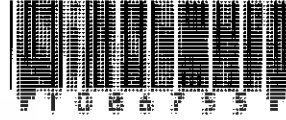


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบและสร้างไมโครสตริปไลน์สำหรับการประยุกต์ใช้งาน  
A DESIGN AND FABRICATED MICROSTRIP-LINE FOR APPLICATION



โดย

นาย ชวิช รุจิไพโรจน์  
นาย บุญฤทธิ์ วังไพบุลย์  
นาย ปรีดา เมฆเกิดชู

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 86755  
วัน,เดือน,ปี..... 14 ส.ค. 2552

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม  
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การออกแบบและสร้างไมโครสตริปไลน์สำหรับการประยุกต์ใช้งาน  
A DESIGN AND FABRICATED MICROSTRIP-LINE FOR APPLICATION

จัดทำโดย นายรัช รุจิไพโรจน์ รหัสประจำตัว 38013358  
นายบุญฤทธิ์ วังไพบูลย์ รหัสประจำตัว 38013365  
นายปรีดา เมฆเกิดชู รหัสประจำตัว 38013366

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ประกิจ ตังติสานนท์  
อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์  
ภาควิชา เทคโนโลยีอุตสาหกรรม  
ปีการศึกษา 2540

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้  
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

ประธานกรรมการ

( )

กรรมการ

( )

กรรมการ

( )

กรรมการ

( )

กรรมการ

( )

กรรมการ

( )

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบและสร้างไมโครสตริปไลน์สำหรับการประยุกต์ใช้งาน

โดย นายรัช รุจิไพโรจน์ รหัส 38013358  
นายบุญฤทธิ์ วังไพบุลย์ รหัส 38013365  
นายปรีดา เมฆเกิดชู รหัส 38013366

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ รศ.ประกิจ ตั้งติสานนท์  
อาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์  
ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เสนอการออกแบบและผลการทดลองของการนำเอาไมโครสตริปไลน์ไปใช้งานในรูปแบบที่ต่างกันซึ่งในการออกแบบโดยใช้โปรแกรมทางคอมพิวเตอร์จำลองทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและด้วยวิธีการคำนวณโดยเปรียบเทียบกับตารางไมโครสตริปที่ได้สร้างขึ้นนี้สามารถทำงานที่ความถี่ 2 GHz โดยเป็นวงจรกรองความถี่ , ที่ความถี่ 10 GHz เป็นสายนำสัญญาณและเป็นสายอากาศแบบแฉกต่ำดับเชิงเส้น จากการทดสอบของการไหลผ่านของความถี่และการแพร่กระจายคลื่นของไมโครสตริปไลน์เมื่อเปรียบเทียบกับที่คำนวณเอาไว้จะสังเกตเห็นได้ว่าเป็นไปตามทฤษฎีดังนั้นจึงเชื่อได้ว่าไมโครสตริปไลน์ที่ได้สร้างขึ้นนี้จะถูกนำไปใช้งานได้มากมายและมีขนาดเล็ก

A DESIGN AND FABRICATED MICROSTRIPLINE FOR APPLICATION

BY MR. THAWAT RUCHJPIROT  
MR. BUNYARIT WANGPAIBOON  
MR. PREEDA MEKKORDCHU

ADVISOR ASSOC. PROF. PRAKIT TUNGTISANON  
MR. SATAPORN PROMWONG  
YEAR 1997

---

ABSTRACT

This thesis offered the design and the result of experiment in bringing microstripline working in the different from . In the design we used the computer program to imitate electromagnetic field and the computation by compare from the table . This built microstripline can use at the frequency 2 GHz as the filter , at the frequency of 5 GHz was built as transmissionline and at frequency of 10 GHz was built as linear antenna respectively . From the experiment of the frequency's flow and the wave radiation of microstripline then we compared with the resulted computation , we observed that it was according to the theory . So we have believe that this demonstrated microstripline was brought to use a lot of works and its small size

## กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอขอบคุณเพื่อนทุกคน ที่สนับสนุนในการทำโครงการทำให้โครงการนี้สามารถดำเนินไปได้ด้วยดี และขอขอบคุณท่านอาจารย์ รศ. ประกิจ ตั้งศิลา นนท์ ท่านอาจารย์ สถาพร พรหมวงศ์ และ อาจารย์ มนต์ชัย แซ่ม้อย เป็นอย่างสูง ในการให้คำชี้แนะและคำติชมแก้ไข ซึ่งทำให้โครงการนี้แล้วเสร็จตามวัตถุประสงค์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	II
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	III
กิตติกรรมประกาศ	IV
สารบัญ	V
สารบัญภาพ	VI
สารบัญตาราง	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป	3
2.2 แบบจำลอง 2 มิติของไมโครสตริป	4
2.3 ทรานสมิตชันไลน์	5
2.4 วงจร 2 พอร์ต	10
2.5 วงจรเรโซแนนซ์และวงจรฟิลเตอร์	20
2.6 วงจรกรองความถี่	27
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างไมโครสตริป	44
3.1 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ที่ผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ชิ้นส่วนรีแอกแตนซ์แบบวงจรกระจาย	44
3.2 ขั้นตอนการสร้างไมโครสตริปไลน์	52
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	54
4.1 วงจรผ่านความถี่ต่ำที่ความถี่ 2 GHz	54
4.2 ทรานสมิตชันไลน์ที่ 10 GHz	61
4.3 สาขาอากาศแบบอนุกรมที่ความถี่ 10 GHz	66
บทที่ 5 บทสรุป	68
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	
สัญลักษณ์ต่าง ๆ	

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2-1 โครงสร้างของสตริปไลน์	3
รูปที่ 2-2 โครงสร้างไมโครสตริปแบบ 2 พอร์ต	4
รูปที่ 2-3 แสดงให้เห็นวงจรเทียบเคียงของสายส่งระยะยาวประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้	6
รูปที่ 2-4 วงจร 2 พอร์ต ที่ไม่มีความต่อเนื่อง	10
รูปที่ 2-5 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ต ที่ใช้ในการหา S พารามิเตอร์	12
รูปที่ 2-6 วงจร 2 พอร์ต ที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมคซิงโหลด	14
รูปที่ 2-7 วงจร 2 พอร์ต ต่อกันอย่างแคสแคด	15
รูปที่ 2-8 วงจร 2 พอร์ต N วงจรต่อกันแบบแคสแคด	17
รูปที่ 2-9 วงจร 2 พอร์ตแบบสมมาตร	18
รูปที่ 2-10 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน	20
รูปที่ 2-11 วงจรเรโซแนนซ์	22
รูปที่ 2-12 การเปลี่ยนแปลงค่าแอดมิตแดนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน	23
รูปที่ 2-13 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน	24
รูปที่ 2-14 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีโหลดที่อยู่	26
รูปที่ 2-15 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 แบบ	27
รูปที่ 2-16 แสดงความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L และ C อย่างละตัวโดยใช้ค่าต่าง ๆ กัน	28
รูปที่ 2-17 แสดงความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L และ C รวม 3 ตัว โดยใช้ค่าต่าง ๆ กัน	29
รูปที่ 2-18 แสดงการสูญเสียของสัญญาณในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเบสเซลโดยเปลี่ยนค่า $n$ จาก 2 ถึง 7	42
รูปที่ 3-1 แสดงการออกแบบบนโปรแกรม Ledit	52
รูปที่ 3-2 แสดงชิ้นงานตัวอย่างพร้อมที่จะใช้งาน	53
รูปที่ 4-1 แสดงชิ้นงาน Low pass filter ที่ความถี่ 2 GHz	54
รูปที่ 4-2 แสดงสัญญาณของวงจรความถี่ต่ำที่ความถี่ 2 GHz ที่ In-put (S11)	54
รูปที่ 4-3 แสดงสัญญาณของวงจรความถี่ต่ำที่ความถี่ 2 GHz ที่ระหว่าง In-put กับ Out-put (S12)	55

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
รูปที่ 4-4	แสดงสัญญาณของวงจรความถี่ต่ำที่ความถี่ 2 GHz ที่ระหว่าง Out-put กับ In-put (S21)	55
รูปที่ 4-5	แสดงสัญญาณของวงจรผ่านความถี่ต่ำที่ความถี่ 2 GHz ที่ Out-put (S22)	55
รูปที่ 4-6	กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลจากการทดลองเทียบกับทฤษฎีและ Computer	56
รูปที่ 4-7	กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลจากทฤษฎีกับ Computer	58
รูปที่ 4-8	กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลจากการทดลองเทียบกับทฤษฎี	60
รูปที่ 4-9	แสดงชิ้นงาน Transmission Line ที่ความถี่ 10 GHz	61
รูปที่ 4-10	แสดงสัญญาณของวงจร Transmission Line ที่ 10 GHz ที่ In-put (S11)	61
รูปที่ 4-11	แสดงสัญญาณของ Transmission Line ที่ 10 GHz ที่ระหว่าง In-put กับ Out-put	62
รูปที่ 4-12	แสดงสัญญาณที่ระหว่าง Out-put กับ In-put (S21)	62
รูปที่ 4-13	แสดงสัญญาณที่ In-put (S22)	63
รูปที่ 4-14	กราฟแสดงการเปรียบเทียบกับทฤษฎีและ Computer	64
รูปที่ 4-15	แสดงชิ้นงานสายอากาศแบบอนุกรม (Linear antenna) ที่ความถี่ 10 GHz	66
รูปที่ 4-16	แสดงสัญญาณของสายอากาศแบบอนุกรมที่ 10 GHz โดยวัดค่า Return loss ที่ In-put (S11)	66

## สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2-1 แสดงตัวอย่างค่าอินดักแทนซ์และคาปาซิแตนซ์ เมื่อค่า $RS = RL = 10\Omega$ โดยใช้วงจรบัทเทอร์เวิร์ท	30
ตารางที่ 2-2 แสดงค่าของ $L$ และ $C$ ของวงจรฟิลเตอร์แบบ บัทเทอร์เวิร์ทเมื่อ $RS$ และ $RL$ มีค่าไม่เท่ากัน	31
ตารางที่ 2-3 แสดงค่าโพลีโนเมียลของวงจรเซบีเชฟ 7 ค่าแรกของ $n$	32
ตารางที่ 2-4 แสดงค่าของ $L$ และ $G$ ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ เซบีเชฟที่มีค่าริบเปิดเท่ากับ $0.01\text{ dB}$ จาก $n=5$ ถึง $n=7$	33
ตารางที่ 2-5 แสดงค่าของ $L$ และ $G$ ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ เซบีเชฟที่มีค่าริบเปิดเท่ากับ $0.1\text{ dB}$ จาก $n=2$ ถึง $n=7$	34
ตารางที่ 2-6 แสดงค่าของ $L$ และ $G$ ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ เซบีเชฟที่มีค่าริบเปิดเท่ากับ $0.1\text{ dB}$ จาก $n=5$ ถึง $n=7$	36
ตารางที่ 2-7 แสดงค่าของ $L$ และ $G$ ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ เซบีเชฟที่มีค่าริบเปิดเท่ากับ $0.5\text{ dB}$ จาก $n=2$ ถึง $n=4$	37
ตารางที่ 2-8 แสดงค่าของ $L$ และ $C$ ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ เซบีเชฟที่มีค่าริบเปิดเท่ากับ $0.5\text{ dB}$ $n=5$ ถึง $n=7$	39
ตารางที่ 2-9 แสดงค่า $L$ และ $C$ ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ เซบีเชฟที่มีค่าริบเปิดเท่ากับ $1\text{ dB}$ จาก $n=2$ ถึง $n=4$	41
ตารางที่ 2-10 แสดงค่า $L$ และ $C$ ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ เซบีเชฟที่มีค่าริบเปิดเท่ากับ $1\text{ dB}$ จาก $n=5$ ถึง $n=7$	42

