{n1} v_1 - j\omega C_{n2} v_2 \cdots + \left( G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n} \right) v_n = 0$$



รูปที่ 2.15 (ก) วงจรสมมูลของวงจร n-คัปปลิงเรโซเนเตอร์ (ข) วงจรโครงข่าย 2 ขั้ว

เมื่อ  $C_{ij} = C_{ji}$  แสดงให้เห็นถึงมิชวลคาปาซิแตนซ์ที่อยู่ตามขวางระหว่างเรโซเนเตอร์  $i$  และ  $j$  และ  
โหนดความต่างศักย์ทุกโหนดต่อลงกราวด์ ดังนั้นกระแสของมิชวลคาปาซิแตนซ์จะมีเครื่องหมายติดลบ  
เราจึงเป็นรูปแบบของเมตริกซ์ได้สมการ (2.116)

$$\begin{bmatrix} G_1 + j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega L_1} & -j\omega C_{12} & \cdots & -j\omega C_{1n} \\ -j\omega C_{21} & j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2} & \cdots & -j\omega C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega C_{n1} & -j\omega C_{n2} & \cdots & G_n + j\omega C_n + \frac{1}{j\omega L_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.121)$$

หรือ

$$[Y] \cdot [v] = [i] \quad (2.122)$$

ในเมื่อ  $[Y]$  คือ  $n \times n$  แอดมิตแตนซ์เมตริกซ์

หรืออาจจะอยู่ในรูปดังสมการ (2.118)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Y] = \omega_0 C \cdot FBW \cdot [\bar{Y}] \quad (2.123)$$

เมื่อความถี่กลางของวงจรกรองความถี่เท่ากับ  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  และ  $FBW = \Delta\omega/\omega_0$  คือแฟรคชันแบนด์วิดท์ และ  $[\bar{Y}]$  คือนอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์เมตริกซ์ ในกรณีของวงจรกรองความถี่แบบซิงโครนัส (Asynchronous Tuned Filter) เราจะได้  $[\bar{Y}]$  เท่ากับ

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{G_1}{\omega_0 C \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{12}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{1n}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{21}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & p & \cdots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{2n}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n1}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n2}}{C} \cdot \frac{1}{FBW} & \cdots & \frac{G_n}{\omega_0 C \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (2.124)$$

เมื่อ  $p$  คือตัวแปรเชิงซ้อนในความถี่ต่ำผ่าน ดังนั้นเราจะได้

$$\frac{G_i}{\omega_0 C} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad \text{สำหรับ } i=1, n \quad (2.125)$$

ในเมื่อ  $Q_e$  คือตัวประกอบคุณภาพภายนอกเราจึงนิยามสัมประสิทธิ์การคับปลิงได้ดังนี้

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} \quad (2.126)$$

เมื่อเราประมาณว่า  $\omega/\omega_0 \approx 1$  สำหรับการประมาณช่วงกว้างความถี่ที่แคบ เราสามารถแทนสมการ (2.119) ได้ดังนี้

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix} \quad (2.127)$$

เมื่อ  $q_{ei}$  และ  $m_{ij}$  คืออัตราส่วนคุณภาพภายนอกและสัมประสิทธิ์การคับปลิงที่นอร์มอลไลซ์ตามลำดับ ซึ่งได้นิยามไปแล้วในสมการ (2.106) และ (2.107)

ในทางเดียวกันถ้าหากรูป 2.14(ก) เป็นแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Tuned) สมการใน (2.121) และ (2.122) จะกลายเป็น

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}} \quad (2.128)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานโดยนักศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[\bar{Y}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \cdots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p - jm_{22} & \cdots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \cdots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.129)$$

ค่า S-Parameters ที่ได้จากวงจร n-คัปปลิงเรโซเนเตอร์ในรูป 2.15 (ก) จะถูกแทนด้วยวงจรโคโร

ข่าย 2 ขั้วในรูป 2.15 (ข) และตัวแปรทั้งหมดที่พอร์ตของตัวกรองความถี่แทนเหมือนกับในรูปที่ 2.14 (ข)

ในกรณีนี้  $V_1 = v_1$ ,  $V_2 = v_n$  และ  $I_1 = i_s - v_1 G_1$  เราจะได้ว่า

$$a_1 = \frac{i_s}{2\sqrt{G_1}} \quad b_1 = \frac{2v_1 G_1 - i_s}{2\sqrt{G_1}} \quad (2.125)$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = v_n \sqrt{G_n} \quad (2.130)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{G_1 G_n} v_n}{i_s} \quad (2.131)$$

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{2v_1 G_1}{i_s} - 1 \quad (2.132)$$

หาโหนดความต่างศักย์ในสมการ (2.126) ได้ดังนี้

$$v_1 = \frac{i_s}{\omega_0 C \cdot FBW} [\bar{Y}]_{11}^{-1} \quad (2.133)$$

$$v_n = \frac{i_s}{\omega_0 C \cdot FBW} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (2.134)$$

เมื่อ  $[\bar{Y}]_{ij}^{-1}$  คือแถว  $j$  คือคอลัมน์ของ  $[\bar{Y}]^{-1}$  ดังนั้นเมื่อเราแทนสมการ (2.127) ลงในสมการ (2.126)

จะได้เป็น

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{G_1 G_n}}{\omega_0 C \cdot FBW} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (2.135)$$

$$S_{11} = \frac{2G_1}{\omega_0 C \cdot FBW} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (2.136)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอกในสมการ (2.103) และ (2.106) จะได้

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Y}]_{n1}^{-1} \quad (2.137)$$

$$S_{11} = \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Y}]_{11}^{-1} - 1 \quad (2.138)$$

### 2.7.2 เมตริกซ์ทั่วไปสำหรับการคัปปลิง

จากสูตรต่าง ๆ ที่กล่าวข้างต้น สิ่งที่น่าจดจำที่สุดคือออร์มอลไลซ์อิมพีแดนซ์เมตริกซ์  $[\bar{Z}]$  และคล้ายคลึงกับ นอร์มอลไลซ์แอดมิตแตนซ์เมตริกซ์  $[\bar{Y}]$  ซึ่งมีความสำคัญมากเพราะสามารถที่จะบ่งบอกถึงสูตรอันเดียวกัน ที่สามารถใช้ได้ในการคัปปลิงแบบสนามไฟฟ้า (Electric) และสนามแม่เหล็ก (Magnetic) หรือทั้งคู่ผสมกัน จากสมการ (2.112) และสมการ (2.129) เราสามารถรวมกันเป็นรูปแบบทั่วไปได้ดังนี้

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [A]_{n1}^{-1} \quad (2.139)$$

$$S_{11} = \pm \left( 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (2.140)$$

ในเมื่อ

$$[A] = [q] + p[U] - j[m] \quad (2.141)$$

โดยที่  $[U]$  เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์  $[q]$  เป็นเมตริกซ์ศูนย์ ยกเว้น  $q_{11} = 1/q_{e1}$  และ  $q_{nn} = 1/q_{en}$

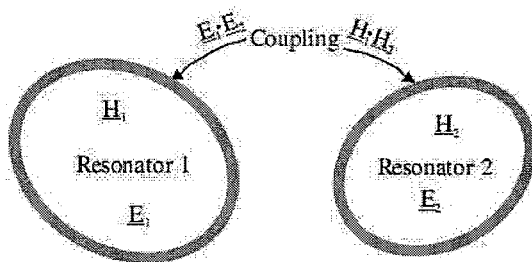
และ  $[m]$  เรียกว่าเมตริกซ์ทั่วไปของการคัปปลิง และเป็นรีซิโปรคอลเมตริกซ์ ( $m_{ij} = m_{ji}$ )

### 2.8 ทฤษฎีของการเชื่อมต่อ

โดยทั่วไป ค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์ในระบบสื่อสารไมโครเวฟ โครงสร้างในแต่ละตัวของเรโซเนเตอร์นั้นจะสร้างความถี่เรโซแนนซ์ที่ต่างกัน นิยามได้ในรูปของอัตราส่วนระหว่างพลังงานเชื่อมต่อต่อพลังงานสะสม

$$k = \frac{\iiint \epsilon E_1 \cdot E_2 dv}{\sqrt{\iiint \epsilon |E_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \epsilon |E_2|^2 dv}} + \frac{\iiint \mu H_1 \cdot H_2 dv}{\sqrt{\iiint \mu |H_1|^2 dv} \times \sqrt{\iiint \mu |H_2|^2 dv}} \quad (2.142)$$

เอกในเมื่อ  $E$  และ  $H$  ด้วยเวกเตอร์สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ตามลำดับ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 การเชื่อมต่อระหว่างเรโซเนเตอร์ 2 ตัว ซึ่งมีโครงสร้างแตกต่างกันและความถี่ที่แตกต่างกัน

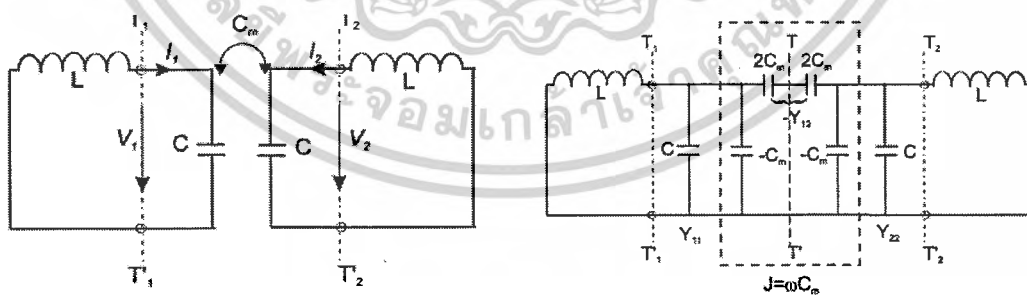
การเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์แบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ แบบชิงโครนัสและแบบอะชิงโครนัส ซึ่งในแต่ละรูปแบบจะมีเกิดการเชื่อมต่อในทางสนามไฟฟ้า (Electric Coupling) และการเชื่อมต่อในสนามแม่เหล็ก (Magnetic Coupling) อย่างใดอย่างหนึ่ง หรือเกิดทั้งสองอย่างพร้อมกัน (Mixed Coupling)

2.9 การหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ

ในที่นี้จะเสนอเฉพาะแบบชิงโครนัสที่มีการเชื่อมต่อในทางสนามไฟฟ้า จากวงจรที่มีการเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้าในรูป เมื่อ  $L$  และ  $C$  คือ ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ดังนั้นความถี่เชิงมุมเท่ากับ  $(LC)^{-1/2}$  และ  $C_m$  คือมีวาลอิมพีแดนซ์ เมื่อดูจากแกนอ้างอิง  $T_1 - T_1'$  และ  $T_2 - T_2'$  เราสามารถเขียนเป็นสมการทู-พอร์ตดังนี้

$$I_1 = j\omega CV_1 - j\omega C_m V_2 \tag{2.143}$$

$$I_2 = j\omega CV_2 - j\omega C_m V_1 \tag{2.144}$$



รูปที่ 2.17 (ก) การเชื่อมต่อแบบชิงโครนัสที่มีการเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้า

(ข) รูปวงจรสมมูลที่มีอินเวอร์สแอดมิตแตนซ์  $J = \omega C_m$  ในการเชื่อมต่อ

ในเมื่อเคลื่อนที่เป็นแบบไซน์เวฟ เราจะได้รูปแบบของ Y-Parameters

$$Y_{11} = Y_{22} = j\omega C \tag{2.145}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่  $Y_{12} = Y_{21} = -j\omega C_m$  ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามทฤษฎี รูปแบบที่ได้จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.17(ก) จะแสดงอยู่ในรูป 2.17(ข) และจะให้ผลในรูปแบบของ สมการท-พอร์ด เหมือนกัน แต่จะง่ายกว่าสำหรับการหาค่า จริงๆแล้วเราสามารถการเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้าระหว่างลูปของเรโซเนเตอร์สองลูปด้วยการแทนอินเวอร์สแอดมิตแตนซ์  $J = \omega C_m$  ถ้าแกนสมมาตร  $T - T'$  ถูกแทนที่ด้วยกำแพงสนามไฟฟ้าหรือshort-circuit ผลของความถี่เรโซแนนซ์ที่ได้