# บทที่ 1

## บทนำ

สำหรับระบบการสื่อสารไมโครเวฟนั้น สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป (microstrip line) เป็นอุปกรณ์พาสซีฟที่มีความสำคัญต่อการวิเคราะห์และออกแบบวงจรไมโครเวฟ (microwave circuit) เป็นอย่างยิ่ง เนื่องจากสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการส่งผ่านสัญญาณต่างๆ ในระบบนั่นเอง ซึ่งสามารถพบเห็นได้จากการใช้งานในวงจรไมโครเวฟโดยทั่วไป อาทิเช่น วงจรกรองความถี่ (filter) ตัวแบ่งกำลังงาน (power divider) วงจรขยายไมโครเวฟ (microwave amplifier) ออสซิลเลเตอร์ (oscillator) รวมทั้งวงจรรวมไมโครเวฟในปัจจุบันที่มีการใช้เทคโนโลยีของ MMIC (monolithic microwave integrated circuit) สายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปยังคงเป็นปัจจัยหนึ่งที่มีสำคัญต่อการออกแบบวงจรรวม

ลักษณะโครงสร้างของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปจะประกอบด้วยแผ่นตัวนำที่วางอยู่บนวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก (dielectric substrate) โดยส่วนล่างของฐานรองไดอิเล็กตริกจะเป็นระนาบสร้างเงา (ground plane) ซึ่งเป็นแผ่นตัวนำขนาดใหญ่ ค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ (effective permittivity:  $\epsilon_r$ ) ค่าความหนา (thickness:  $h$ ) ของวัสดุฐานรองไดอิเล็กตริก รวมถึงค่าความหนา ( $t$ ) ของแผ่นตัวนำจะมีผลต่อคุณลักษณะทางไฟฟ้าของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป นอกจากนี้ยังมีการแผ่กระจายคลื่นจากตัวไมโครสตริปเอง ซึ่งสิ่งเหล่านี้เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรไมโครเวฟ

ในปฏิญานិพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงการออกแบบและการสร้างสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป ซึ่งได้ประยุกต์ใช้งานเป็นสายส่งสัญญาณ (transmission line) อิมพีแดนซ์ 50 โอห์มที่ความถี่ใช้งาน 10 GHz, ตัวแบ่งกำลังงานสำหรับสายอากาศแบบไมโครสตริปที่ความถี่ใช้งาน 10 GHz และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัท ออฟ 2 GHz โดยการออกแบบได้คำนวณตามทฤษฎีสายส่งสัญญาณ (transmission line model) ส่วนการออกแบบวงจรกรองความถี่ได้ใช้หลักการ high impedance และ low impedance ในการออกแบบและได้ทำการจำลองการทำงาน (simulation) ด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์โดยอาศัยโปรแกรม Puff Design ก่อนการสร้างงานจริง ผลการทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ทั้งสามชนิด ด้วยเครื่องวิเคราะห์โครงข่าย (network analyzer) เพื่อทดสอบหาค่า S พารามิเตอร์และอิมพีแดนซ์ของสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริป และเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม (spectrum analyzer) ให้ผลใกล้เคียงกับทฤษฎีที่ได้ออกแบบและการจำลองการทำงานด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์ ซึ่งทำให้ได้แนวความคิดในการนำสายนำสัญญาณแบบไมโครสตริปไปประยุกต์ใช้งานเป็นอุปกรณ์อื่นๆ ในวงจรไมโครเวฟที่ขาดการวิเคราะห์และออกแบบต่อไป

### วัตถุประสงค์

1. เพื่อเรียนรู้ถึงหลักการพื้นฐานของไมโครสตริป
2. เพื่อเรียนรู้ทฤษฎีและหลักการออกแบบปฏิบัติทั่วไปของไมโครสตริป
3. เพื่อให้สามารถค้นคว้าและวิจัยด้วยตนเอง
4. เพื่อเรียนรู้ทฤษฎีและนำไปออกแบบใช้งานในวงจรรวม

### ขอบเขตและโครงการ

1. ออกแบบไมโครสตริปไลน์โดยในที่นี้จะเป็นการออกแบบวงจรฟิลเตอร์, สายส่ง สัญญาณและสายอากาศเพื่อเป็นการประยุกต์ในวงจร
2. การใช้ Program Computer Puff Design ในการ Simulation ไมโครสตริปไลน์
3. ทำการสร้างชิ้นงานบนวัสดุฐานรอง Teflon โดยมีค่าสภาพยอมสัมพัทธ์ที่ 2.2
4. ทำการวัดและทดสอบคุณสมบัติของไมโครสตริปไลน์

### ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถนำมาแก้ปัญหาเกี่ยวกับค่า  $L$  ในกรอบแบบที่ความถี่สูง เพราะว่าค่า  $L$  มีค่าน้อยมากโดยมีหน่วยเป็น  $nH$
2. สามารถนำมาสร้างเป็นอุปกรณ์ passive ที่มีขนาดเล็กกระทัดรัด ซึ่งเหมาะสำหรับวงจรไมโครเวฟ
3. ชิ้นงานมีขนาดเล็กโดยที่จะสามารถนำเอามาสร้างร่วมกับอุปกรณ์ Active ด้วยได้
4. สามารถนำมาเป็นวงจรรวมได้เพราะมีขนาดเล็ก (Integrate Circuit : MIC)

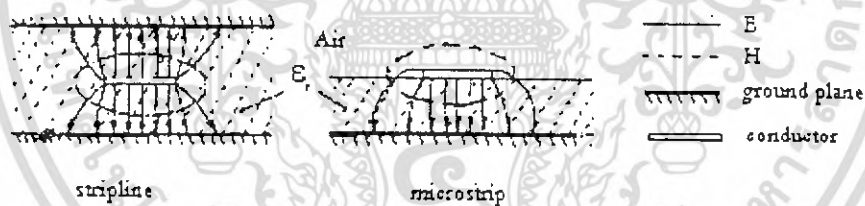
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ไมโครสตริป นับเป็นส่วนสำคัญอย่างยิ่งในการออกแบบวงจรที่ทำงานในย่านความถี่สูง ซึ่งอาจเป็นในรูปของสายส่งสัญญาณ (transmission lines) หรือการใช้งานเป็นวงจรแบบพาสซีฟ เพื่อคุณสมบัติอื่น ๆ ที่ไม่สามารถกระทำได้ด้วยการใช้ lump elements R-L-C ดังเช่นวงจรความถี่ต่ำ รายละเอียดเกี่ยวกับไมโครสตริปสามารถอธิบายอย่างย่อได้ดังนี้คือ

### 2.1 ลักษณะโครงสร้างของไมโครสตริป

(1) ลักษณะโครงสร้าง ไมโครสตริปและสตริปไลน์มีลักษณะทางกายภาพ ดังแสดงภาพตัดขวางตามรูปที่ 2-1 ข้อดีของไมโครสตริปเมื่อนำไปใช้งานกับวงจรความถี่สูง โดยทำการเปรียบเทียบกับสตริปไลน์ได้แก่ มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา นอกจากนี้แล้วยังเหมาะในด้านการผลิตจำนวนมากเช่น วงจรรวมไมโครเวฟ (microwave integrated circuits) ส่วนข้อเสียก็คือ การสูญเสียของสัญญาณในวงจรที่มากกว่า และการออกแบบ-วิเคราะห์ จะกระทำได้ยากกว่า



รูปที่ 2-1 โครงสร้างของสตริปไลน์

(2) การเดินทางของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จากรูปที่ 2-1 แสดงถึงสายส่งสัญญาณ และลักษณะของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งในกรณีของสตริปไลน์การเดินทางของคลื่นจะเป็นแบบ TEM mode (Transverse Electromagnetic Mode) การวิเคราะห์กระทำได้ง่ายและให้ผลที่แม่นยำกว่า ในขณะที่กรณีของไมโครสตริปนั้น จะพบว่าบนระนาบซึ่งเป็นรอยต่อระหว่าง อากาศกับ สารไดอิเล็กทริก จะทำให้เกิดการเบี่ยงเบนของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าให้ต่างไปจาก TEM mode ดังนั้นแนวทางการวิเคราะห์สายส่งไมโครสตริป จึงกระทำได้ 2 ลักษณะ คือ

(2.1) วิเคราะห์โดยการประมาณให้เป็น TEM mode ซึ่งจะทำให้การหา ค่าคุณสมบัติต่าง ๆ ของไมโครสตริปทำได้ง่าย แนวทางนี้จะเน้นที่ค่าประสิทธิผลของไดอิเล็กทริก (effective dielectric,  $\epsilon_{eff}$ ) เป็นค่าที่แปรตามขนาดของไมโครสตริปและความความถี่ที่ใช้งาน ข้อ เกริ่นนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำกัดของวิธีนี้ก็คือความถูกต้องการใช้งานได้ผลดีในความถี่ในแถบต่ำกว่าคือ ไม่เกินกว่าย่านของความถี่เอ็กซ์ (x-band, 8.2-12.4 GHz)

(2.2) การวิเคราะห์อย่างเต็มรูปแบบ โดยพิจารณาให้เป็นการเดินทางของคลื่นในสภาพที่ใกล้เคียงความจริงมากที่สุด วิธีการนี้จะนำองค์ประกอบของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทุกส่วนมาพิจารณาค่วมกันประกอบกับเงื่อนไขอื่น ๆ ซึ่งทำให้การคำนวณได้ผลลัพธ์ที่ใกล้เคียงกับการทดลองมากกว่า ซึ่งการเดินทางของคลื่นในออร์เดอร์ลำดับสูง ได้แก่ Transverse Electric (TE), Transverse Magnetic (TM) และ Hybrid mode.

(2.3) เงื่อนไขขอบเขต ในสมการปัญหาขอบเขต (boundary value problems) สิ่งสำคัญประการหนึ่งที่เป็นตัวกำหนดคำตอบของสมการก็คือเงื่อนไขขอบเขต (boundary condition) สำหรับวงจรไมโครสตริปจะสามารถจัดแบ่งออกเป็นชนิดต่าง ๆ ได้ดังนี้คือ

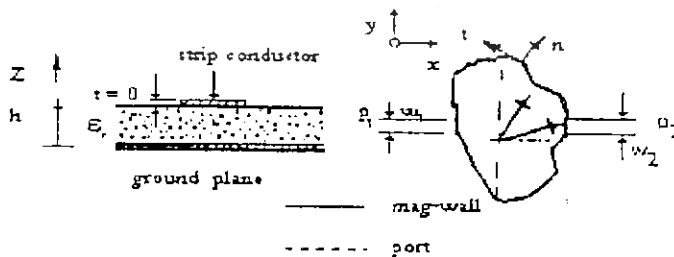
(2.4) เงื่อนไขขอบเขตแบบวงจรเปิด (magnetic wall) ซึ่งจะสอดคล้องกับองค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคือ  $E_n = 0, H_{zn} = 0$

(2.5) เงื่อนไขขอบเขตแบบวงจรปิด (electric wall) ซึ่งจะสอดคล้องกับองค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าคือ  $E_{zn} = 0, H_n = 0$

(2.6) เงื่อนไขขอบเขตแบบผสม (mixed boundary) ประกอบด้วยขอบเขตทั้งสองแบบ

### 2.2 แบบจำลอง 2 มิติของไมโครสตริป

โครงสร้างของไมโครสตริปสามารถแสดงได้ดัง รูปที่ 2-2 โดยมี  $\hat{i}, \hat{j}$  คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วย (unit vector) ในแนวสัมผัส และแนวตั้งฉากกับขอบเขตตามลำดับ เนื่องจากระยะห่าง  $h$  ระหว่างตัวนำสัญญาณกับแผ่นกราวด์ (ground plane) มีค่าน้อยเทียบกับความยาวคลื่นของความถี่ใช้งาน (operating frequency) จึงพิจารณาให้ไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบสนามแม่เหล็กไฟฟ้าในทิศทาง (แนวแกน  $z$ )



รูปที่ 2-2 โครงสร้างไมโครสตริปแบบ 2 พอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้เงื่อนไขของตัวนำสมบูรณ์ซึ่งมีค่าความนำเป็นอนันต์ (perfect conductor) จะทำให้องค์ประกอบของคลื่นสอดคล้องกับเงื่อนไข

$$E_x = E_r = 0 \quad (1)$$

ดังนั้นองค์ประกอบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจึงลดลงเหลือเพียง 3 ส่วนคือ  $E_z$ ,  $H_x$ ,  $H_r$  ไมโครสตริปจะถูกจัดให้เป็นรีโซเนเตอร์ mode  $TM_z$  ซึ่งของ  $E_z$  จะเขียนในสมการของแมกซ์เวลล์ได้จาก

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \quad (2)$$

และ 
$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\nabla \times \vec{H} \quad (3)$$

เมื่อใช้คุณสมบัติของเวกเตอร์  $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla \times (\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$  ประกอบกับสมการของแมกซ์เวลล์  $\nabla \cdot \epsilon \vec{E} = \rho = 0, \nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon \cdot \vec{E}$  และเงื่อนไขตามสมการ (1) สมการ (3) จะสามารถสรุปลงได้เป็น

$$(\nabla_r^2 + k_o^2)E_z = 0 \quad (4)$$

เมื่อ wave number;  $k_o^2 = \omega^2 \mu_o \mu_r \epsilon_o \epsilon_r$

และ 
$$\nabla_r^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial r^2}$$

สมการ (2) จะมีเงื่อนไขขอบเขตที่สอดคล้องกับขอบเขตวงจรมือเปิดคือ

$$\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0 \quad (5)$$

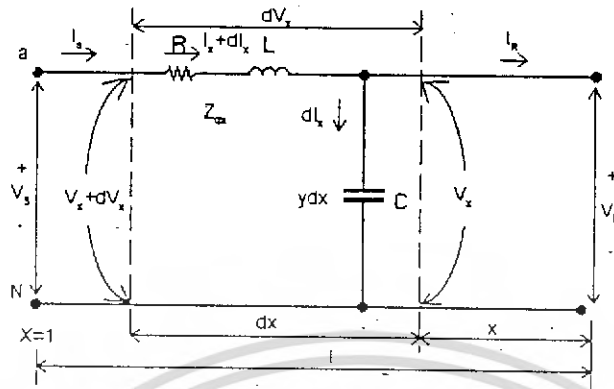
$$= j\omega\mu_o\mu_r H_r \quad ; \text{บนพอร์ต} \quad (6)$$

$H_r$  คือ องค์ประกอบสนามแม่เหล็กในแนวสัมผัสกับขอบเขต และจากเงื่อนไขของ  $H_r = 0$  บน  $\xi$ , และ  $H_r \neq 0$  บนพอร์ต

### 2.3 ทฤษฎีสัญญาณ (TRANSMISSION LINE)

เนื่องจากสายส่งระยะยาวมีขนาดแรงดันไฟฟ้าสูงกว่าสายส่งระยะปานกลาง ทำให้ค่า C และ G ของสายส่งมีค่ามาก วิธีที่เหมาะสมสำหรับการหาค่า V และ I ของสายส่งระยะยาว คือ พิจารณา v และ i จากส่วนย่อยตลอดความยาวของสายส่ง ลักษณะเช่นนี้ฟลักแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบริเวณสายส่งจึงถูกพิจารณาให้เป็นรูปคลื่นสนามแม่เหล็ก ซึ่งมีผลต่อสมการหาค่า V และ I ของ

สายส่งระยะยาวค้ำ



รูป 2-3 แสดงให้เห็นวงจรเทียบเคียงของสายส่งระยะยาวประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

- $dx$  = ส่วนย่อยของสายส่งใช้พิจารณา
- $V_x$  และ  $I_x$  = แรงดันและกระแสไฟฟ้าทางด้านปลายของ  $dx$
- $z$  และ  $y$  = อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ต่อหน่วยความยาว
- $zdx$  และ  $ydx$  = อิมพีแดนซ์และแอดมิตแตนซ์ที่ประกอบอยู่ในส่วนของ  $dx$
- $v_x + dv_x$  และ  $I_x + di_x$  = แรงดันและกระแสไฟฟ้าทางด้านต้นของ  $dx$

จากการกำหนดค่าดังกล่าวข้างต้น ทำให้ได้แรงดันตกคร่อมในส่วนย่อยที่พิจารณาเป็นดังนี้คือ

$$\begin{aligned} dV_x &= (V_x + dV_x) - V_x = dV_x \\ &= (I_x + dI_x)Zdx \\ dV_x &= I_x Zdx \end{aligned} \tag{7}$$

$$dI_x = V_x y dx \tag{8}$$

$$\frac{dV_x}{dx} = Z I_x \tag{9}$$

และ

$$\frac{dI_x}{dx} = y V_x \tag{10}$$

ดิฟเฟอเรนเชียลสมการ (9) และสมการ (10)

$$\frac{d^2 V_x}{dx^2} = Z \frac{dI_x}{dx} \tag{11}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d^2 I_x}{dx^2} = y \frac{dV_x}{dx} \tag{12}$$

แทนค่า  $\frac{dI_x}{dx}$  และ  $\frac{dV_x}{dx}$  จากสมการ (9) และสมการ (10) ลงในสมการ (11) และสมการ (12)

$$\frac{d^2 V_x}{dx^2} = yzV_x \tag{13}$$

และ  $\frac{d^2 I_x}{dx^2} = yzI_x \tag{14}$

เมื่อ  $X=0$  จะมีค่า  $V_x = V_R$  และ  $I_x = I_R$  ดังนั้นเราจึงแก้สมการ (13) และ (14) ซึ่งเป็นสมการดิฟเฟอเรนเชียลอันดับสองได้ดังนี้

$$V(x) = (\cosh \sqrt{yzx})V_R + \left(\sqrt{\frac{z}{y}} \sinh \sqrt{yzx}\right)I_R \tag{15}$$

ในทำนองเดียวกัน

$$I(x) = \left(\frac{\sqrt{y}}{z} \sinh \sqrt{yzx}\right)V_R + (\cosh \sqrt{yzx})I_R \tag{16}$$

สมการ (15) และสมการ (16) นำมาเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$V(x) = (\cosh \gamma x)V_R + (Z_C \sinh \gamma x)I_R \tag{17}$$

$$I(x) = (Y_C \sinh \gamma x)V_R + (\cosh \gamma x)I_R \tag{18}$$

$Z_C = \sqrt{\frac{z}{y}}$  = อิมพีแดนซ์กำหนดคุณลักษณะ (characteristic impedance) ต่อหน่วยความยาว

$Y_C = \sqrt{\frac{y}{z}}$  = แอดมิตแตนซ์กำหนดคุณลักษณะ (characteristic admittance) ต่อหน่วยความยาว

สำหรับค่า  $\gamma$  เป็นค่าที่เกิดจากรูปคลื่นแม่เหล็กในสายส่ง ซึ่งทำให้ขนาดและมุมของ  $V$  และ  $I$  มีการเปลี่ยนแปลง เราเรียกค่า  $\gamma$  นี้ว่า ค่าคงที่ของการแพร่กระจายคลื่น (propagation constant) มีค่าเป็น

$$\gamma = \sqrt{yz} = \alpha + j\beta \quad (19)$$

โดย  $\alpha$  = ค่าคงที่ลดจำนวน (attenuation) ซึ่งหมายถึง  $V$  และ  $I$  ที่ลดจำนวนตามทิศทาง การเคลื่อนที่ในสายส่ง มีหน่วยเป็นเนเปอร์ (neper) ต่อหน่วยความยาว

$\beta$  = ค่าคงที่เชิงมุม (phase constance; ซึ่งหมายถึงมุมระหว่าง  $V$  กับ  $V$  หรือ  $V$  กับ  $I$  ที่เกิดขึ้นขณะรูปแม่เหล็กไม่มีผลต่อมุมดังกล่าว) มีหน่วยเป็นเรเดียนต่อหน่วยความยาว

เมื่อ  $X$  เป็นความยาวของสายส่งทั้งหมดหรือ  $X = 1$  ทำให้สมการ (17) และสมการ (18) มีค่าเป็น

$$V_s = (\cosh \gamma) V_R + (Z_C \sinh \gamma) I_R \quad (20)$$

$$I_s = (Y_C \sinh \gamma) V_R + (\cosh \gamma) I_R \quad (21)$$

จัดสมการ (20) และสมการ (21) ให้อยู่ในรูปเมตริกซ์

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma & Z_C \sinh \gamma \\ Y_C \sinh \gamma & \cosh \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma & Z_C \sinh \gamma \\ Y_C \sinh \gamma & \cosh \gamma \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} \quad (23)$$

หรือ

$$\begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma & -Z_C \sinh \gamma \\ -Y_C \sinh \gamma & \cosh \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} \quad (24)$$

จากสมการ 24

$$V_R = (\cosh \gamma) V_s - (Z_C \sinh \gamma) I_s \quad (25)$$

$$I_R = -(Y_C \sinh \gamma) V_s + (\cosh \gamma) I_s \quad (26)$$

จากสมการ (22) ที่อยู่ในเทอมของค่าคงที่ของสายส่ง A, B, C, D มีค่าดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} \quad (27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในห้องปฏิบัติการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} V_R \\ I_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -B \\ -C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S \\ I_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -B \\ -C & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_S \\ I_S \end{bmatrix} \quad (28)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (22) และสมการ (27) ทำให้ทราบว่า

$$A = \cosh \gamma l \quad (29)$$

$$B = Z_c \sinh \gamma l \quad (30)$$

$$C = Y_c \sinh \gamma l \quad (31)$$

$$D = A = \cosh \gamma l \quad (32)$$

โดย

$$\sinh \gamma l = \frac{1}{2} (e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}) \quad (33)$$

$$\cosh \gamma l = \frac{1}{2} (e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}) \quad (34)$$

ไฮเปอร์บอริกฟังก์ชัน (hyperbolic function) ในสมการทั้งหมดหาค่าได้ดังนี้  
วิธีที่ 1

$$\begin{aligned} \sinh \gamma l &= \sin(\alpha l + j\beta l) \\ \sinh \gamma l &= \sinh \alpha l \cos \beta l + j \cos \alpha l \sin \beta l \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \cosh \gamma l &= \cos(\alpha l + j\beta l) \\ \cosh \gamma l &= \cosh \alpha l \cos \beta l + j \sin \alpha l \sin \beta l \end{aligned} \quad (36)$$

วิธีที่ 2

$$\begin{aligned} \sinh \gamma l &= \sinh(\alpha l + j\beta l) = \frac{1}{2} (e^{\alpha l} e^{j\beta l} - e^{-\alpha l} e^{-j\beta l}) \\ \sinh \gamma l &= \frac{1}{2} (e^{\alpha l} \angle \beta - e^{-\alpha l} \angle -\beta) \end{aligned} \quad (37)$$

$$\cosh \gamma l = \cosh(\alpha l + j\beta l) = \frac{1}{2} (e^{\alpha l} e^{j\beta l} + e^{-\alpha l} e^{-j\beta l})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\cosh \gamma l = \frac{1}{2} (e^{\alpha} \angle \beta + e^{-\alpha} \angle -\beta) \tag{38}$$