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \quad (2.146)$$

โดยที่ความถี่เรโซแนนซ์นี้จะต่ำกว่าเรโซเนเตอร์ที่ไม่มีมีการเชื่อมต่อ ซึ่งแสดงว่าผลของการเชื่อมต่อนั้นจะเพิ่มความสามารถในการเก็บประจุของเรโซเนเตอร์ตัวเดียวเมื่อมีการแทรกของกำแพงสนามไฟฟ้าในแกนของโครงสร้างรูป (2.17) ในทางเดียวกันเมื่อเราแทนที่ด้วยกำแพงสนามแม่เหล็ก (open-circuit) ในแกนสมมาตรของโครงสร้างรูป (2.17) จะได้ผลเป็น

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (2.147)$$

ในกรณีนี้ ผลของการเชื่อมต่อจะลดความสามารถในการเก็บประจุของเรโซเนเตอร์ตัวเดียว เพราะฉะนั้นความถี่เรโซแนนซ์จะเพิ่มขึ้น

จากสมการที่ (2.146) และ (2.147) เราจะใช้หาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ  $K_E$

$$K_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (2.148)$$

ซึ่งเป็นค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์แบบมีการเชื่อมต่อหรือใช้นิยามเป็นอัตราส่วนของพลังงานเชื่อมต่อทางสนามไฟฟ้าต่อพลังงานสะสมของเรโซเนเตอร์ตัวเดียวที่ไม่มีการเชื่อมต่อ

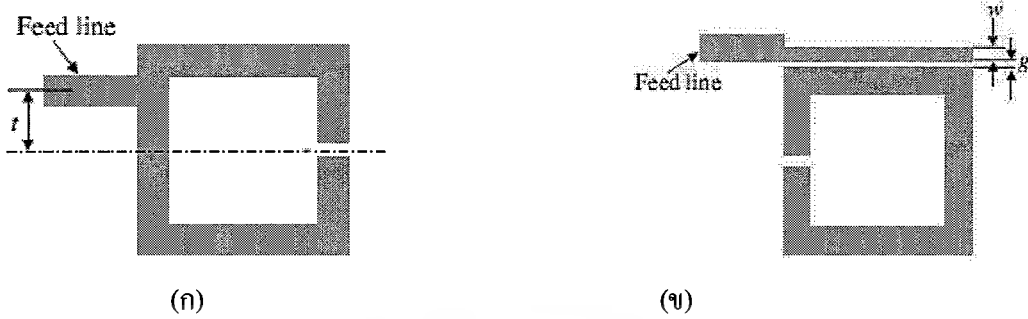
## 2.10 การหาค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก (Quality Factor) $Q_e$

ค่า  $Q_e$  นั้นเป็นค่าที่นิยามขึ้นเพื่อแสดงถึงคุณสมบัติของเรโซเนเตอร์ในเชิงความสามารถในการเลือกหรือซีเล็กติวิตี (Selectivity) และการสูญเสียภายในวงจร ค่า  $Q_e$  ดังกล่าวมีนิยามดังนี้คือ

$Q_e = \omega_0 \times$  อัตราส่วนของพลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในระบบต่อพลังงานสูญเสียต่อวินาทีในระบบ

โดยปกติแล้วโครงสร้างอินพุตและเอาต์พุตของไมโครสตริปเรโซเนเตอร์ที่มีการเชื่อมต่อ มีอยู่ 2 รูปแบบ คือ แบบ tapped line และ coupled line ซึ่งเป็นไมโครสตริปแบบ open-loop แม้ว่าเรโซเนเตอร์อื่นๆจะใช้ตามรูป 2.18 (ก) สำหรับการเชื่อมต่อเรโซเนเตอร์แบบ tapped line ปกติใช้ feed line 50 โอห์ม อยู่บนอินพุตและเอาต์พุตของเรโซเนเตอร์และการเชื่อมต่อหรือตัวประกอบคุณภาพภายนอกถูกควบคุมด้วยตำแหน่ง tapping (t) ในรูป 2.18 (ก) ตัวอย่างเช่นค่า t ที่เล็กลงจะทำให้ tapped line ใกล้เคียงกับกราวด์เสมือนของเรโซเนเตอร์ ผลคือทำให้มีการเชื่อมต่อที่น้อยและค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอกจะเพิ่มขึ้น การเชื่อมต่อแบบ coupled line ในรูปที่ 2.18 (ข) จะพบว่าค่าระยะห่างและความกว้างของ feed-line โดยทั่วไป ถ้าค่า g น้อยๆ และค่า w แคบๆจะส่งให้การเชื่อมต่อมากขึ้นหรือค่า Q ของเรโซเนเตอร์ลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.18 (ก) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบ tapped-line (ข) โครงสร้างการเชื่อมต่อแบบ coupled-line

2.10.1 เรโซเนเตอร์โหลดคู่

แม้ว่าค่า  $Q_c$  จะถูกกำหนดสำหรับโหลดเดี่ยวแต่ถ้าตัวเรโซเนเตอร์มีนสมมาตรโหลดเดี่ยวอาจจะเพิ่มจากพอร์ตเป็น 2 พอร์ต ดังรูปที่ 2.19 เมื่อ T-T' แสดงถึงแกนสมมาตรและเรโซเนเตอร์เดี่ยวถูกแทรกเป็น 2 ส่วนที่สมมาตรกัน เมื่อแกนสมมาตร T-T' เป็น short circuit เราจะได้ว่า

$$Y_{ino} = \infty \tag{2.149}$$

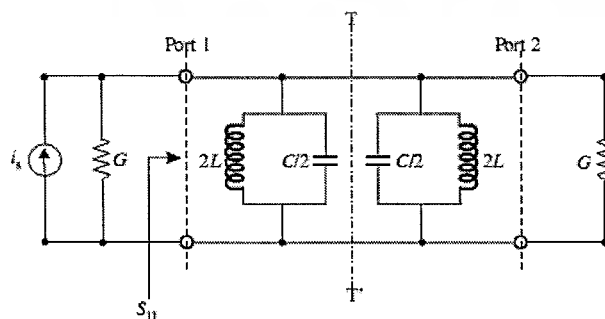
$$S_{11o} = \frac{G - Y_{ino}}{G + Y_{ino}} = -1 \tag{2.150}$$

เมื่อ  $Y_{ino}$  และ  $S_{11o}$  คืออินพุตแอดมิตแตนซ์ในโหมดคี่และค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ พอร์ต 1 ตามลำดับในทางกลับกันเมื่อแทนแกน T-T' เป็น open-circuit ผลของตัวแปรจะอยู่ในรูปของโหมดคู่

$$Y_{ine} = j\omega_0 C \Delta\omega / \omega_0 \tag{2.151}$$

$$S_{11e} = \frac{G - Y_{ine}}{G + Y_{ine}} = \frac{1 - jQ_e \Delta\omega / \omega_0}{1 + jQ_e \Delta\omega / \omega_0} \tag{2.152}$$

เมื่อ  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  และจะกำหนดค่าให้  $(\omega^2 - \omega_0^2)/\omega \approx 2\Delta\omega$  กับ  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$  ซึ่งนำมาจากทฤษฎีโครงข่าย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.19 ว่าจะรวมมูลค่าของเรโซเนเตอร์แบบโหลดคู่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และประมาณว่า

$$S_{21} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) = \frac{1}{1 + jQ_e \Delta\omega / \omega_0} \quad (2.153)$$

โดยขนาดของ  $S_{21}$  เท่ากับ

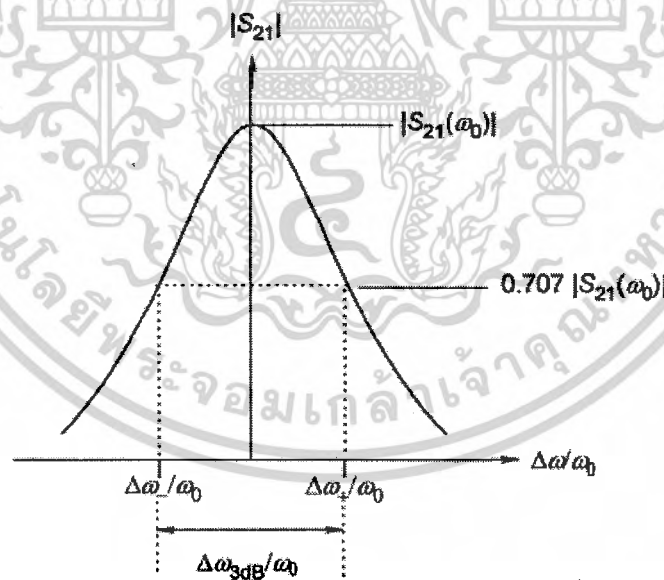
$$|S_{21}| = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_e \Delta\omega / \omega_0)^2}} \quad (2.154)$$

ดังแสดงในรูปกราฟของ  $|S_{21}|$  กับ  $\Delta\omega / \omega_0$  ที่ความถี่เรโซแนนซ์ โดย  $|S_{21}|$  จะเข้าใกล้ค่าสูงสุดกล่าวคือ  $|S_{21}(\omega_0)| = 1$  เมื่อความถี่เลื่อนไปดังนี้

$$Q_e \frac{\Delta\omega \pm}{\omega_0} = \pm 1 \quad (2.155)$$

ทั้งนี้ทั้งนั้นค่า แบนด์วิดท์จะขึ้นอยู่กับ

$$\Delta\omega_{3dB} = \Delta\omega_+ - \Delta\omega_- = \frac{\omega_0}{(Q_e/2)} \quad (2.156)$$



รูปที่ 2.20 การตอบสนองของแอมพลิจูดที่ความถี่เรโซแนนซ์ของ  $S_{21}$

เมื่อ  $\Delta\omega_{3dB}$  คือค่า แบนด์วิดท์ที่มีการลดทอนจากค่าสูงสุดลงมา 3dB ที่ความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งจะแสดงในรูป

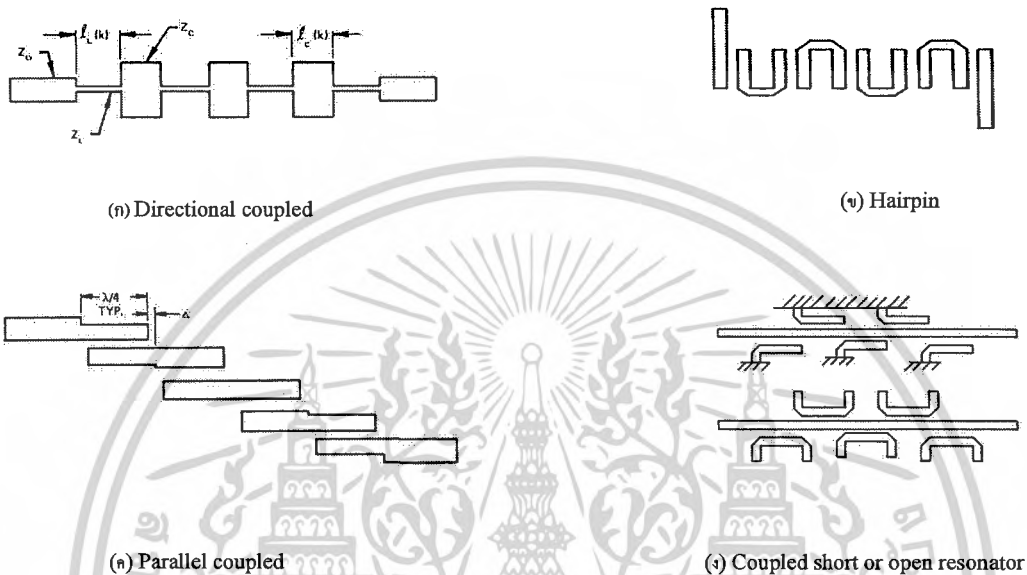
2.20 จะกำหนดให้ค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอกของโหลดคู่  $Q_e'$  ตามสมการ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_e' = \frac{Q_e}{2} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3db}} \tag{2.157}$$

จะใช้ในการหาค่า  $Q_e'$  โดยโหนดเดียวจะมีค่าเป็น 2 เท่า ของ  $Q_e'$

2.11 โครงสร้างของฟิลเตอร์แบบต่างๆ



รูปที่ 2.21 โครงสร้างของฟิลเตอร์แบบต่างๆ

รูปที่ 2.21(ก) แสดงถึงโครงสร้างแบบ Directional coupled ซึ่งโครงสร้างนี้เหมาะสำหรับการทำ low pass filter (ข) แสดงถึงโครงสร้างแบบ Hairpin ที่เหมาะสำหรับการสร้าง high pass filter (ค) เป็นโครงสร้างแบบ Parallel coupled เหมาะสำหรับการสร้าง band pass filter (ง) เป็นโครงสร้างแบบ Coupled short or open resonator เหมาะสำหรับการสร้าง band stop filter

2.12 การออกแบบวงจรกรองแบบแถบผ่านขั้นสูง

ในปัจจุบันทางด้านความถี่วิทยุและไมโครเวฟ มีความต้องการวงจรกรองที่มีคุณสมบัติที่ดีกว่าและแตกต่างไปจากวงจรกรองความถี่แบบดั้งเดิม เพื่อให้เหมาะสมกับความต้องการที่เพิ่มมากขึ้นของระบบความถี่วิทยุและไมโครเวฟ โดยเฉพาะจากระบบสื่อสารไร้สาย ดังนั้นการออกแบบวงจรกรองจึงต้องมีวิธีการออกแบบที่สอดคล้องกับเงื่อนไขที่กำหนดไว้เบื้องต้น โดยใช้เทคนิคต่างๆ เข้ามาช่วยในการออกแบบเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรกรองไม่ว่าจะเป็นการออกแบบโดยใช้คู่ของศูนย์ของการส่งผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็น ขอบเขตการใช้งานการคัดลอกเอกสารโดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

(Single pair of transmission zeroes) การต่อเรียงกันของเรโซเนเตอร์สี่ตัว (Cascaded quadruplet หรือ CQ) การต่อเรียงกันของเรโซเนเตอร์สามตัว (Trisection and cascaded trisection หรือ CT) และอื่นๆอีก

### 2.12.1 การออกแบบวงจรโดยใช้คู่ของศูนย์ของการส่งผ่าน

วงจรกรองสัญญาณจะสามารถถูกออกแบบให้มีคู่ของศูนย์ของการส่งผ่าน (Transmission zeroes) หรือโพลการลดทอน (Attenuation poles) ที่ความถี่ที่จำกัดอยู่ค่าหนึ่ง เพื่อปรับปรุงความคมของวงจรกรองสัญญาณให้ดีขึ้น ซึ่งสามารถใช้ฟังก์ชันเชบีเชฟหรือเอลลิปติกก็ได้โดยจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2.158)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{L_R}{20}} - 1}} \quad (2.159)$$

$$F_n(\Omega) = \cosh \left\{ (n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left( \frac{\Omega_a \Omega - 1}{\Omega_a - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left( \frac{\Omega_a \Omega + 1}{\Omega_a + \Omega} \right) \right\} \quad (2.160)$$

เมื่อ  $\Omega$  คือตัวแปรความถี่ที่ถูกนอร์มอลไลซ์เป็นความถี่คัตออฟของต้นแบบวงจรกรองผ่านค่า  $\varepsilon$  คือค่าคงที่การกระเพื่อมในช่วงแถบผ่านโดยมีความสัมพันธ์กับ  $L_R = 20 \log |S_{11}|$  ในหน่วย dB และ  $n$  คืออันดับของวงจรกรองความถี่ จะพบว่าในฟังก์ชัน  $F_n$  จะมี  $\Omega = \pm \Omega_a$  ( $\Omega_a > 1$ ) คือตำแหน่งของความถี่ที่เกิดจากคู่โพลลดทอน ซึ่งถ้า  $\Omega_a \rightarrow \infty$  ฟังก์ชัน  $F_n(\Omega)$  ก็จะเป็นฟังก์ชันเชบีเชฟ โดยการแปลงความถี่ให้เป็นวงจรกรองแถบผ่านทำได้ด้วยสมการ

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \cdot \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0 - \omega} \right) \quad (2.161)$$

เมื่อ  $\omega$  คือตัวแปรความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบ  $\omega_0$  คือความถี่กลางและ  $FBW$  คืออัตราส่วนของแบนด์วิดท์ซึ่งตำแหน่งของความถี่ที่เกิดคู่โพลการลดทอนสามารถหาได้จาก

$$\omega_{a1} = \omega_0 \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (2.162)$$

$$\omega_{a2} = \omega_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (2.163)$$

จากการศึกษาพบว่าวงจรกรองสัญญาณที่ใช้เรโซเนเตอร์แบบคัปเปิล (Coupled resonators) นั้น เราสามารถทำให้เกิดศูนย์ของการส่งผ่านได้ด้วยการเชื่อมต่อแบบไขว้ของคู่เรโซเนเตอร์ที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไม่ได้ยู่ชิดกัน และได้มีผู้วิจัยได้ทำการพัฒนาวิธีการสังเคราะห์โดยการประมาณจากต้นแบบวงจรกรองผ่านต่ำ แสดงดังรูป 2.22 ซึ่งกล่องสี่เหลี่ยมแทนตัวแปลงแอดมิตแตนซ์อุดมคติ (Ideal admittance inverter) ซึ่งมีค่าแอดมิตแตนซ์คุณลักษณะเป็น  $J$  การสังเคราะห์การประมาณจะเริ่มต้นจากการหาค่าองค์ประกอบของฟังก์ชันเชบีเชฟดังนี้

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin \frac{\pi}{2n} \quad (2.164)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \frac{4 \sin \left[ \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \cdot \sin \left[ \frac{(2i-3)\pi}{2n} \right]}{\gamma^2 + \sin^2 \left[ \frac{(i-1)\pi}{n} \right]} \quad (i = 2, 3, \dots, m), m = n/2 \quad (2.165)$$

$$\gamma = \sinh \left( \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\varepsilon} \right) \quad (2.166)$$

$$S = \left( \sqrt{1 + \varepsilon^2} + \varepsilon \right)^2 \quad (\text{VSWR ผ่านแถบ}) \quad (2.167)$$

$$J_m = 1/\sqrt{S} \quad \text{สำหรับ } m \text{ ที่เป็นเลขคี่} \quad \text{และ } J_m = \sqrt{S} \quad \text{สำหรับ } m \text{ ที่เป็นเลขคู่}$$

$$J_{m-1} = 0 \quad \text{สำหรับวงจรกรองแบบเชบีเชฟ}$$

ในขั้นต้นจะกำหนดค่าตำแหน่งศูนย์ของการส่งผ่านที่  $\Omega = \pm \Omega_a$  ซึ่งเราต้องการหาค่า  $J_{m-1}$  โดยจะสามารถหาได้จาก

$$J_{m-1} = \frac{-J'_m}{(\Omega_a g_m)^2 - J_m^2} \quad (2.168)$$

ค่าของ  $J_{m-1}$  ในตอนแรกนั้นจะไม่แมตช์กับวงจรกรองความถี่ และเพื่อให้ได้ค่าการสูญเสียย้อนกลับในช่วงกลางแบนด์ตามที่กำหนดไว้ จะต้องค่อยๆ เปลี่ยนค่าของ  $J_m$  ซึ่งสามารถเปลี่ยนได้จาก

$$J'_m = \frac{J_m}{1 + J_m J_{m-1}} \quad (2.169)$$

เมื่อ  $J'_m$  คือค่าที่ปรับปรุงจากค่า  $J_m$  สมการที่ (2.169) และ (2.168) ใช้ในการทำซ้ำโดยใช้ค่าเริ่มต้น  $J_m$  และ  $J_{m-1}$  จากสมการที่ (2.167)

สำหรับพารามิเตอร์ในการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบ ไม่ว่าจะเป็นสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและตัวประกอบคุณภาพภายนอกที่แสดงดังรูปที่ (2.23) สามารถคำนวณได้จาก

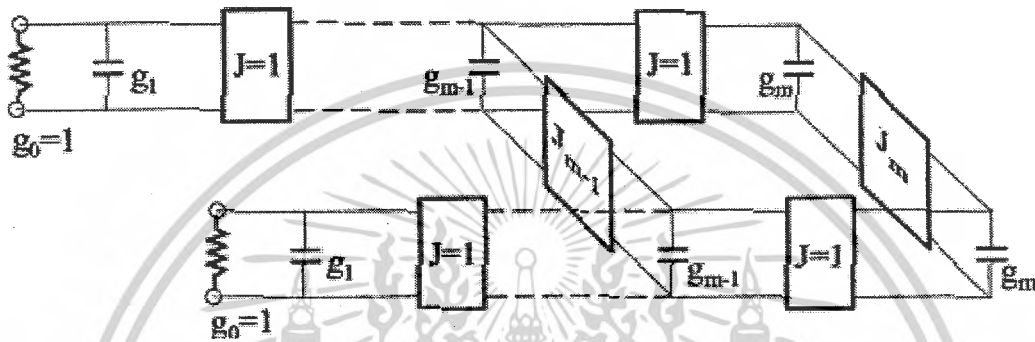
$$Q_{ei} = Q_{eo} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (2.170)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

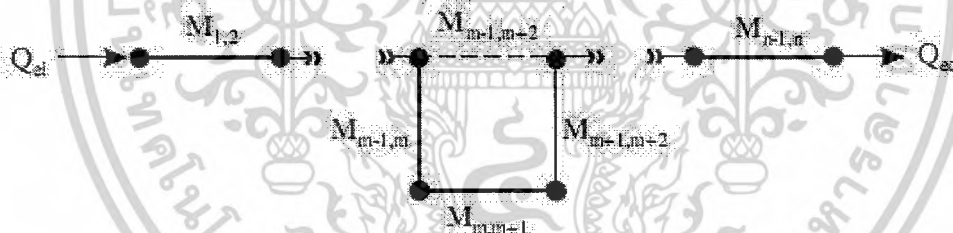
$$K_{i,i+1} = K_{n-1,n-i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{สำหรับ } i=1 \text{ ถึง } m-1 \quad (2.171)$$

$$K_{m,m+1} = \frac{FBW \cdot J_m}{g_m} \quad (2.172)$$

$$K_{m-1,m+2} = \frac{FBW \cdot J_{m-1}}{g_{m-1}} \quad (2.173)$$



รูปที่ 2.22 ต้นแบบวงจรกรองผ่านต่ำสำหรับการสังเคราะห์วงจรกรอง



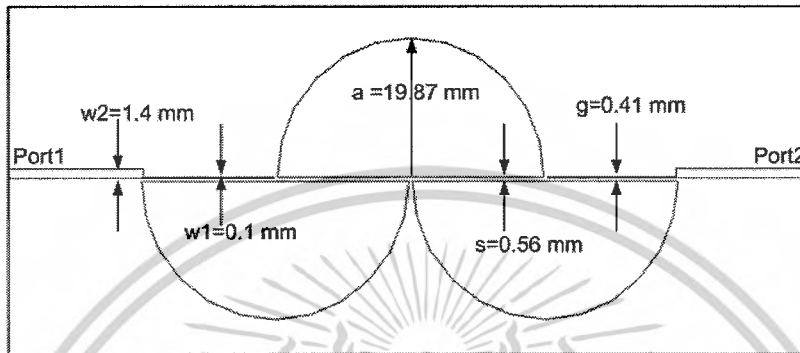
รูปที่ 2.23 โครงสร้างการเชื่อมต่อของเรโซเนเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

### การออกแบบและการสร้าง

#### 3.1 โครงสร้างตัวกรองความถี่ผ่านจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม



รูปที่ 3.1 โครงสร้างตัวกรองความถี่ผ่านจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

#### 3.2 การคำนวณตัวกรองความถี่ผ่านจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

ในการคำนวณเราต้องกำหนดค่าต่าง ๆ ของตัวกรองความถี่ผ่าน คือ ค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ( $L_A$ ) ค่าอัตราการสูญเสีย ( $L_R$ )