**2.4 TWO-PORT NETWORK ทราณฉัณฉัณเมตริกซ์**

**2.4.1 S เมตริกซ์สำหรับวงจร 2 พอร์ต**

วงจร 2 พอร์ตจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่สุดในการนิยาม S เมตริกซ์ แล้วก็เป็นวงจรที่พบบ่อยครั้งในภาคปฏิบัติ ยกตัวอย่างเช่น การนำท่อนำคลื่นหรือสายนำสัญญาณอย่างอื่นที่มีค่าอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติที่ต่างกันมาต่อกัน หรือท่อนำคลื่นที่มีชิ้นส่วนรีแอกตีฟอยู่ภายในเป็นต้น ในการนิยาม S เมตริกซ์ความไม่ต่อเนื่องต่าง ๆ นี้จะถูกเชื่อมต่อ



รูปที่ 2-4 วงจร 2 พอร์ตที่ไม่มีความต่อเนื่อง

อิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของพอร์ตทั้งสองอาจจะไม่เท่ากัน ซึ่งเราจะให้เท่ากับ  $Z_1$  และ  $Z_2$  ตามลำดับตามนิยามของ S เมตริกซ์ เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \tag{39 ก.}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \tag{39 ข.}$$

โดยที่ความหมายของ S พารามิเตอร์แต่ละตัวก็จะชัดเจนคือ  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนที่วัดที่พอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 2 ในขณะที่อีกพอร์ตหนึ่งถูกต่อไว้ด้วยแมตซิงโพลด์ สำหรับ  $S_{11}$  และ  $S_{21}$  ก็จะเป็นสัมประสิทธิ์ของการส่งผ่านจากพอร์ตที่ 2 มาพอร์ตที่ 1 และจากพอร์ตที่ 1 ไปพอร์ตที่ 2 ในสภาพมีการต่อไว้ด้วยแมตซิงโพลด์เช่นเดียวกัน และ  $S_{12}$  จะเท่ากับ  $S_{21}$  ในกรณีที่วงจร 2 พอร์ตนี้มีคุณสมบัติตามทฤษฎีบทภาวะย้อนกลับ ในกรณีที่จุดเชื่อมต่อเป็นแบบไม่มีการสูญเสีย S เมตริกซ์นี้จะเป็นแบบยูนิทารีและมีเงื่อนไขสำหรับ S พารามิเตอร์ซึ่งเขียนรายละเอียดได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{11}S_{11}^* + S_{21}S_{21}^* = 1 \quad (40 ก.)$$

$$S_{22}S_{22}^* + S_{12}S_{12}^* = 1 \quad (40 ข.)$$

$$S_{11}S_{12}^* + S_{21}S_{22}^* = 0 \quad (40 ค.)$$

เนื่องจาก  $S_{12} = S_{21}$  ดังนั้นสมการ (40 ก.) จะเท่ากับสมการ (40 ข.) และทำให้  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  มีความสัมพันธ์กันดังนี้

$$|S_{11}| = |S_{22}| \quad (41)$$

และจากสมการ (40 ก.) เราจะได้

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (42)$$

ดังนั้นเมื่อเราให้  $S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta_1}$ ,  $S_{21} = |S_{21}|e^{j\theta_2}$  และ  $S_{12} = (1 - |S_{11}|^2)^{1/2} e^{j\phi}$  แล้วแทนค่าลงในสมการ (40 ค.) จะได้ดังนี้

$$|S_{11}|(1 - |S_{11}|^2)^{1/2} (e^{j\theta_1 - j\phi} + e^{j\theta_2 - j\phi}) = 0$$

หรือ

$$e^{j(\theta_1 + \theta_2)} = -e^{j2\phi} \quad (43)$$

ซึ่งจะหา  $\phi$  ในรูปของ  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  ได้ดังนี้

$$\theta_1 + \theta_2 = 2\phi \pm \pi$$

หรือ

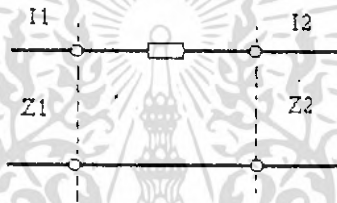
$$\phi = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \mp \frac{\pi}{2} \quad (44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้ตามสมการ (44) กับสมการ (42) เป็นการระบุว่า  $S_{12}$  และ  $S_{21}$  จะหาได้จาก  $S_{11}$  และ  $S_{22}$  และจะเห็นได้ว่าพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระนั้นจะมีเพียง 3 ตัวเท่านั้นคือ  $|S_{11}|, \theta_1$  และ  $\theta_2$  ซึ่งก็จะตรงกับผลการคำนวณจำนวนพารามิเตอร์ที่มีค่าอิสระที่เท่ากับ  $N(N+1)/2 = 2 \times 3/2 = 3$

ในลำดับต่อไปจะแสดงวิธีหาค่า  $S$  พารามิเตอร์ของวงจร 2 พอร์ตแบบง่าย ๆ ที่แสดงไว้ในรูป 2-5 คือเป็นสายนำสัญญาณ 2 ชุดต่อกันด้วยค่านิแยกแดนซ์ในลักษณะอนุกรม เมื่อให้  $V_1^+, V_1^-, V_2^+, V_2^-$  เป็นแรงดันไฟฟ้าสมมูลที่ไม่ได้นอร์มาไลซ์ไว้เราจะหา  $S_{11}$  ได้โดยการต่อพอร์ตที่ 2 ด้วยเมตซิงโพลคือ  $Z_2$  ซึ่งจะได้ดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_m - Z_1}{Z_m + Z_1} = \frac{Z_2 - Z_1 + jX}{Z_2 + Z_1 + jX} \quad (45)$$



รูปที่ 2-5 ตัวอย่างวงจร 2 พอร์ตที่ใช้ในการหา  $S$  พารามิเตอร์  
 ในทำนองเดียวกันจะสามารถหาค่า  $S_{22}$  ได้ดังนี้

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = \frac{Z_1 + Z_2 + jX}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (46)$$

ในการหา  $S_{21}$  นั้นเราจะทำได้โดยการต่อเมตซิงโพลไว้ที่พอร์ตที่ 2 แล้วหาค่า  $b_2/a_1$  ซึ่งในขั้นแรกจะติดอยู่ในรูปของ  $V_2^-$  และ  $V_1^+$  ดังนี้

$$S_{12} = S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \frac{V_2^-}{V_1^+} \quad (47)$$

การหาค่า  $V_2^-$  ในรูปของ  $V_1^+$  นั้นจะทำได้โดยคำนึงถึงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรดังนี้คือ ก่อนอื่นที่พอร์ตที่ 1 จะมีแรงดันไฟฟ้ารวมในรูป

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = V_1^+(1 + S_{11}) \quad (48)$$

และกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าที่พอร์ตที่ 1 จะเขียนได้ดังนี้

$$I_1 = \frac{1}{Z_1}(V_1^+ - V_1^-) = \frac{V_1^+}{Z_1}(1 - S_{11}) \quad (49)$$

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านวงจรอนุกรมจะมีขนาดเท่ากัน เมื่อให้  $I_2^-$  เป็นกระแสที่ไหลออกจากพอร์ตที่ 2 จะได้

$$I_1 = -I_2 = I_2^- = \frac{V_2^-}{Z_2} \quad (50)$$

จากสมการ (49) และสมการ (50) จะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $V_2^-$  กับ  $V_1^+$  ได้ดังนี้

$$\frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{Z_2}{Z_1}(1 - S_{11}) \quad (51)$$

เมื่อแทนค่าสมการ (51) และ  $S_{11}$  จากสมการ (45) ลงในสมการ (44) จะได้  $S_{12}$  ในรูปต่อไปนี้

$$S_{12} = S_{21} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (52)$$

ถ้าเราทำการหาค่า  $S_{21}$  จาก  $V_2^- / V_1^+$  ในสมการ (51) โดยตรง เราจะได้

$$S_{21} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (53)$$

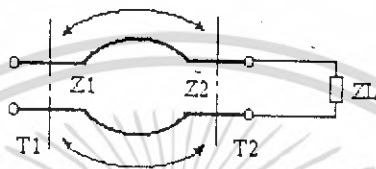
ในทำนองเดียวกัน

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2 + jX} \quad (54)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $S_{21}$  และ  $S_{12}$  ในกรณีนี้จะไม่เท่ากัน และทำให้  $S$  เมตริกที่นิยามแบบนี้ไม่มีคุณสมบัติสมมาตร ดังนั้นโดยทั่วไปเราจึงนิยมใช้  $S$  เมตริกซ์ที่นิยามจาก  $a_n$  และ  $b_n$  มากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในลำดับสุดท้ายนี้จะพิจารณาในกรณีที่มีการป้อนกำลังคลื่นเข้าที่พอร์ตหนึ่งแล้วอีกพอร์ตหนึ่งต่อไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซิงโหลด ในกรณีเช่นนี้เราจะสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนในรูปของ  $S$  พารามิเตอร์ได้ดังต่อไปนี้ ก่อนอื่นให้มีการป้อนกำลังเข้าที่พอร์ตที่ 1 และพอร์ตที่ 2 ตามรูปที่ 5.4-6 ต่อไว้ด้วยอิมพีแดนซ์  $Z_L$  ตามรูปที่ 5.4-6 เมื่อต่อโหลดด้วย  $Z_L$  ซึ่งไม่แมตซ์กับอิมพีแดนซ์ลักษณะสมบัติของสายนำสัญญาณก็จะเกิดการสะท้อนกลับตรงตำแหน่งที่ต่อ  $Z_L$  นั้น ถ้าให้  $S_L$  เป็นสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับตรงตำแหน่ง



รูปที่ 2-6 วงจร 2 พอร์ตที่ต่อปลายสายไว้ด้วยโหลดที่ไม่ใช่แมตซิงโหลด

ดังกล่าวนี้  $S_L$  จะเขียนได้ดังต่อไปนี้

$$S_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \quad (55)$$

โดยที่  $z_L = Z_L / Z_2$  หรือเป็นโหลดที่ถูกนอร์มาไลซ์ไว้ เมื่อแทนค่า  $a_2 = S_L b_2$  ลงในสมการ (59 ก.) และ (59 ข.) จะได้ผลดังนี้

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} S_L b_2 \quad (56 ก.)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} S_L b_2 \quad (56 ข.)$$

จากสมการ (56 ก.) และ (56 ข.) นี้ เราจะหาความสัมพันธ์ ระหว่าง  $b_1$  และ  $a_1$  ได้ดังนี้

$$\frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} S_L}{1 - S_{22} - S_L} \quad (57)$$

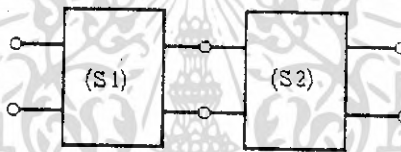
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้ก็คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับในกรณีต่อพอร์คที่ 2 ไว้ด้วยโหลด  $Z_L$  ที่ไม่ใช่แมตซิงโหลดและสมการ (57) ก็จะแสดงให้เห็นว่าสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับนั้นจะเปลี่ยนแปลงไปจาก  $S_{11}$  อย่างไร จากสมการ (55) จะเห็นได้ว่ากรณีต่อไว้ด้วยแมตซิงโหลด  $S_L$  จะเท่ากับ 0 ทำให้สมการ (57) มีค่าเท่ากับ  $S_{11}$  ซึ่งก็ตรงกับสิ่งที่ควรเป็น

#### 2.4.2 นิยามของทรานส์มิสชันเมตริกซ์

##### นิยามของทรานส์มิสชันเมตริกซ์

ถึงแม้  $S$  เมตริกซ์จะมีความหมายที่ชัดเจนและเชื่อมโยงกับค่าที่วัดได้เป็นอย่างดีแล้ว  $S$  เมตริกซ์จะไม่ให้ความสะดวกในการพารามิเตอร์ใหม่ในกรณีที่น่าวางจรมาท่อกันแบบแคสแคด ดังที่แสดงไว้ใน รูปที่ 2-7 ดังนั้นทรานส์มิสชันเมตริกซ์จึงถูกนิยามขึ้นโดยจะเป็นพารามิเตอร์ที่ผูกความสัมพันธ์ระหว่าง