##### 3.2.1 การคำนวณตัวกรองความถี่ผ่านช่วงความถี่ 2.11 – 2.17 GHz

กำหนดค่าความถี่กลาง = 2.14 GHz กำหนดอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน  $L_A \geq 40$  dB ที่ 2.34 GHz และ 1.94 GHz  $L_R \geq 15$  dB แล้วนำมาคำนวณการประมาณอันดับ  $N$  ของเซฟฟีเซฟจากสมการที่ (2.29)

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

$S$  คือช่วงความถี่ที่ไม่ต้องการหาค่าด้วยความถี่ผ่าน (Stop Band / Pass Band),  $S = 6.67$

ประมาณค่า  $N = 3$

กำหนดค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ  $L_R \geq 15$  dB

จากการกำหนดค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ  $L_R \geq 15$  dB คำนวณหาค่าการกระเพื่อมจากบทที่ 2 ตามสมการที่ (2.37)

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\varepsilon = 0.2$$

หลังจากนั้นจะใช้ความสัมพันธ์ของสมการที่ (2.54) ถึงสมการที่ (2.60) โดยใช้ค่าการกระเพื่อม ( $\varepsilon$ ) = 0.2 จะได้ค่า element values for chebyshev ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 Element values for chebyshev filter ที่ ( $\varepsilon$ ) = 0.2 dB

Value of n	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7
1	0.4342	1.000					
2	1.0378	0.6745	1.5386				
3	1.2275	1.1525	1.2275	1.000			
4	1.3028	1.2844	1.9761	0.8468	1.5386		
5	1.3394	1.3370	2.1660	1.3370	1.3394	1.000	
6	1.3598	1.3632	2.2394	1.4555	2.0974	0.8838	1.5386

### 3.2.1.1 การคำนวณรัศมีเรโซเนเตอร์

ในการหาค่ารัศมีเรโซเนเตอร์นั้นเราจะใช้สมการที่ (2.83)

$$(f_r)_{110} = \frac{1.8412v_0}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r}}$$

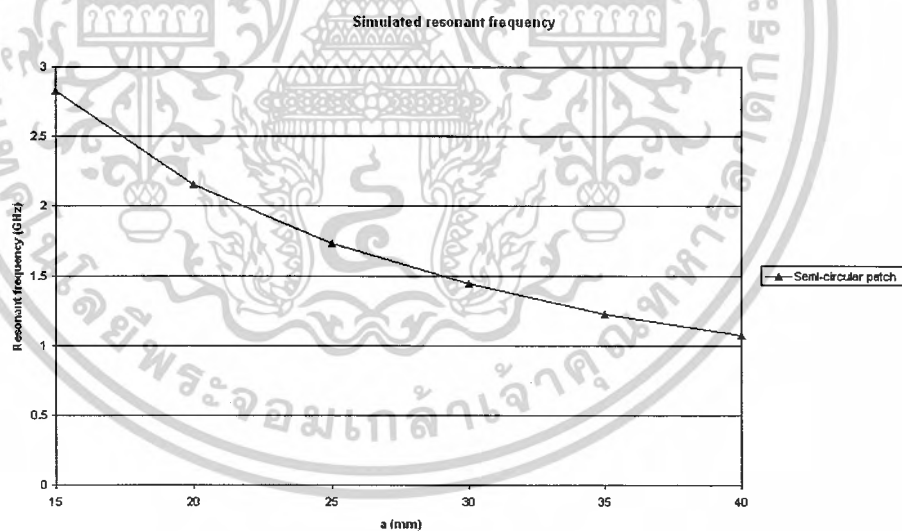
แต่ในที่นี้จะใช้การจำลองจากโปรแกรม CST ซึ่งจะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างรัศมีเรโซเนเตอร์

เอกสารนี้เป็น (a) และความสัมพันธ์ที่ได้ดังตารางที่ 3.2 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ารัศมีเรโซเนเตอร์ (a) และ ความถี่เรโซแนนซ์

a (mm)	Resonant frequency (GHz)
15	2.8249
20	2.1517
25	1.7324
30	1.4439
35	1.2239
40	1.0715

เมื่อนำค่าความสัมพันธ์ระหว่างรัศมีเรโซเนเตอร์ (a) และ ความถี่เรโซแนนซ์ มาพล็อตกราฟจะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ารัศมีเรโซเนเตอร์ (a) และ ความถี่เรโซแนนซ์

จากกราฟจะได้ค่ารัศมีเรโซเนเตอร์ที่ความถี่กลาง 2.14 GHz เราสามารถประมาณค่ารัศมีเรโซเนเตอร์ได้ 20.1 มิลลิเมตร แต่เราต้องปรับค่ารัศมีเรโซเนเตอร์ เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของวงจรตรงความถี่ที่เหมาะสมที่สุด (optimized) คือ ได้รัศมีเรโซเนเตอร์เท่ากับ 19.87 มิลลิเมตร ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1.2 การหาค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( $Q_e$ )

ในการหาค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( $Q_e$ ) สามารถคำนวณได้จากบทที่ 2 ตามสมการที่ (2.102)

$$Q_e = \frac{2\omega_0}{\Delta\omega_{3db}}$$

จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( $Q_e$ ) ดังความสัมพันธ์ในตารางที่ 3.3

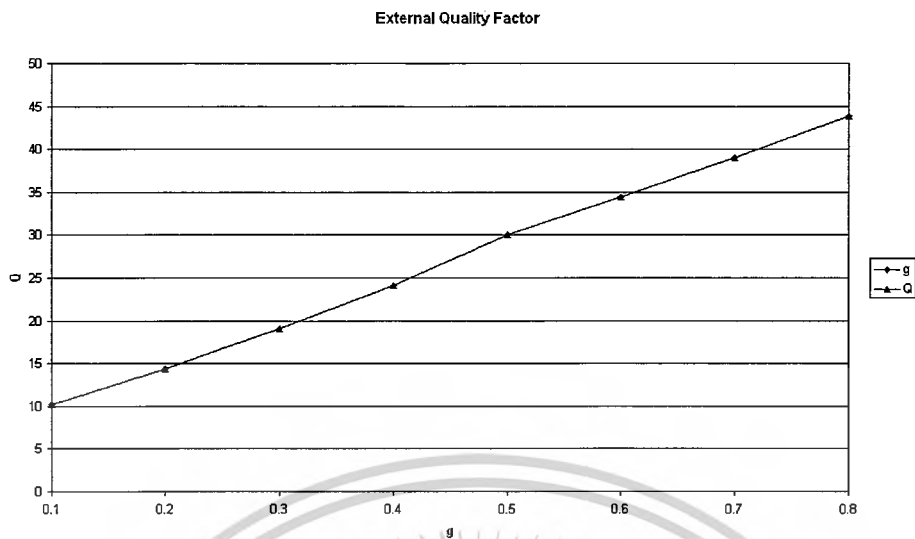
ตารางที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( $Q_e$ ) และ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับคัปปลิ่งไลน์ (g)

g (mm)	External quality factor ( $Q_e$ )
0.1	10.169
0.2	14.397
0.3	19.048
0.4	24.158
0.5	30.014
0.6	34.391
0.7	38.994
0.8	43.827

เมื่อนำค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( $Q_e$ ) และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์

กับคัปปลิ่งไลน์ (g) มาพล็อตกราฟจะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบคุณภาพภายนอก ( $Q_e$ ) กับระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับคัปปลิ่งไลน์ (g)

จาก สมการที่ (2.170)

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW}$$

$$Q_e = 43.78$$

โดยที่ FBW คืออัตราส่วนความถี่ระหว่างแบนด์วิธต่อความถี่กลาง ( $f_m - f_e / f_0$ ),  $FBW = 0.028$

จากกราฟจะได้ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับคัปปลิ่งไลน์ (g) ประมาณ 0.75 มิลลิเมตร แต่เราต้องปรับค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับคัปปลิ่งไลน์ เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของวงจรตรงความถี่ที่เหมาะสมที่สุด (optimized) คือได้ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับคัปปลิ่งไลน์ (g) เท่ากับ 0.419 มิลลิเมตร

### 3.2.1.3 การหาค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (K)

ในการหาสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (K) สามารถคำนวณได้จากบทที่ 2 ตามสมการที่ (2.102)

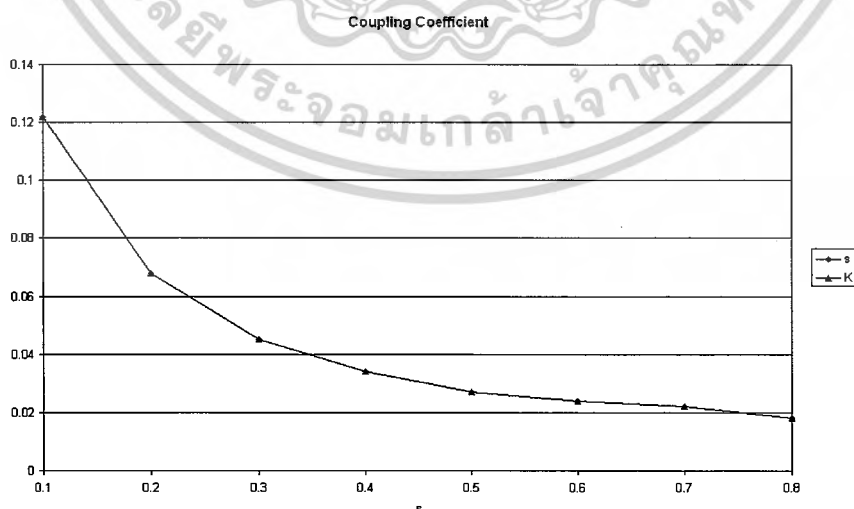
$$K = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2}$$

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์การเชื่อมต่อ (K) ดังความสัมพันธ์ในตารางที่ 3.4 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (K) และ ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์เรโซเนเตอร์ (s)

s (mm)	Coupling coefficient (K)
0.1	0.122
0.2	0.068
0.3	0.045
0.4	0.034
0.5	0.027
0.6	0.024
0.7	0.022
0.8	0.018

เมื่อนำค่าความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ (K) และระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับเรโซเนเตอร์ (s) มาพล็อตกราฟ จะได้ความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อและระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารกับเรโซเนเตอร์ (s) รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.171)

$$K_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

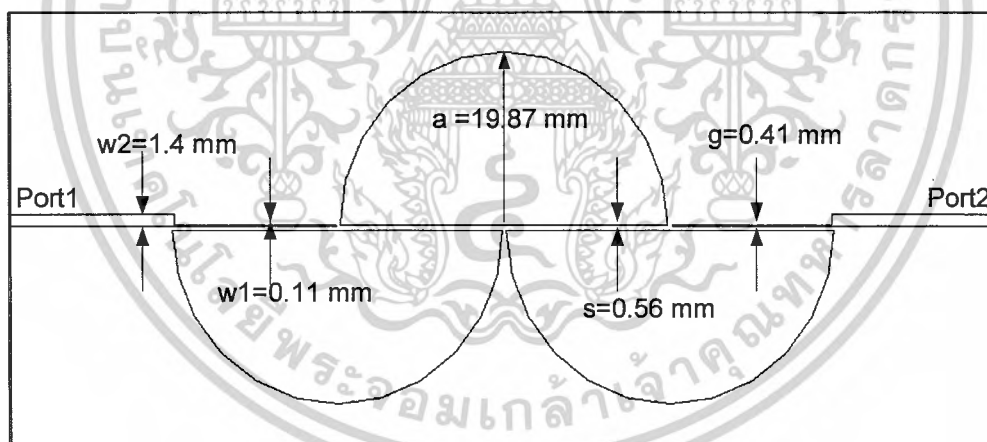
$$K_{1,2} = 0.022 \quad \text{เมื่อ } i = 1$$

$$K_{2,3} = 0.022 \quad \text{เมื่อ } i = 2$$

จากกราฟจะได้ค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับเรโซเนเตอร์ (s) ประมาณ 0.75 มิลลิเมตร แต่เราต้องปรับค่าระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับเรโซเนเตอร์ เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสมที่สุด (optimized) คือได้ระยะห่างระหว่างเรโซเนเตอร์กับเรโซเนเตอร์ (s) เท่ากับ 0.56 มิลลิเมตร