รูปที่ 2-7 วงจร 2 พอร์คต่อกันอย่างแคสแคด

คลื่นที่พอร์คที่ 2 กับคลื่นที่พอร์คที่ 1 ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} \quad (58)$$

ซึ่ง  $b_2$  กับ  $a_1$  จะมีทิศทางเดียวกัน และ  $a_2$  กับ  $b_1$  ก็จะมีทิศทางเดียวกัน เราจะสามารถหาค่า  $T$  พารามิเตอร์ในรูปของ  $S$  พารามิเตอร์ได้โดยเขียนสมการใหม่ในรูปต่อไปนี้

$$b_2 = \left( S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{12}} \right) a_1 + \frac{S_{22}}{S_{12}} b_1 \quad (59 \text{ ก.})$$

$$a_2 = -\frac{S_{11}}{S_{12}} a_1 + \frac{1}{S_{12}} b_1 \quad (59 \text{ ข.})$$

ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{12}} & \frac{S_{22}}{S_{12}} \\ -\frac{S_{11}}{S_{22}} & 1 \\ \frac{1}{S_{22}} & \frac{S_{12}}{S_{12}} \end{bmatrix} \quad (60)$$

ข้อสังเกตจากผลที่ได้นี้ประการแรกคือ  $T_{12} \neq T_{21}$  ซึ่งหมายถึง  $T$  เมตริกซ์ จะไม่ใช่ เมตริกซ์แบบสมมาตร ประการต่อไปก็คือค่าดีเทอร์มิแนนต์ของ  $T$  เมตริกซ์จะเป็น 1 ดังนี้

$$\det(T) = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = \frac{1}{S_{12}} \left( S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{12}} \right) + \frac{S_{11}S_{22}}{S_{12}^2} = 1 \quad (61)$$

ในกรณีที่สอง 2 พอร์ตนี้เป็นแบบไม่มีการสูญเสีย จำนวนพารามิเตอร์อิสระของ  $T$  พารามิเตอร์นี้จะเป็น 3 ค่าเช่นเดียวกับ  $S$  พารามิเตอร์เพราะ  $T$  พารามิเตอร์ และ  $S$  พารามิเตอร์มีความสัมพันธ์กันอย่างใกล้ชิดตามสมการ (60)

ในกรณีทั่วไปเมื่อเรากำหนด  $T$  เมตริกซ์ของวงจรที่ต่อกันอย่างแคสเคดได้แล้ว เรามักต้องการแปลง  $T$  เมตริกซ์ที่ได้นั้นกลับไปเป็น  $S$  เมตริกซ์ ซึ่งก็ทำได้โดยเพียงแค่เขียนสมการ (1) ใหม่ในรูปต่อไปนี้

$$b_1 = -\frac{T_{21}}{T_{22}}a_1 + \frac{1}{T_{22}}a_2 \quad (62 \text{ ก.})$$

$$b_2 = \frac{1}{T_{22}}a_1 + \frac{T_{12}}{T_{22}}a_2 \quad (62 \text{ ข.})$$

ซึ่งทำให้เขียน  $S$  พารามิเตอร์ในรูปของ  $T$  พารามิเตอร์ได้ดังต่อไปนี้

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{T_{21}}{T_{22}} & \frac{1}{T_{22}} \\ \frac{1}{T_{22}} & \frac{T_{12}}{T_{22}} \end{bmatrix} \quad (63)$$

ผลที่ได้นี้จะทำให้เราสามารถคำนวณ  $S$  พารามิเตอร์จาก  $T$  พารามิเตอร์ได้ และพึงสังเกตว่า  $S_{12}$  จะเท่ากับ  $S_{21}$  ซึ่งตรงกับที่ควรจะเป็น  
อนึ่งการนิยาม  $T$  นั้นนอกจากจะนิยามในรูปสมการ (58) แล้วยังมีนิยามอีกแบบหนึ่งดังนี้

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (64)$$

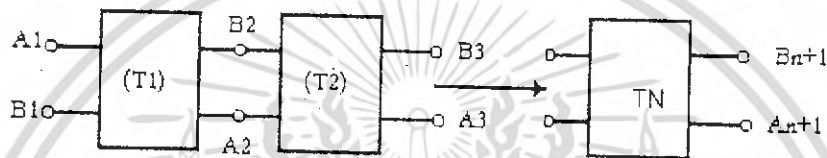
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เมื่อเปรียบเทียบนิยามทั้งสองจะเห็นได้ว่ามีความสัมพันธ์กันในรูปต่อไปนี้

$$[T'] = [T]^{-1} \tag{65}$$

2.4.3 การคำนวณ  $T$  เมตริกซ์ของวงจร 2 พอร์ตที่ต่อกันอย่างแคสแคด

เมื่อมีวงจร 2 พอร์ตมาต่อกันอย่างแคสแคดอยู่  $N$  วงจรดังที่แสดงไว้ในรูป 2-8 เราจะสามารถ



รูปที่ 2-8 วงจร 2 พอร์ต  $N$  วงจรต่อกันแบบแคสแคด

คำนวณ  $T$  พารามิเตอร์ผลรวมได้โดยอาศัยนิยามของ  $T$  พารามิเตอร์ที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อน ก่อนอื่นพิจารณาวงจรที่หนึ่งและวงจรที่สอง เราจะสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ขาออกของวงจรที่สองในรูปของคลื่นที่ขาเข้าของวงจรที่หนึ่งได้ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} b_3 \\ a_3 \end{bmatrix} = [T_2] \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = [T_2 T_1] \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} \tag{66}$$

ทำนองเดียวกัน เราจะหาความสัมพันธ์ระหว่างคลื่นที่ขาออกของวงจรที่  $N$  กับคลื่นขาเข้าที่วงจรที่ 1 ได้ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} b_{N+1} \\ a_{N+1} \end{bmatrix} = [T_N] \dots [T_{N-1}] \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} \tag{67}$$

ผลที่ได้นี้ก็เป็นการแสดงให้เห็นว่า  $T$  เมตริกซ์ผลรวมนั้นจะเท่ากับผลคูณของ  $T$  เมตริกซ์ของแต่ละวงจรโดยที่ลำดับของการเรียงตัวจะเริ่มจาก  $T$  เมตริกซ์ของวงจรที่  $N$  ย้อนไปหา  $T$  เมตริกซ์ของวงจรที่ 1 กล่าวคือ

$$[T_1] = [T_n][T_{N-1}] \dots [T_2][T_1] \quad (68)$$

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = [T_1'] \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = [T_1'] [T_2'] \dots [T_{N+1}'] [T_N'] \begin{bmatrix} b_{N+1} \\ a_{N+1} \end{bmatrix}$$

$$\therefore [T_1'] = [T_1'] [T_2'] \dots [T_{N-1}'] [T_N'] \quad (69)$$

จะเห็นได้ว่าผลที่ได้ตามสมการ (69) นี้การเรียงตัวของ  $T$  เมตริกซ์จะเป็นไปตามลำดับของการต่อแอสแคดซึ่งแตกต่างจากสมการ (68) แต่เนื่องจาก  $T$  และ  $|T'|$  มีความสัมพันธ์กันตามสมการ (65) ดังนั้นก็จะสามารถแปลงไปมาได้ และก็จะสามารถคำนวณ  $S$  เมตริกซ์ผลรวมของวงจรที่ต่อกันอย่างแอสแคดนั้นได้โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $S$  เมตริกซ์และ  $T$  เมตริกซ์

#### 2.4.4 $T$ เมตริกซ์ของวงจร 2 พอร์ตแบบสมมาตร

ในกรณีที่วงจร 2 พอร์ตเป็นวงจรสมมาตรคือมีซิกซ์ช่ายและซิกซ์ขวาเหมือนกัน ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2-9 ในกรณีเช่นนี้ก่อนอื่นเราจะพบว่า  $S$  เมตริกซ์ของวงจรมีลักษณะจะเป็นแบบสมมาตรแล้ว ยังมี



รูปที่ 2-9 วงจร 2 พอร์ตแบบสมมาตร

$S_{11}S_{22}$  เพราะมองจากพอร์ตที่ 1 และ พอร์ตที่ 2 จะมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการ ในกรณีเช่นนี้ ถ้าให้  $S_{11} = |S_{11}|e^{j\theta}$  จากสมการ (69) และสมการ (71) จะได้  $S_{12} = |S_{12}|e^{j\phi}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปต่อไปนี้

$$|S_{12}| = \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \quad (70 ก.)$$

$$\phi = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \mp \frac{\pi}{2} = \theta_1 \mp \frac{\pi}{2} \quad (70 ข.)$$

ซึ่งทำให้พารามิเตอร์อิสระมีเพียง 2 ค่าเท่านั้นคือ  $|S_{11}|$  และ  $\theta_1$

เมื่อนำผลที่ได้นี้มาพิจารณาว่า  $T$  เมตริกซ์จะมีคุณสมบัติอย่างไรก็จะได้ผลดังนี้คือ จากสมการ (61) และเงื่อนไขที่  $S_{11} = S_{22}$  จะได้

$$T_{21} = -T_{12} \quad (71)$$

และพารามิเตอร์อิสระมีเพียง 2 ค่าเช่นเดียวกับของ  $S$  เมตริกซ์

เมื่อลองหาค่า  $T$  พารามิเตอร์ในกรณีนี้ในรูปของ  $S$  พารามิเตอร์ โดยใช้สมการ (60) และสมการ (65) จะได้

$$T_{11} = S_{12} \frac{S_{11}S_{22} - S_{12}^2 - S_{11}S_{12}}{S_{12}} = \frac{(1 - |S_{11}|^2)e^{j2\phi} - |S_{11}|^2e^{j2\theta}}{|S_{12}|e^{j\phi}} = \frac{e^{j\phi}}{|S_{12}|} \quad (72)$$

ถ้าให้  $t = |S_{12}|$  เราจะสามารถเขียน  $T$  พารามิเตอร์ในรูปของ  $T$  และ  $\phi$  ได้ดังนี้

$$[T] = \frac{1}{t} \begin{bmatrix} e^{j\phi} & \pm j\sqrt{1-t^2} \\ \mp j\sqrt{1-t^2} & e^{-j\phi} \end{bmatrix} \quad (73)$$

ดังนั้นในกรณีของวงจร 2 พอร์ตแบบสมมาตรนี้เมื่อให้  $T_{11} = te^{j\phi}$  พารามิเตอร์ก็จะมีเพียง  $t$  และ  $\phi$  เท่านั้น เพราะ  $T$  พารามิเตอร์ตัวอื่นๆ จะเขียนในรูปของ  $t$  และ  $\phi$  ได้ตามสมการ (73)

### 2.5 วงจรเรโซแนนซ์และวงจรฟิลเตอร์

วงจรเรโซแนนซ์และวงจรฟิลเตอร์นั้นจัดว่าเป็นวงจรพื้นฐานที่มีที่ใช้อย่างกว้างขวางทั้งในย่านความถี่ต่ำ และในย่านความถี่วิทยุ จะกล่าวถึงทฤษฎีทั่วไปของวงจรเรโซแนนซ์ หลังจากนั้นจะกล่าวถึงหลักการของวงจรเรโซแนนซ์ที่ใช้สายสัญญาณและวงจรเรโซแนนซ์แบบโพรงซึ่งใช้ท่อนำคลื่นในการสร้างและคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์เหล่านี้ จากนั้นจะกล่าวถึงทฤษฎีทั่วไปของวงจรฟิลเตอร์นั้น