### 3.2.2 โครงสร้างของตัวกรองความถี่ผ่านจากรีโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

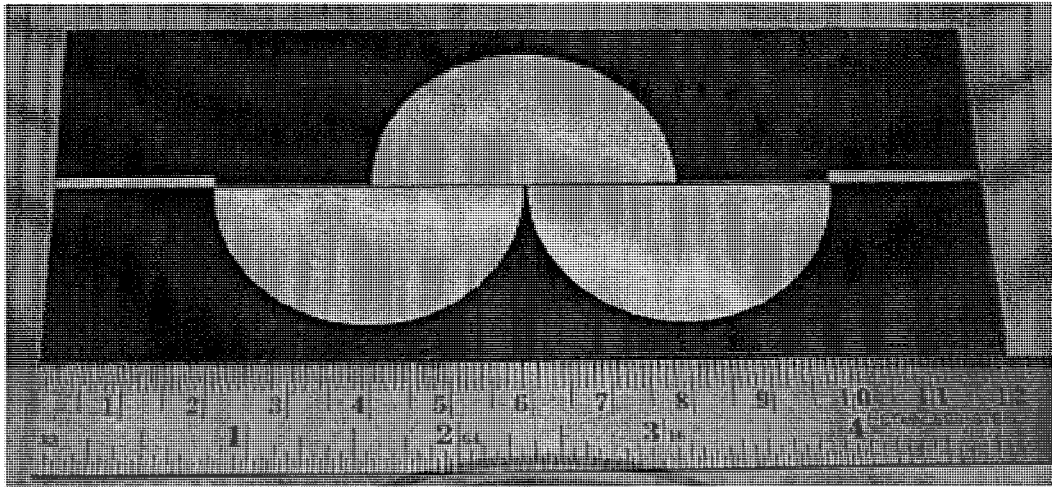
จากการออกแบบทั้งหมดที่ได้ จะได้ตัวกรองความถี่ผ่านจากรีโซเนเตอร์ไมโครสตริปที่มีขนาดดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ตัวกรองความถี่ที่ออกแบบได้

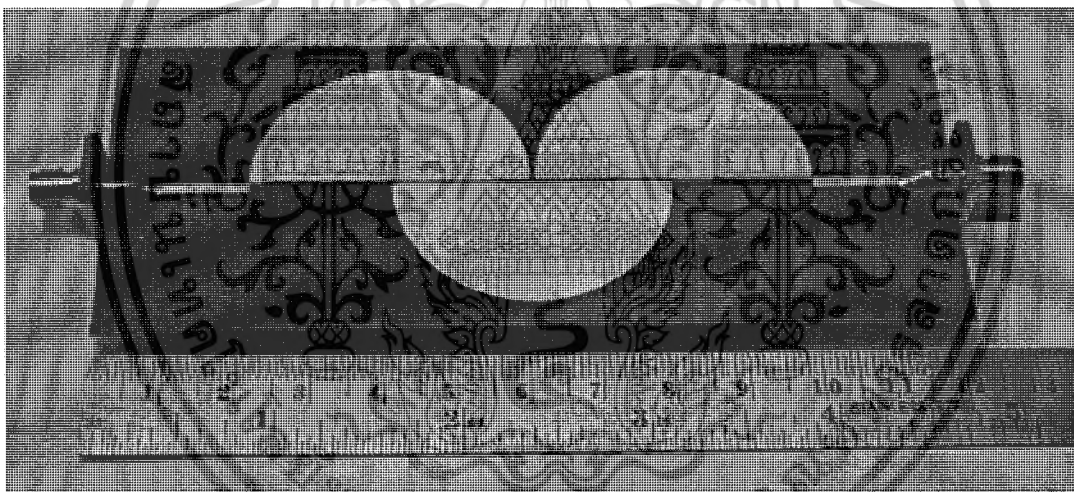
### 3.3 การสร้าง

ในการดำเนินการสร้างนั้นเราจะนำค่าที่ได้จากการออกแบบนั้นมาทำการกำหนดค่าต่างๆ ให้ได้ตามขนาดที่กำหนด อย่างละเอียด โดยใช้โปรแกรม Microsoft Visio 2003 วาดขนาดออกมาแล้วนำไปทำการกัดปรินท์ตามขนาดที่กำหนดมาได้ดังรูปที่ 3.6 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 ขนาดของตัวรองความถี่ที่ออกแบบได้

จากนั้นเมื่อทำการกัดปรินต์เสร็จแล้วก็นำมาทำการเชื่อมต่อใส่พอร์ตทั้ง 2 ข้างดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ตัวรองความถี่เมื่อนำมาทำการเชื่อมต่อกับพอร์ตทั้ง 2 ข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการทดลองและวิเคราะห์ผลการทดลอง

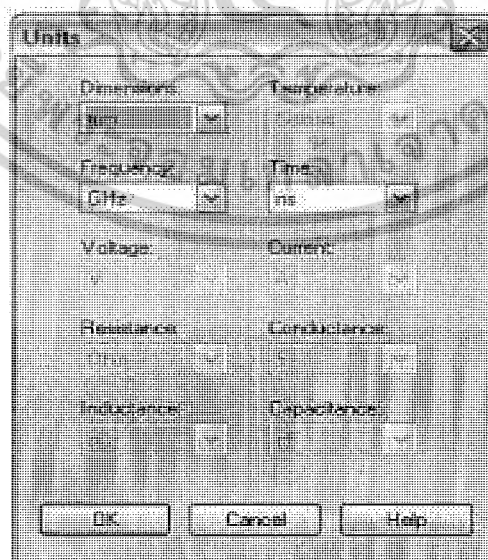
#### 4.1 โครงสร้างที่จะนำไปวิเคราะห์ด้วยโปรแกรมคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้า

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม จะอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave Studio Version 5) หรือ CST ช่วยในการวิเคราะห์ หาโครงสร้างของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมที่ทำให้คุณลักษณะต่าง ๆ ของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมที่ดีที่สุด เช่น คุณลักษณะของฟังก์ชันการลดทอนการส่งผ่านคือค่า  $S_{12}$  (Insertion Loss) และค่าของฟังก์ชันการลดทอนการสะท้อน  $S_{11}$  (Return Loss) การใช้วิธีวิเคราะห์หาโครงสร้างที่ดีที่สุดนี้เพื่อประมาณค่าโครงสร้างให้ได้ตามค่าที่เรากำหนด

ในการวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม อาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้านั้นจะคำนวณตัวกรองความถี่ในช่วงความถี่ที่กำหนด เมื่อได้คุณสมบัติตามต้องการแล้วจึงนำมาออกแบบในทางปฏิบัติ

#### 4.2 การวิเคราะห์คุณลักษณะต่าง ๆ ของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม โดยอาศัยโปรแกรมการคำนวณแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 5 (Microwave studio version 5) หรือ CST

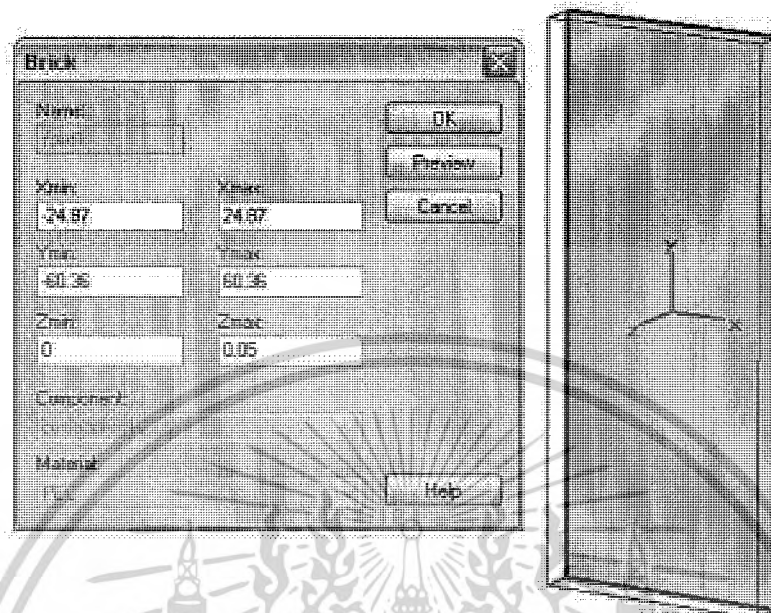
ทำการกำหนดหน่วยการวัดเป็นมิลลิเมตรดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การกำหนดหน่วยวัดเป็นมิลลิเมตร

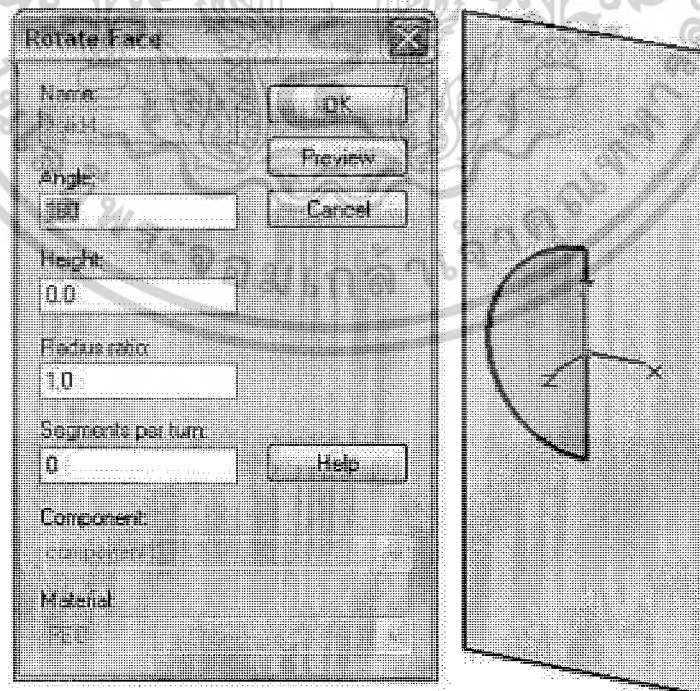
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการกำหนดพิกัดต่าง ๆ ของแบบจำลองโดยใช้โครงสร้างพื้นฐานที่เป็นสี่เหลี่ยม ดังรูปที่ 4.2



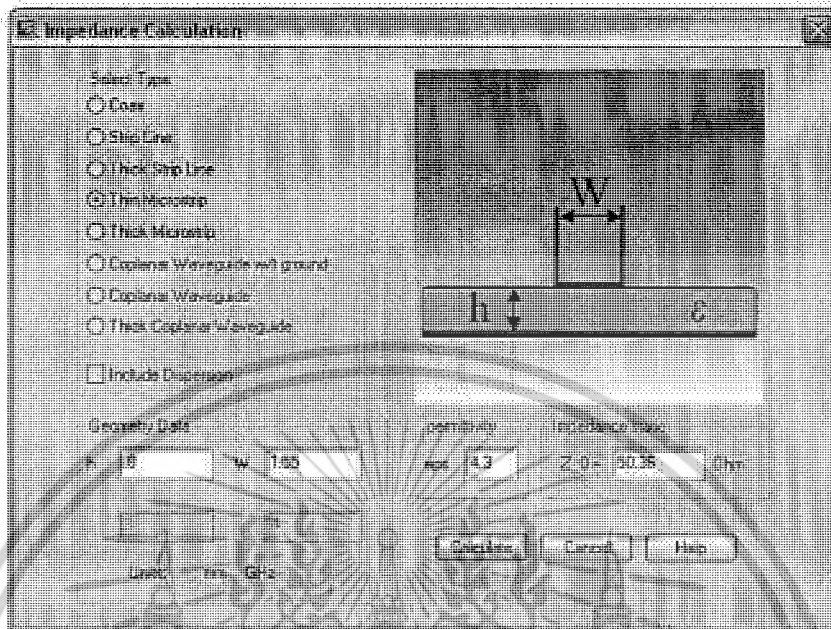
รูปที่ 4.2 การกำหนด โครงสร้างของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์  
ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