#### 2.5.1 ทฤษฎีทั่วไปของวงจรเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์จัดว่าเป็นวงจรพาสซีฟที่เป็นพื้นฐานมาก ๆ แบบหนึ่งในไฟฟ้าสื่อสาร ที่ใช้งานของวงจรเรโซแนนซ์ก็มีกว้างขวางตั้งแต่ใช้ในเครื่องกำเนิดความถี่หรือออสซิลเลเตอร์ ใช้เป็นวงจรคัปปลิงของวงจรขยายทั้งหลาย และยังใช้เป็นแบบพาสฟิลเตอร์ได้อีกด้วย วงจรเรโซแนนซ์จึงมีที่ใช้อย่างกว้างขวางตั้งแต่ความถี่ต่ำในย่านความถี่เสียงจนถึงความถี่วิทยุที่สูงมาก ๆ เช่น ความถี่ไมโครเวฟ หรือแม้แต่ความถี่ในย่านอินฟราเรดที่เราใช้ในการสื่อสารด้วยแสงอยู่ในปัจจุบัน ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและนิยามของค่าพื้นฐานต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับวงจรเรโซแนนซ์ ซึ่งทฤษฎีและนิยามของค่าพื้นฐานต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับวงจรเรโซแนนซ์ ซึ่งทฤษฎีและนิยามของค่าต่าง ๆ เหล่านี้จะสามารถใช้ร่วมกันทั้งในย่านความถี่ต่ำและความถี่สูง

#### 2.5.2 นิยามของค่า Q และแบบแบนด์วิดท์

เนื่องจากเราคำนวณเกี่ยวกับชิ้นส่วนของวงจรแบบลัมปี (lumped components) ดังนั้นในที่นี้จะใช้วงจรที่ประกอบด้วยชิ้นส่วนแบบลัมปีนี้แสดงทฤษฎีและการนิยามค่าต่าง ๆ ก่อน วงจรเรโซแนนซ์นั้นเกิดขึ้นได้ใน 2 ลักษณะ ตามที่แสดงไว้ในรูป 2-10 คือเป็นวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน



รูปที่ 2-10 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน

เมื่อพิจารณาอิมพีแดนซ์ของวงจรแบบอนุกรมจะได้

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \tag{74}$$

ในทำนองเดียวกันค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรแบบขนานก็จะเขียนได้ดังนี้

$$Y = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \tag{75}$$

เนื่องจากการเกิดเรโซแนนซ์นั้นจะปรากฏที่พลังงานที่สะสมในรูปของสนามแม่เหล็กที่  $L$  กับพลังงานที่สะสมในรูปของสนามไฟฟ้าที่  $C$  มีค่าเท่ากัน ดังนั้นก่อนอื่นเราจะคำนวณค่าพลังงานเหล่านี้และแสดงเงื่อนไขของการเกิดเรโซแนนซ์ดังต่อไปนี้ เมื่อให้ความถี่เชิงมุมเป็น  $\omega$  พลังงานแม่เหล็กที่สะสมอยู่ในคอยล์  $L$  จะมีค่าดังนี้

$$W_m = \frac{1}{2} x L I_L I_L^* = \frac{1}{2} x \frac{V_L V_L}{\omega^2 L} \tag{76}$$

ในทำนองเดียวกันพลังงานไฟฟ้าที่สะสมอยู่ใน  $C$  ก็จะเขียนได้ดังนี้

$$W_e = \frac{1}{2} x C V_C V_C^* = \frac{1}{2} x \frac{I_C I_C}{\omega^2 C} \tag{77}$$

โดยที่  $I_L, V_L$  และ  $I_C, V_C$  เป็นกระแสและโวลเตจของ  $L$  และ  $C$  ตามลำดับ ในวงจรแบบอนุกรมนั้นจะได้  $I_L = I_C$  และในวงจรแบบขนานจะได้  $V_L = V_C$  ดังนั้นเงื่อนไขที่  $W_e = W_m$  หรือเงื่อนไขที่เกิดเรโซแนนซ์ของวงจรทั้งสองแบบจะเป็นดังนี้

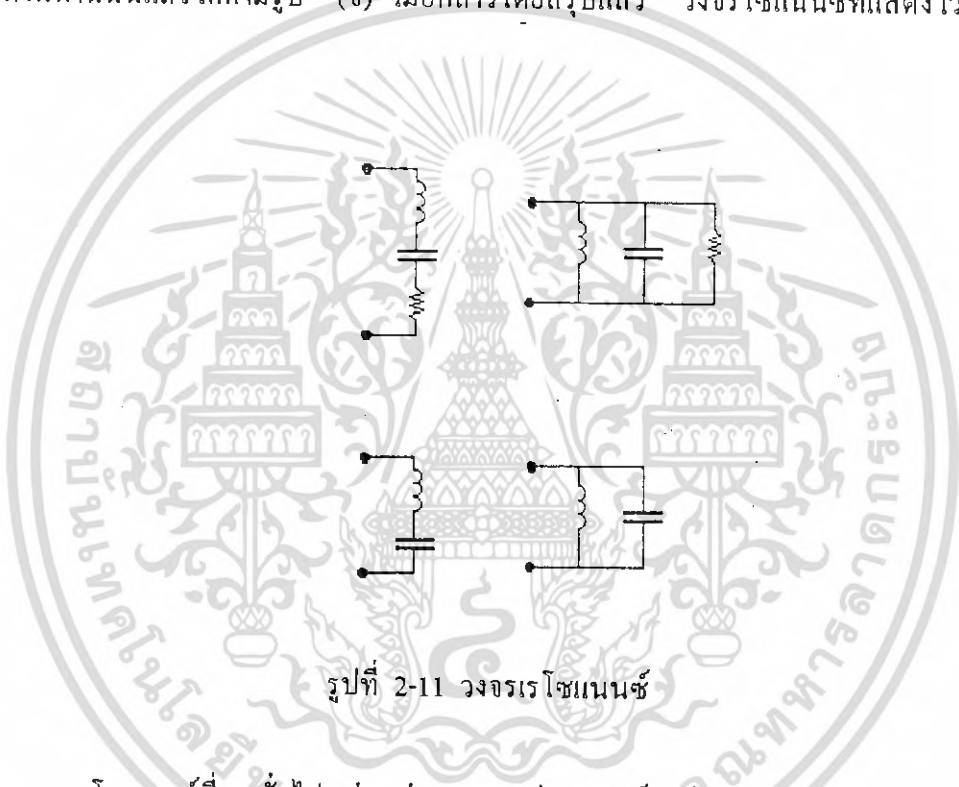
$$\begin{aligned} \omega_o^2 LC = 1 \quad \text{หรือ} \quad \omega_o^2 = \frac{1}{LC} \\ \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C} \end{aligned} \tag{78}$$

เมื่อแทนค่าสมการ (78) ลงในสมการ (74) และ (75) จะเห็นได้ว่าที่ความถี่เชิงมุม  $\omega_o$  นี้ ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จะเป็นค่ารีซิสแตนซ์ล้วน ๆ ดังนี้

$$Z = R \tag{79}$$

$$Y = G \tag{80}$$

ในกรณีอุดมคติที่  $R=0$  อิมพีแดนซ์ในกรณีของวงจรอนุกรมก็จะเป็น 0 ซึ่งลักษณะเหมือนกับปิดวงจรอยู่ในลักษณะเดียวกัน ถ้า  $G=0$  อิมพีแดนซ์ของกรณีสวนขนานก็จะเป็น  $\infty$  ซึ่งมีลักษณะเหมือนเปิดวงจรอยู่ และในสภาพเช่นนี้พลังงานที่สะสมอยู่จะแกว่งไปแกว่งมาระหว่างพลังงานแม่เหล็กที่  $L$  และพลังงานไฟฟ้าที่  $C$  โดยที่ขนาดของพลังงานนั้นจะไม่ลดลงตามเวลา อย่างไรก็ตามค่าอุดมคตินี้จะไม่เกิดขึ้นในความเป็นจริงเพราะถึงแม้เราจะใช้แค่  $L$  และ  $C$  มาประกอบกันเป็นวงจรเรโซแนนซ์ ดังที่แสดงไว้ในรูป 2-11 เนื่องจาก  $L$  และ  $C$  ในทางปฏิบัตินั้นจะมีความต้านทานอยู่ไม่มากนักน้อย ดังนั้นในที่สุดก็จะเขียนวงจรสมมูลที่คำนึงถึงความต้านทานนั้นแล้วได้ตามรูป (ข) เมื่อกล่าวโดยสรุปแล้ว วงจรเรโซแนนซ์ที่แสดงไว้ในรูปที่ 2-9

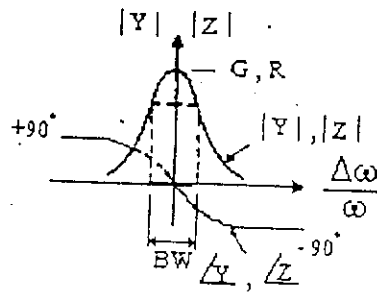


รูปที่ 2-11 วงจรเรโซแนนซ์

จะเป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่พบทั่วไป ส่วนค่า  $R$  และค่า  $G$  ก็จะมีผลต่อคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์ดังจะกล่าวต่อไปนี้

เมื่อลองทำการคำนวณค่าแอดมิตแดนซ์ของสมการ (74) และอิมพีแดนซ์ของสมการ (75) โดยทั่วไปจะได้ผลดังที่แสดงไว้ในรูป 2-12 จากคุณสมบัติที่ได้นี้จะนิยามของค่าเฉพาะบางค่าที่จะทำให้เข้าใจคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์ได้ดีขึ้น ค่าพื้นฐานค่าแรกก็คือค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality factor ในที่นี้จะเรียกสั้น ๆ ว่าค่า  $Q$ ) ค่า  $Q$  นั้นเป็นค่าที่นิยามขึ้นเพื่อแสดงถึงคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนซ์ในเชิงความสามารถในการเลือกความถี่หรือซีเล็กติวิตี (selectivity)

และการสูญเสียภายในวงจร ค่า  $Q$  ดังกล่าวจะมีนิยามนี้คือ



รูปที่ 2-12 การเปลี่ยนแปลงค่าแอดมิตแดนซ์และค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน

$$Q = \omega_0 x \text{ (พลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในระบบ)} \tag{81}$$

พลังงานสูญเสียต่อวินาทีในระบบ

ในการหาพลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในระบบนั้น เราจะพิจารณาดังนี้คือ ภายใต้เงื่อนไขที่เกิดวงจรเรโซแนนซ์นั้น  $W_e = W_m$  และ  $W_e, W_m$  แสดงพลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นพลังงานเฉลี่ยในระบบของวงจรแบบอนุกรมและแบบขนานเป็นดังต่อไปนี้

$$W_s = W_e + W_m = 2W_m = 2W_e = LI_L I_L^* \tag{82 ก.)}$$

$$W_p = W_e + W_m = CV_C V_C^* \tag{82 ข.)}$$

สำหรับกำลังสูญเสียในระบบนั้นในกรณีอนุกรมและขนานจะเป็นดังนี้

$$P_s = RI_L I_L^* \tag{83 ก.)}$$

$$P_p = GV_C V_C^* \tag{83 ข.)}$$

ดังนั้น ค่า  $Q$  ของของกรณีอนุกรมและขนานจะเขียนได้ตามลำดับต่อไปนี้

กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม  $Q_s = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR} \tag{84 ก.)}$

กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน  $Q_p = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{1}{\omega_0 LG} \tag{84 ข.)}$

จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่า ค่า  $R$  ในวงจรแบบอนุกรมและค่า  $G$  ในวงจรแบบขนานซึ่งมีค่าต่ำก็จะทำให้ค่า  $Q$  สูงขึ้น ซึ่งจะหมายถึงวงจรเรโซแนนซ์นั้นมีคุณภาพดีขึ้นด้วย เพราะพลังงานที่สะสมอยู่ในระบบมีค่าสูงเมื่อเปรียบเทียบกับกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในระบบ ในขณะที่เดียวกันคุณสมบัติของเส้นโค้งในรูปที่ 2-12 ก็จะมีค่าความแหลมขึ้นด้วย