กำหนดรัศมีของเรโซเนเตอร์รูปครึ่งวงกลม ดังรูปที่ 4.3



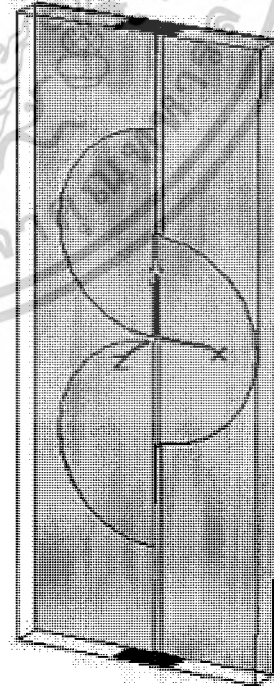
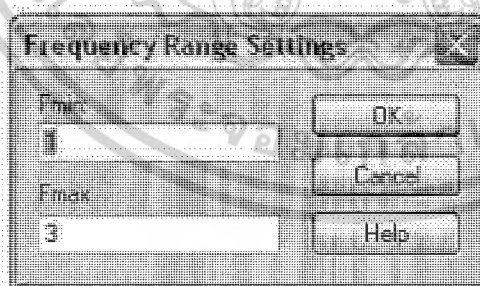
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.3 กำหนดรัศมีของเรโซเนเตอร์รูปครึ่งวงกลมไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดช่วงกว้างของ coupling line ดังรูปที่ 4.4



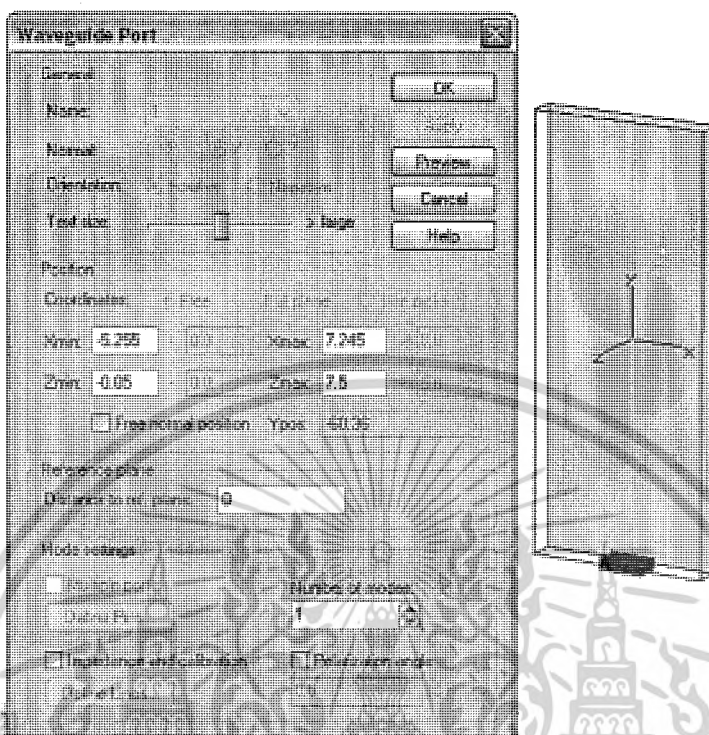
รูปที่ 4.4 กำหนดช่วงกว้างของ coupling line

กำหนดช่วงความถี่ที่ทำการป้อนแบบจำลองดังรูปที่ 4.5

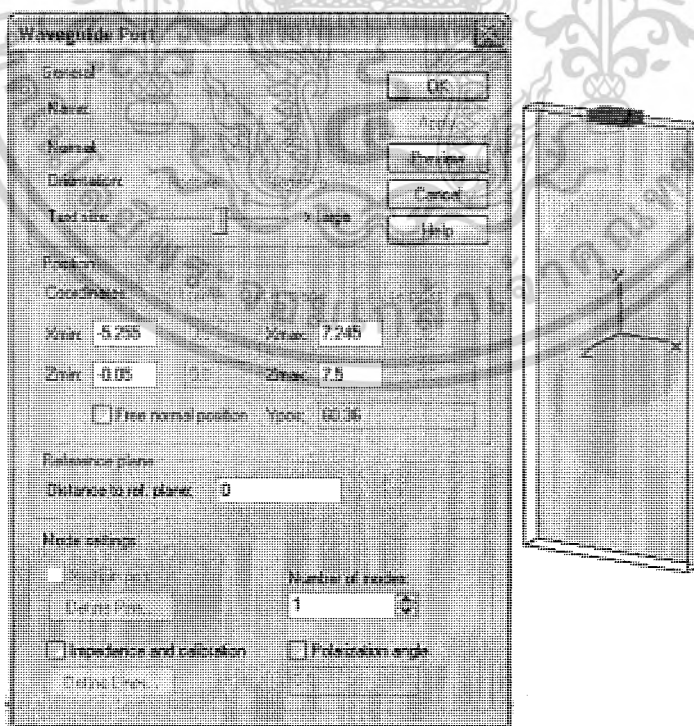


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 4.5 กำหนดช่วงความถี่ที่ป้อนให้กับตัวกรองความถี่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดช่องทางการป้อนสัญญาณดังรูปที่ 4.6 และรูปที่ 4.7



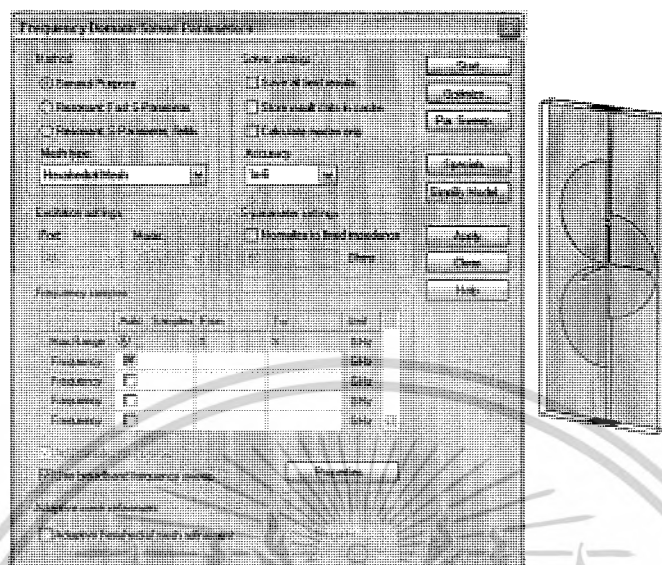
รูปที่ 4.6 กำหนดช่องทางที่ 1



รูปที่ 4.7 กำหนดช่องทางที่ 2

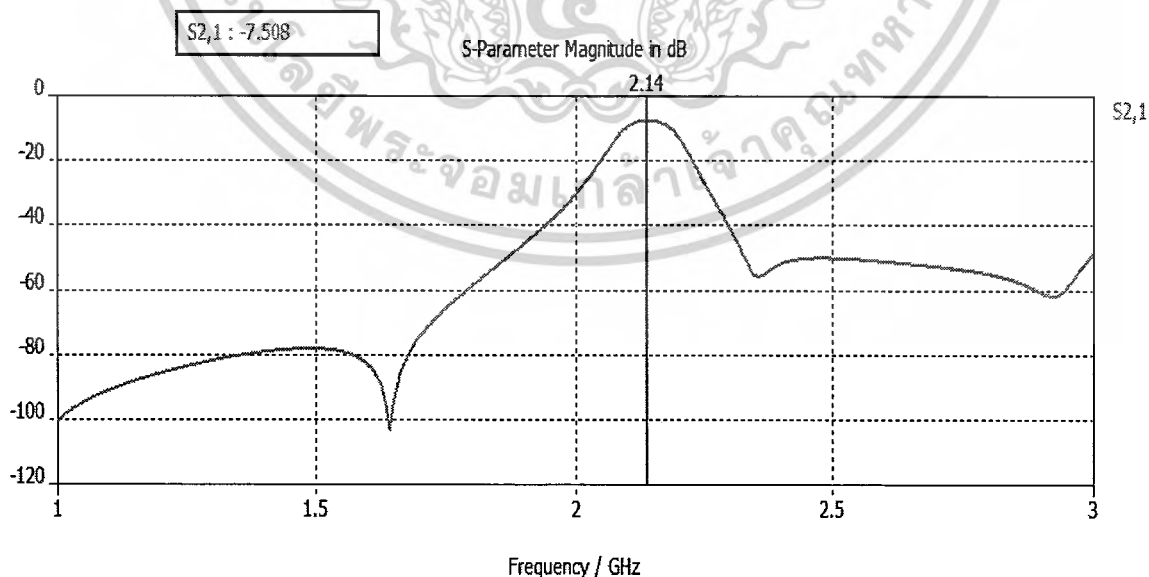
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวิเคราะห์โดยใช้คำสั่ง Frequency Domain Solver Parameter ดังรูปที่ 4.8



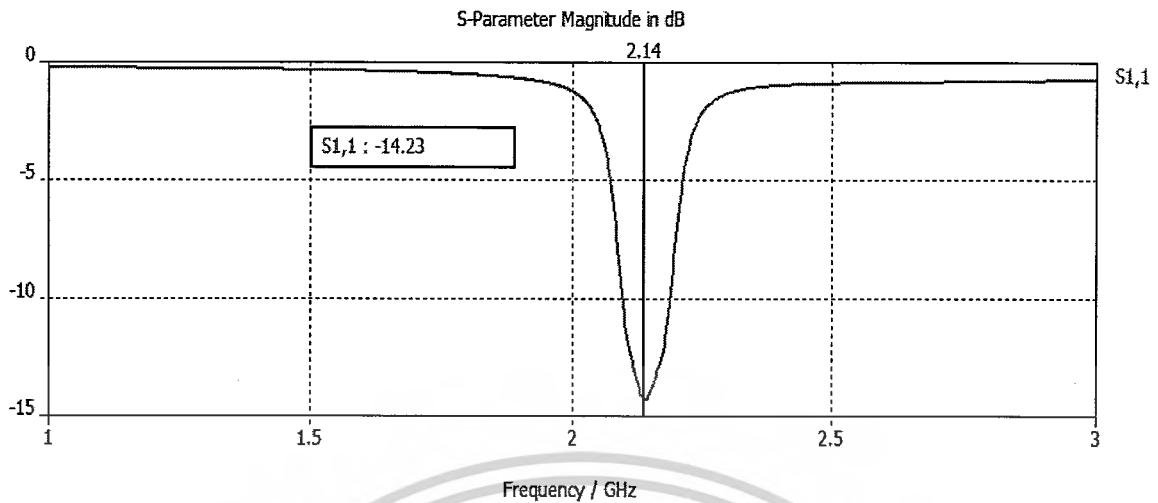
รูปที่ 4.8 การวิเคราะห์คุณสมบัติของตัวกรองความถี่จากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแบบแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

4.3 ผลการวิเคราะห์จากโปรแกรมวิเคราะห์สนามไฟฟ้าของตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแบบบางรูปครึ่งวงกลม



รูปที่ 4.9 กราฟคุณลักษณะอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ( $S_{21}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 กราฟคุณลักษณะการสูญเสียย้อนกลับ ( $S_{11}$ )

#### 4.4 สรุปผลการวิเคราะห์

ผลการวิเคราะห์ด้วยทฤษฎี โปรแกรม CST จึงทำให้ได้ค่าพารามิเตอร์ ต่างๆ ที่สอดคล้องกันทั้งขนาดโครงสร้าง และคุณสมบัติ ซึ่งสรุปในขั้นตอนสุดท้ายได้ดังต่อไปนี้

อัตราการสูญเสียการส่งผ่านที่ความถี่กลาง 2.14 GHz = -7.508 dB

อัตราการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่กลาง 2.14 GHz = -14.23 dB