เนื่องจากค่า  $Q$  มีความสัมพันธ์กับความกว้างแถบของเส้นโค้งซึ่งความกว้างแถบนี้ก็จะมีความสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของวงจร ดังนั้นค่า  $Q$  ก็จะมีค่าสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของวงจรด้วย แบนด์วิดท์ของวงจรมันจะนิยามจากช่วงกว้างของความถี่ที่  $|Y|$  หรือ  $|Z|$  มีค่าเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  ซึ่งหมายถึงกระแสในวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม จะลดลงจากขณะที่เกิดเรโซแนนซ์เป็นอัตราส่วน  $1/\sqrt{2}$  และกำลังไฟฟ้าที่  $R$  ใช้ไปก็จะลดลงจากเดิมเป็นอัตราส่วน  $1/2$  ในทำนองเดียวกันในกรณีของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานนั้นก็จะมีค่าตำแหน่งที่  $|Z|$  ลดลงเป็น  $1/\sqrt{2}$  หรือ โวลเตจที่คร่อมวงจรเมื่อป้อนด้วยกระแสที่ลดลงไปเป็น  $1/\sqrt{2}$  ของขณะที่เกิดเรโซแนนซ์ ซึ่งหมายถึงกำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปใน  $G$  จะเป็น  $1/2$  ของขณะที่เกิดเรโซแนนซ์ ตรงตำแหน่งที่ค่า  $|Y|$  หรือ  $|Z|$  มีขนาดเป็น  $1/\sqrt{2}$  นั้นเมื่อพิจารณา



รูปที่ 2-13 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน

ที่มุมของ  $Y$  และ  $Z$  จะมีค่าเป็น  $\pm 45^\circ$  โดยจะเป็น  $+ 45^\circ$  ตรงตำแหน่งที่  $\omega < \omega_0$  และจะเป็น  $-45^\circ$  ตรงตำแหน่ง

ในการหาความสัมพันธ์ระหว่างค่าแบนด์วิดท์กับค่า  $Q$  นั้น จะทำได้โดยเขียนค่าอิมพีแดนซ์ในสมการ (74) และค่าแอดมิตแตนซ์ในสมการ (75) ใหม่โดยใช้เงื่อนไขของเรโซแนนซ์ในสมการ (78) ซึ่งจะได้ผลดังนี้

$$\text{กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม } Z = R \left[ 1 + j \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{1}{R} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (85 \text{ ก.})$$

$$\text{กรณีวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน } Y = G \left[ 1 + j \sqrt{\frac{C}{L}} \frac{1}{G} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right] \quad (85 \text{ ข.})$$

เมื่อใช้ความสัมพันธ์ในสมการ (84 ก.) และสมการ (84 ข.) แทนลงในสมการ (85 ก.) และสมการ (85 ข.) ตามลำดับ จะใช้ได้ผลดังนี้

$$Z = R \left[ 1 + jQ \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right] \quad (86 \text{ ก.})$$

$$Y = G \left[ 1 + jQ \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right] \quad (86 \text{ ข.})$$

ในบริเวณที่ใกล้ ๆ กับ  $f_0$  หรือ  $f = f_0 + \Delta f$  นั้น เราจะสามารถประมาณค่าของสมการ (86 ก.) และสมการ (86 ข.) ได้ดังรูปต่อไปนี้

$$Z = R \left[ 1 + jQ \left( \frac{f_0 + \Delta f}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 + \Delta f} \right) \right] = R \left[ 1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_0} \right] \quad (87 \text{ ก.})$$

$$Y = G \left[ 1 + jQ \left( \frac{f_0 + \Delta f}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 + \Delta f} \right) \right] = G \left[ 1 + jQ \frac{2\Delta f}{f_0} \right] \quad (87 \text{ ข.})$$

เนื่องจากความถี่ที่ทำให้  $|Z|$  และ  $|Y|$  ในสมการทั้งสองนี้มีค่าใหญ่ขึ้นเป็น  $\sqrt{2}$  เท่าของค่าที่  $f_0$  จะเป็นความถี่ที่ทำให้ค่าจริงและค่าจินตภาพในสมการทั้งสองนี้มีค่าเท่ากัน ดังนั้นเราจะสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $Q$  กับ  $\Delta f$  ได้ดังนี้

$$Q \frac{2\Delta f}{f_0} = 1$$

หรือ  $BW = \frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q} \quad (88)$

โดยที่  $BW$  คือแบนด์วิดท์ที่คิดในรูปของอัตราส่วน จากผลที่ได้นี้จะเห็นได้ว่าค่า  $BW$  จะแปรผกผันกับค่า  $Q$  นั้นหมายถึงค่า  $Q$  ขึ้นสูง แบนด์วิดท์ก็จะยิ่งแคบลง และวงจรนั้นก็จะเป็นวงจรเรโซแนนซ์ที่มีคุณภาพดี

### 2.5.3 ค่า $Q$ ในสภาพที่วงจรมีโหลด

ในวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่ใช้ในออสซิลเลเตอร์หรือใช้ในการคับปลิงระหว่างวงจรขยายนั้นโดยทั่วไปจะมีโหลดที่เป็นค่ารีซิสแตนซ์มาต่อขนานกับวงจรเรโซแนนซ์เพื่อดึงเอาพลังงานในวงจรเรโซแนนซ์ออกไปใช้ รูปที่ 2-14 แสดงสภาพดังกล่าวนี้ตามวงจร ในรูปที่ 2-14 นี้ จะเห็นได้ว่าในสภาพที่มีโหลดมาต่ออยู่นี้ ค่า  $G$  รวมของวงจรเรโซแนนซ์จะมีค่าสูงขึ้น เราสามารถคำนวณค่า  $G$  รวมได้ดังนี้



รูปที่ 2-14 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่มีโหลดต่ออยู่

$$G = \frac{1}{R} + \frac{1}{R_L} = \frac{R + R_L}{RR_L} \quad (89)$$

และเมื่อทำการคำนวณค่า  $Q$  รวมในกรณีที่มีโหลดต่ออยู่นี้โดยใช้สมการ (84 ข.) จะได้ผลดังนี้

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

หรือ

$$\frac{1}{Q_r} = \frac{1}{Q_i} + \frac{1}{Q_r} \quad (90)$$

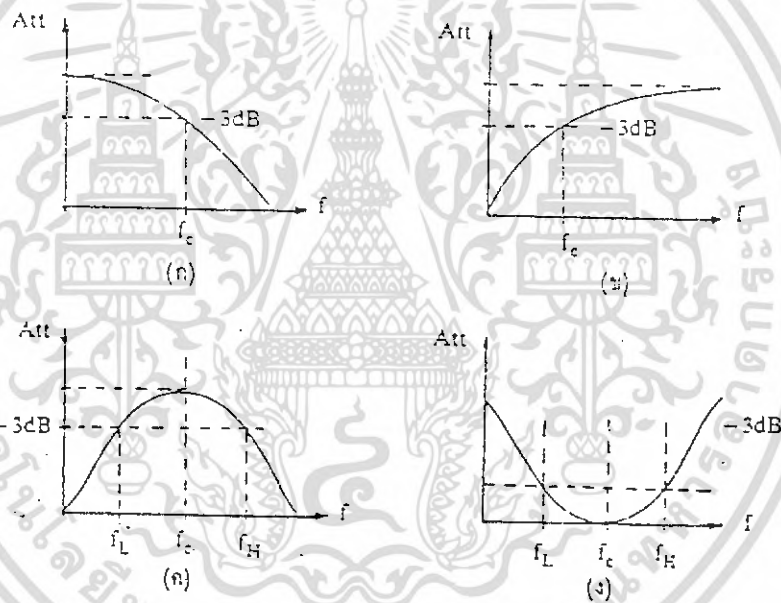
โดยที่  $Q_i$  เป็นค่า  $Q$  รวม  $Q_i = R/\omega_0 L$  เป็น  $Q$  ภายในวงจรเรโซแนนซ์ในกรณีที่ไม่มีโหลด สำหรับ  $Q_r = R_L/\omega_0 L$  นั้นเปรียบเหมือนค่า  $Q$  ที่เกิดขึ้นจากโหลด  $R_L$  โดยที่สมมุติว่าไม่มีการสูญเสียภายในวงจรเรโซแนนซ์อยู่แล้ว ผลที่ได้ตามสมการ (90) นี้เป็นการบ่งบอกว่าค่า  $Q$  รวมที่ได้จะมีขนาดลดลงจากค่า  $Q$  ของวงจรเรโซแนนซ์ในกรณีที่ไม่มีโหลดเสมอ

## 2.6 วงจรกรองความถี่

### บทนำ

วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในวงจรโทรคมนาคมนั้นพอจะแยกออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนที่หนึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับสัญญาณที่มีค่าต่ำๆ เช่น วงจรกรองความถี่ที่ใช้กับสัญญาณพวงที่เป็นสัญญาณเสียง ในวงจรกรองความถี่ พวกนี้สามารถออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ ส่วนที่ 2 เป็นวงจรกรองความถี่ที่ใช้กับวงจรที่มีกระแสผ่าน เช่น วงจรกรองความถี่ในวงจรขยายกำลังส่งออกของเครื่องส่งวิทยุ เป็นต้น ในวงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงจำเป็นต้องใช้วงจรแบบพาสซีฟ (PASSIVE) แม้ว่าจะเกิดค่าสูญเสียก็ตาม คงจะได้อธิบายในหัวข้อต่อไป วงจรกรองความถี่ที่ใช้ทั่วไปใช้กันมากมายมีอยู่ 4 แบบ ด้วยกันคือ วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ข้าง

### 2.6.1 วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ใช้กับวงจรโทรคมนาคมที่มีกระแสสูง



รูปที่ 2-15 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 แบบ

ค่าของความลาดชันของเส้นแสดงความถี่ตอบสนอง สามารถดูได้จากอุปกรณ์ที่นำมาต่อวงจรกรองความถี่ว่ามีอินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์ทั้งหมดกี่ตัว ถ้ามีหนึ่งตัวจะมีความลาดชันของเส้นแสดงผลความถี่ตอบสนองมีค่า -3dB ต่ออ็อกเตปถ้ามีสองตัวความลาดชันจะมีค่า -6dB ถ้ามี 4 ตัวจะมีความลาดชัน 12dB

จำนวนอุปกรณ์บอกถึงความลาดชัน

ในวงจรกรองความถี่กลางค่าของความถี่เรโซแนนซ์ จะมีค่าคือ

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (91)$$

ค่า Q ของ L และ C สามารถหาได้จากสมการที่ (92) และ (93)