ความกว้างของช่วงความถี่ผ่านประมาณ 86 MHz

## บทที่ 5

### สรุปและวิจารณ์การทดลอง

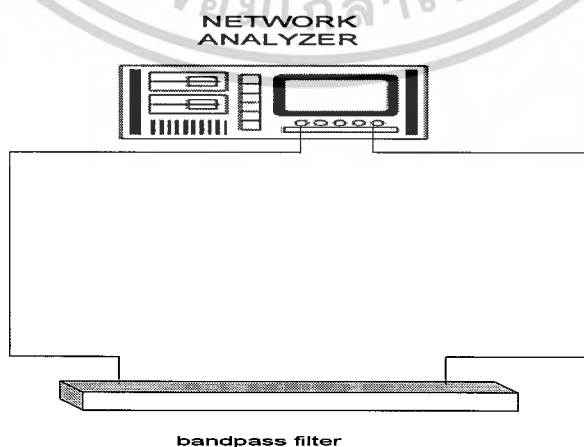
ปริญญาโทฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบตัวกรองสัญญาณแบบย่านความถี่ผ่าน โดยใช้ตัวเรโซเนเตอร์แบบไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม โดยใช้ย่านความถี่ที่ 2.11 - 2.17 GHz ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบ UMTS จึงต้องให้ความสนใจกับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งมีผลต่อการส่งผ่านสัญญาณโดยที่มีการสูญเสียพลังงานน้อยที่สุด ซึ่งก็คือค่าของอัตราการสูญเสียส่งผ่าน และค่าอัตราการสูญเสียย้อนกลับ รวมถึงค่าของอิมพีแดนซ์ ซึ่งควรมีค่าใกล้เคียง 50 โอห์ม มากที่สุดโดยที่วัสดุที่ใช้เป็นแผ่น Epoxy แบบ 2 หน้า และ ใช้โปรแกรม CST ในการคำนวณโครงสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของตัวกรองสัญญาณ

#### 5.1 การทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่าย (Network Analyzer)

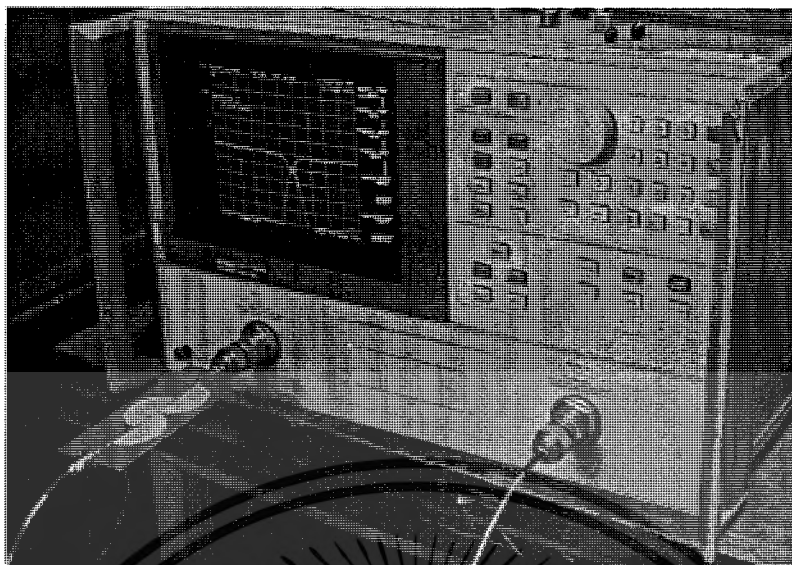
เครื่องวิเคราะห์ที่โครงข่ายมีหลักการทำงานคือ ภายในตัวเครื่องนั้นจะประกอบด้วยเครื่องรับและเครื่องส่ง เราจึงสามารถที่จะกำหนดได้ว่าต้องการที่จะใช้พอร์ตใดเป็นเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยที่หน่วยในการวัดนั้นนิยมนำเป็น dB ในการทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของตัวกรองความถี่นั้น คุณสมบัติที่สำคัญนั้นก็คือ  $S_{21}$  และ  $S_{11}$  ซึ่งเป็นคุณลักษณะที่เราให้ความสนใจในการที่จะใช้เป็นตัวตัดสินว่าอุปกรณ์ชนิดนั้นๆ มีคุณสมบัติที่ติดตามข้อกำหนดที่เราต้องการหรือไม่ โดยที่ทั้งสองคุณลักษณะนี้นั้นล้วนแต่เป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่ง

#### 5.2 การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน และอัตราการสูญเสียย้อนกลับ (Insertion Loss and Return Loss )

กำลังงานที่ส่งผ่านไปไมโครสตริปนั้น จะมีอัตราการสูญเสียย้อนกลับและอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน ซึ่งในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมในช่วงความถี่ผ่าน 2.11 – 2.17 GHz ซึ่งจะแสดงการต่ออุปกรณ์ทดสอบดังรูปที่ 5.1



เอกสารรูปที่ 5.1 การต่ออุปกรณ์การทดสอบอัตราการสูญเสียการส่งผ่านและอัตราการสูญเสียย้อนกลับ ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

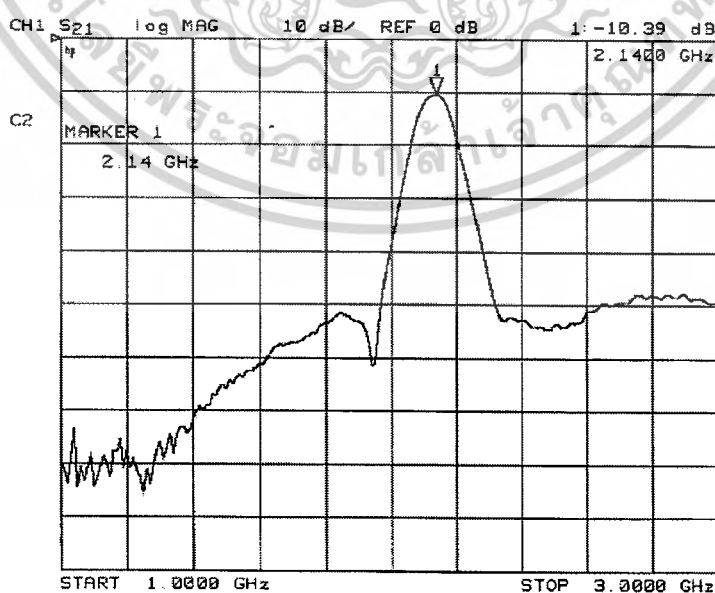


รูปที่ 5.2 การทดสอบการวัดค่าอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน อัตราการสูญเสียย้อนกลับของตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลม

### 5.3 การทดสอบตัวกรองสัญญาณจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมในช่วงความถี่ผ่าน 2.11 -2.17 GHz

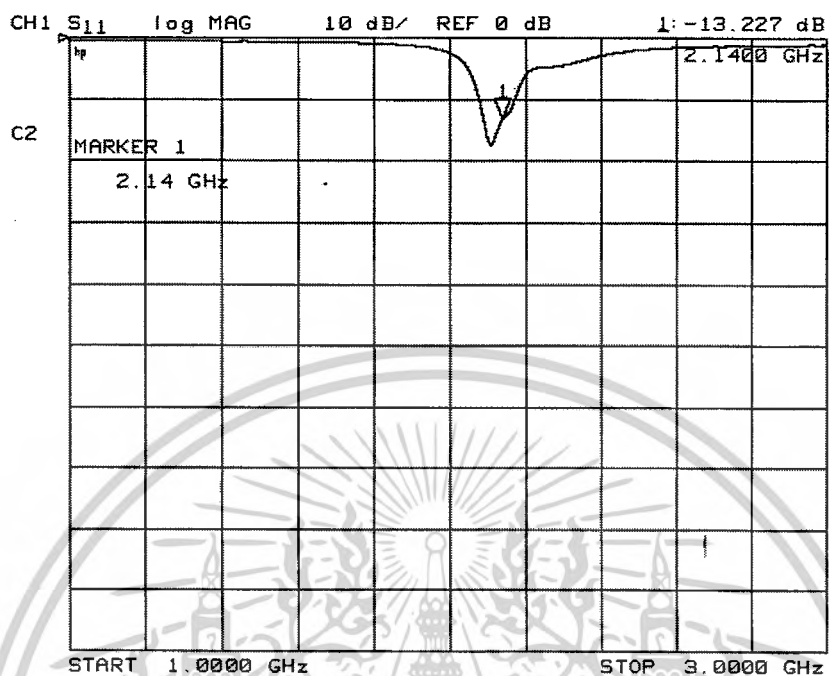
เมื่อทำการทดสอบโดยต่ออุปกรณ์การทดลองตามรูปที่ 5.2 เพื่อทดสอบคุณสมบัติต่างๆของฟิลเตอร์โดย span ความถี่ตั้งแต่ 1GHz ถึง 3 GHz เราจะได้กราฟคุณสมบัติต่างๆดังนี้

กราฟคุณสมบัติอัตราการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss



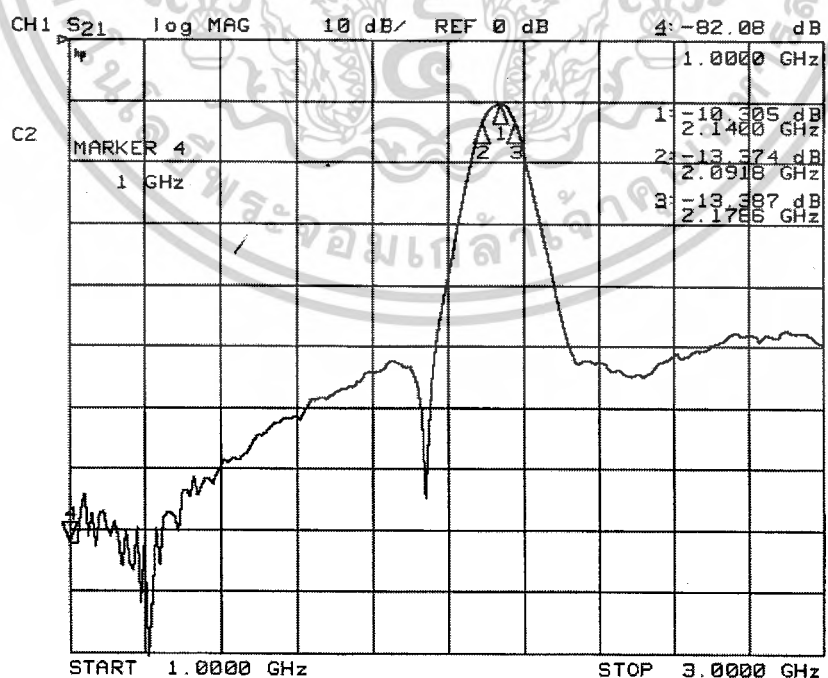
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้เงื่อนไขการใช้งานที่ระบุไว้ในหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กราฟคุณสมบัติการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss



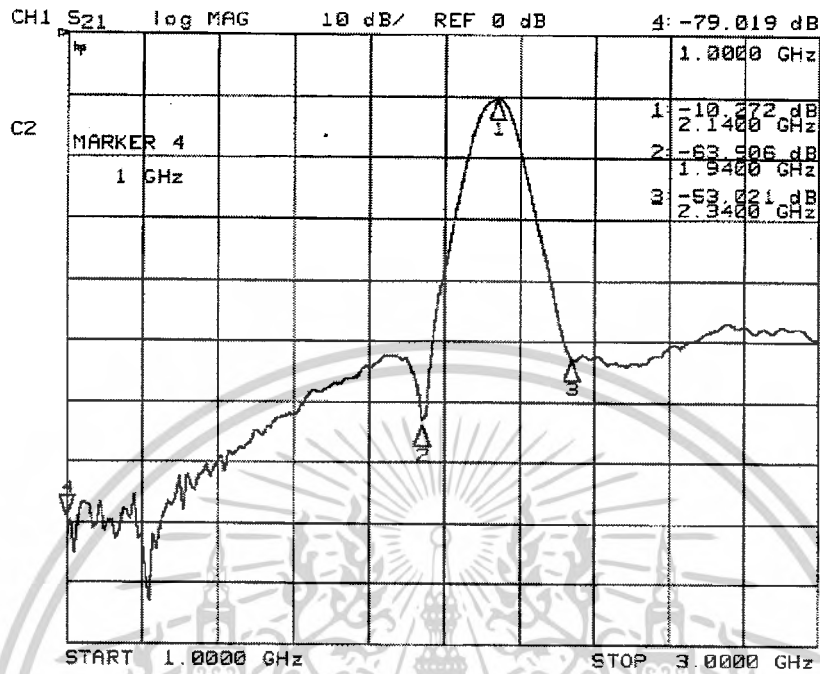
รูปที่ 5.4 กราฟคุณสมบัติอัตราการสูญเสียการสะท้อน ( $L_R$ )

### กราฟคุณสมบัติการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss เพื่อแสดงค่าแบนด์วิธ



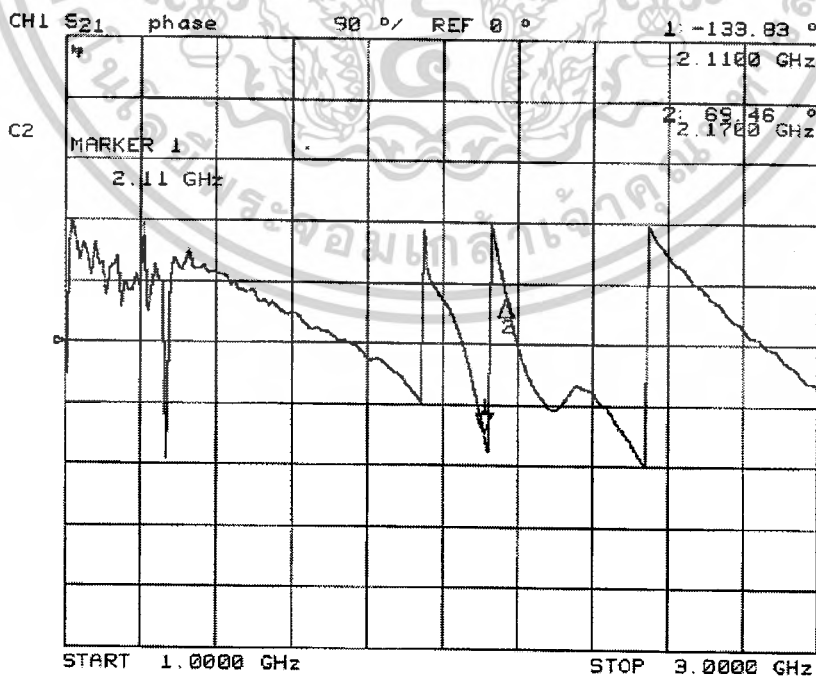
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ **รูปที่ 5.5 การวัดค่าแบนด์วิธ** ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟคุณสมบัติการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss เพื่อแสดงช่วงความถี่หยุด (Stop Band)



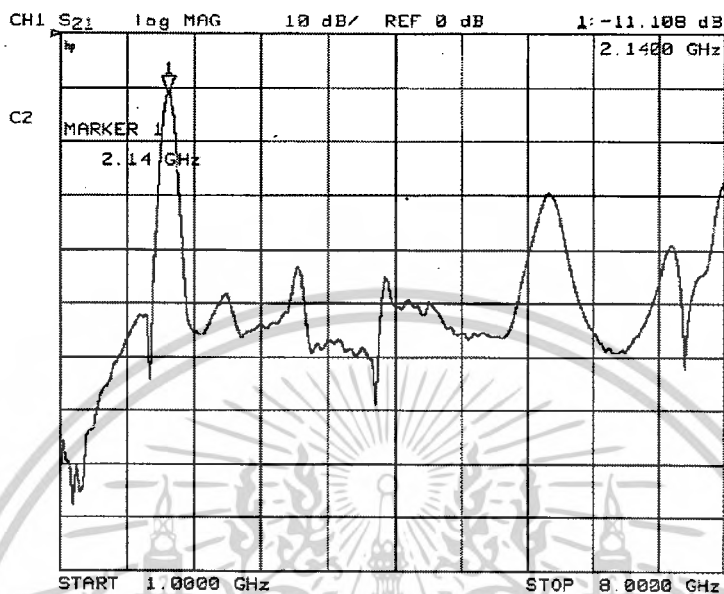
รูปที่ 5.6 Stop Band Insertion Loss

กราฟผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 5.7 ผลตอบสนองทางเฟส ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

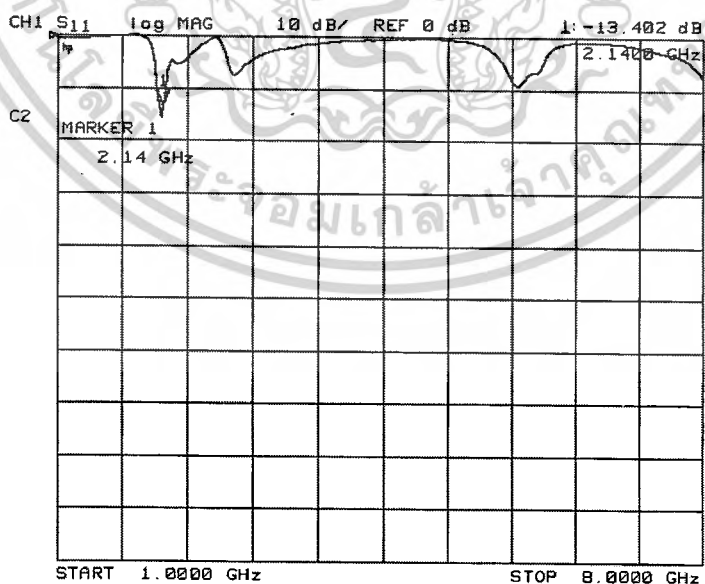
และเมื่อ span ความถี่ ตั้งแต่ 1 GHz ถึง 8 GHz จะได้กราฟคุณสมบัติต่าง ๆ ดังนี้  
 กราฟคุณสมบัติการสูญเสียการส่งผ่าน Insertion Loss



รูปที่ 5.8 กราฟคุณสมบัติการสูญเสียการส่งผ่าน ( $L_A$ )

เมื่อ span ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz

กราฟคุณสมบัติการสูญเสียย้อนกลับ Return Loss



รูปที่ 5.9 กราฟคุณสมบัติการสูญเสียย้อนกลับ ( $L_R$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเมื่อ span ความถี่ 1 GHz ถึง 8 GHz อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 5.4 สรุปผลการทดสอบ

จากการทดสอบด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย ผลที่ได้จากการทดสอบนั้นพบว่ามีความคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีและผลจากการวิเคราะห์ด้วยโปรแกรม CST ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบผลจากทฤษฎีและการทดสอบตัวกรองสัญญาณย่านความถี่ 2.11-2.17 GHz

ความถี่(GHz)	อัตราค่าการสูญเสียการส่งผ่าน (dB)		อัตราค่าการสูญเสียย้อนกลับ (dB)	
	วิเคราะห์ด้วย โปรแกรม CST	ผลจากเครื่อง วิเคราะห์โครงข่าย	วิเคราะห์ด้วย โปรแกรม CST	ผลจากเครื่อง วิเคราะห์โครงข่าย
2.11	-11.97	-11.463	-11.97	-17.167
2.12	-7.858	-10.861	-12.89	-15.010
2.13	-7.593	-10.439	-13.7	-14.238
2.14	-7.508	-10.390	-14.23	-13.227
2.15	-7.597	-10.495	-14.09	-12.823
2.16	-7.872	-11.081	-13.49	-12.136
2.17	-8.357	-12.072	-12.8	-10.559

จากรูปที่ 5.3 จะพบว่าอัตราค่าการสูญเสียการส่งผ่านที่ความถี่ 2.14 GHz เท่ากับ -10.390 dB และจากรูปที่ 5.4 จะพบว่าอัตราค่าการสูญเสียย้อนกลับที่ความถี่ 2.14 GHz เท่ากับ -13.227 dB และจากรูปที่ 5.5 นั้นจะได้ค่าแบนด์วิธประมาณ 86.8 MHz และจากรูปที่ 5.6 ที่ช่วงความถี่หยุด (Stop Band) ที่ความถี่ 1.94 GHz ประมาณ -63.906 dB และที่ความถี่ 2.34 GHz ประมาณ -53.021 dB

#### 5.5 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองตัวกรองความถี่ผ่านจากเรโซเนเตอร์ไมโครสตริปแผ่นบางรูปครึ่งวงกลมนั้น การออกแบบจะขึ้นอยู่กับตัวประกอบคุณภาพภายนอกและสัมประสิทธิ์การเชื่อมต่อ ซึ่งคุณสมบัติของตัวกรองความถี่นั้น สามารถปรับปรุงโดยใช้เรโซเนเตอร์หลาย ๆ ตัวมาต่อเชื่อมกัน ซึ่งผลการ simulated และการทดสอบพบว่า ความถี่กลางจากการทดสอบจะมีค่าเท่ากับกับการ simulated คือ 2.14 GHz สำหรับค่าอัตราค่าการสูญเสียการส่งผ่านมีค่าประมาณ -10.235 dB และค่าอัตราค่าการสูญเสียย้อนกลับมีค่าประมาณ -12.971 dB และสำหรับค่าอัตราค่าการสูญเสียการส่งผ่านที่ช่วงความถี่หยุดที่ความถี่ 1.94 GHz และ 2.34 GHz มีค่ามากกว่า 40 dB

#### 5.6 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการสร้าง

จากการทดลอง ในขั้นตอนแรกนั้นทำการ simulated ตัวกรองความถี่แบบไม่มีค่าการสูญเสียเกิดขึ้นเลย เพื่อที่จะทำให้คุณลักษณะต่าง ๆ เป็นไปในทางอุดมคติ แต่ผลที่ได้จากการทดสอบตัวกรองการคำนวณค่า ไม่ว่าจะเป็นใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่นั้นมีการสูญเสียมาก เนื่องจากเราไม่ทราบค่าการสูญเสียในระหว่างการ simulated เพราะแผ่นปรีนท์ที่ใช้เป็นแผ่นปรีนท์ทั่วไป ราคาถูก จึงมีการสูญเสียมาก แต่เมื่อทำการ simulated แบบมีการสูญเสียจึงทำให้เราประมาณค่าการสูญเสียที่แท้จริงของวัสดุได้ และทำให้ค่าคุณลักษณะจากการทดสอบได้ค่าใกล้เคียงกับการ simulated

และในการออกแบบนั้นความละเอียดจะสูงถึงในหน่วยของมิลลิเมตรจึงต้องใช้เครื่องมือทำปรีนท์ที่มีความละเอียดสูงนั้นก็คือเครื่อง CNC WIRECUT เนื่องจากวัสดุที่ใช้ทำนั้นมีค่าการสูญเสียมาก ( Lossy Metal )

### 5.7 แนวทางการแก้ไข

ด้วยความคลาดเคลื่อนที่เกิดจากการทำปรีนท์ที่มีความละเอียดนั้นเราจึงเสนอแนวทางแก้ไขคือต้องทำปรีนท์อย่างระมัดระวังเพราะถ้าค่าคลาดเคลื่อนไปเพียงนิดเดียวจะทำให้คุณลักษณะต่าง ๆ เปลี่ยนไปได้ ส่วนในเรื่องของขนาดของไมโครสตริปที่มีค่าผิดพลาดอยู่นั้นเราควรคำนวณได้ค่าที่แน่ชัดก่อนจากการ simulated ก่อนทำจริง หรือควรใช้วัสดุที่มีการสูญเสียต่ำในการสร้างตัวกรองสัญญาณ



## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้ประสบความสำเร็จไปได้ด้วยดีนั้น ทางคณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาทั้งสองท่าน คือ อาจารย์ชวงค์ พงศ์เจริญพามาธิย์ และอาจารย์เร สุรวัดณ์ปัญญา และคุณกิตติศักดิ์ แพบัว และพี่ๆทุกคนในห้องแลป ที่ได้ให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางในการทำปริญญาบัตร

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่ ผู้ที่เป็นแรงบันดาลใจอันสำคัญยิ่ง รวมถึงกำลังใจที่ได้รับเสมอมาจากคุณพ่อ คุณแม่ อีกทั้งญาติพี่น้องของทางคณะผู้จัดทำ ทำให้คณะผู้จัดทำมีความมานะพากเพียรทำปริญญาบัตรฉบับนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

1. J-S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip filters for RF/Microwave and Applications. John Wiley & Son Inc., 2001
2. N. Uzunoglu and P. Katechi, Coupling Microstrip Disk Resonator, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. pp. 94-97, Feb. 1980
3. บัณฑิต วิจารณ์อารยานนท์, วิศวกรรมไมโครเวฟ, พิมพ์ครั้งที่ 1 พ.ศ.2536, สำนักพิมพ์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้