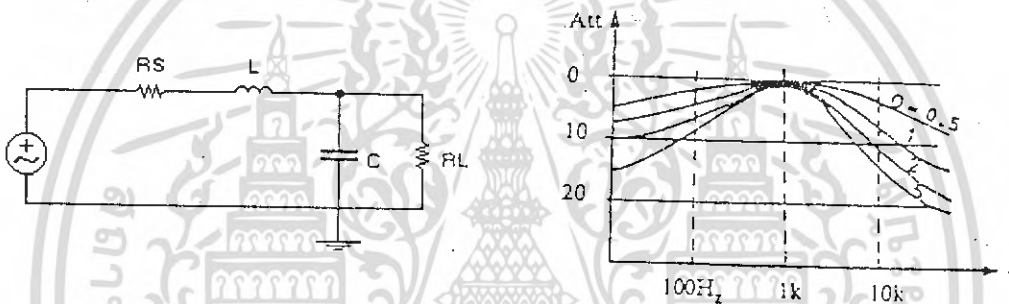
$$\text{Individual Q } Q_1 = Q_L = X_L / R_s \text{ (series resistance)} \quad (92)$$

$$Q_2 = Q_C = R_L / X_c \quad (93)$$

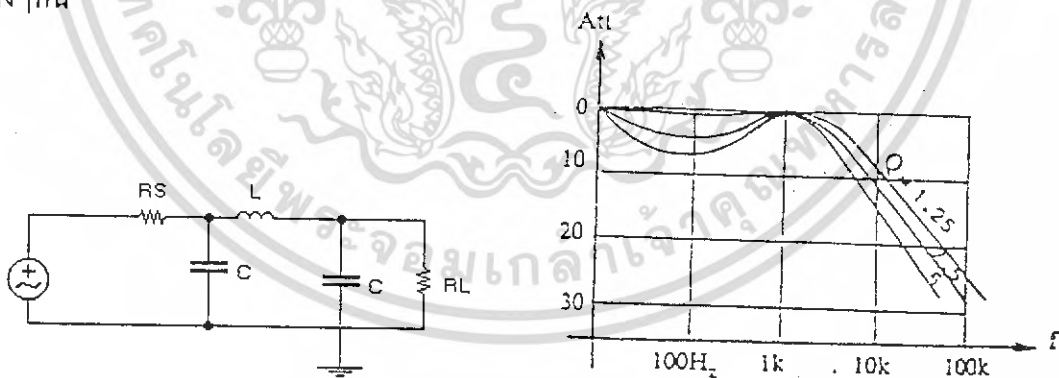
เมื่อนำ L และ C มาต่อเข้าด้วยกันได้ Q รวม คือ

$$Q_{\text{รวม}} = Q_1 Q_2 / (Q_1 + Q_2) \quad (94)$$

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ โดยให้มีความชันของความถี่ตอบสนองที่จุดตัดความถี่มีค่ามากขึ้น เพื่อให้เข้าใจวงจรกรองความถี่ในอุดมคติ จะทำให้เกิดค่าพีค (PAKE) ขั้ใกล้จุดตัดความถี่ดังรูป



รูปที่ 2-16 แสดงความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L และ C อย่างละตัวโดยใช้ค่าต่างๆกัน



รูปที่ 2-17 แสดงความถี่ตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ L และ C รวม 3 ตัว โดยใช้ค่าต่างๆกัน

จากผลในรูปที่ 2-16 และ 2-17 ทำให้ทราบความสัมพันธ์ของการเกิดริบเบิล (ripple) ที่กราฟ แสดงความถี่ตอบสนองได้ โดยค่าพีค (peak) จะมีจำนวนน้อยกว่าอินดักเตอร์และค่าปาซิเตอร์รวม กันอยู่หนึ่ง ดังสมการที่ 95

$$\text{จำนวนพีค} = N-1 \tag{95}$$

$N$  = จำนวนอินดักเตอร์และค่าปาซิเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ในวงจร

### 2.6.2 วงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ท

วงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ทนี้ ออกแบบโดยมุ่งหวังให้มีคุณสมบัติทางความถี่ที่ตอบสนองที่ราบเรียบโดยเลือกค่า  $Q$  ได้พอสมควร ค่าการสูญเสียในวงจรกรองความถี่แบบนี้หาได้จาก สมการที่ (96)

$$A_{dB} = 10 \log \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \tag{96}$$

$\omega$  = ความถี่ที่ต้องการทราบค่าการสูญเสียของสัญญาณ

$\omega_c$  = ความถี่จุดตัดของความถี่ตอบสนองคือที่ -3dB

$n$  = จำนวนอินดักเตอร์และค่าปาซิเตอร์

ในวงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ท เมื่อทำการนอร์มอลไลส์ (คิดเสมือนนำความต้านทาน 1 โอห์มไปต่อ)จะได้

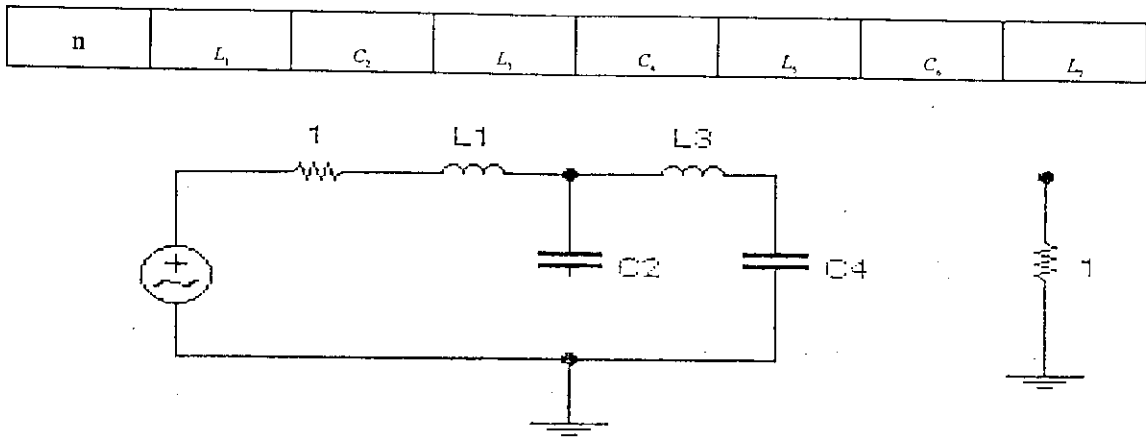
$$A_k = 2 \sin \left[ (2k-1) \frac{\pi}{2n} \right] \tag{97}$$

$n$  = จำนวนอินดักเตอร์และค่าปาซิเตอร์

$A_k$  = ค่าของรีแอกแตนซ์ (reactance) ที่แต่ละค่าของ  $k$

ค่าของ  $A_k$  หาได้ตามตารางที่ 2-1

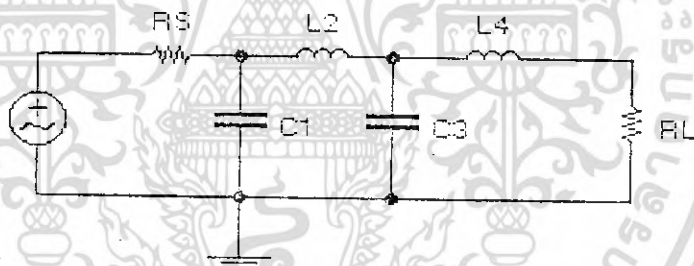
$n$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$C_7$
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.455



ตารางที่ 2-1 แสดงตัวอย่างค่าอินดักแทนซ์และคาปาซิแตนซ์ เมื่อค่า  $RS = RL = 10\Omega$  โดยใช้วงจรบัทเทอร์เวิร์ท

ตัวอย่างในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัทเทอร์เวิร์ท แบบใช้อินดักเตอร์และคาปาซิเตอร์รวมกัน 4 ตัว จะได้ค่า  $L$  และ  $C$  ในวงจรมีค่าเท่าผลการออกแบบทำโดยออกแบบวงจรแล้วใช้ค่าในตารางที่ 2-1 แทนค่า  $L$  และ  $C$  ได้โดยค่า  $RS$  และ  $RL$  เท่ากับ 1 โอห์ม

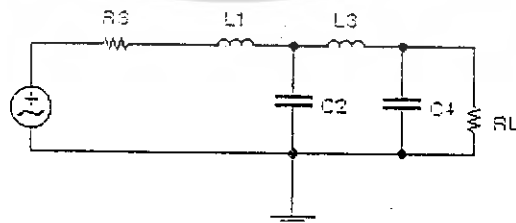
เมื่อค่า  $RS$  และ  $RL$  มีค่าไม่เท่ากันต้องใช้ค่าในตารางที่ 2-2



$n$	$R_s/R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$
2	1.111	1.035	1.835		
	1.250	0.849	2.121		
	1.429	0.697	2.439		
	1.667	0.566	2.828		
	2.000	0.448	3.346		
	2.500	0.342	4.095		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	3.333	0.245	5.313		
	5.000	0.156	7.707		
	10.000	0.074	14.814		
	$\omega$	1.141	0.707		
3	0.900	0.808	1.633	1.599	
	0.800	0.844	1.384	1.926	
	0.700	0.915	1.165	2.277	
	0.600	1.023	0.925	2.702	
	0.500	1.181	0.779	3.261	
	0.400	1.425	0.604	4.064	
	0.300	1.838	0.440	5.363	
	0.200	2.669	0.284	7.910	
	$\alpha$	1.500	1.333	0.500	
4	1.111	0.466	1.592	1.744	1.469
	1.250	0.388	1.695	1.511	1.811
	1.429	0.325	1.862	1.291	2.175
	1.667	0.269	2.103	1.082	2.613
	2.000	0.218	2.452	0.883	3.187
	2.500	0.169	2.986	0.691	4.009
	3.333	0.124	3.883	0.507	5.338
	5.000	0.080	5.684	0.331	7.940
	10.000	0.039	11.094	0.162	15.642
	$\alpha$	1.531	1.577	1.082	0.383
$n$	$R_t / R_s$	$L_1$	$C_1$	$L_3$	$C_4$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2-2 แสดงค่าของ  $L$  และ  $C$  ของวงจรฟิลเตอร์แบบบัทเทอร์เวิร์ทเมื่อ  $RS$  และ  $RL$  มีค่าไม่เท่ากัน

2.6.3 วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ (chebychev)

วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟเป็นการออกแบบให้ได้ค่า  $Q$  สูง ๆ ทำให้ผลการตอบสนองไม่เรียบแต่มีความชันของความถี่ตอบสนองช่วงสตอปแบนด์ชันขึ้น ค่าการสูญเสียของวงจรกรองความถี่แบบนี้สามารถได้ตามสมการที่ (98)

$$A_{dB} = 10 \log(1 + e^2 C^2(\omega / \omega_c)) \quad (98)$$

ค่า  $C_n(\omega / \omega_c)$  เป็นค่าโพลีโนเมียลที่ลำดับ  $n$   
 ค่าโพลีโนเมียลของวงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ ดูได้จากตารางที่ 2-3

$n$	โพลีโนเมียลของวงจรเชบีเชฟ
1	$\omega / \omega_c$
2	$2(\omega / \omega_c)^2 - 1$
3	$4(\omega / \omega_c)^3(\omega / \omega_c)$
4	$8(\omega / \omega_c)^4 - 8(\omega / \omega_c)^2 + 1$
5	$16(\omega / \omega_c)^5 - 20(\omega / \omega_c)^3 - 1$
6	$321(\omega / \omega_c)^6 - 48(\omega / \omega_c)^4 + 18(\omega / \omega_c)^2 - 1$
7	$64(\omega / \omega_c)^7 - 112(\omega / \omega_c)^5 + 56(\omega / \omega_c)^3 - 7(\omega / \omega_c)$

ตารางที่ 2-3 แสดงค่าโพลีโนเมียลของวงจรเชบีเชฟ 7 ค่าแรกของ  $n$   
 ค่าของ  $\epsilon$  หาได้จากสมการที่ (99)

$$\epsilon = 10^{R(dB)/10} - 1 \quad (99)$$

$R(dB)$  = ค่าริบเบิลในแบนด์เป็นเดซิเบล

$$(\omega / \omega_c) = (\omega / \omega_c) \text{ COSh } B \quad (100)$$

$\text{COSh}$  = ไฮเปอร์เบอร์ลิกของ  $\text{COS}$

$$\text{COSh } X = 0.5(e^x + e^{-x})$$

$$\text{COSh}^{-1} X = \ln(XX^2 - 1)$$

$$\text{ค่าของ } B = 1/n \text{ COSh}^{-1}(1/\epsilon) \quad (101)$$

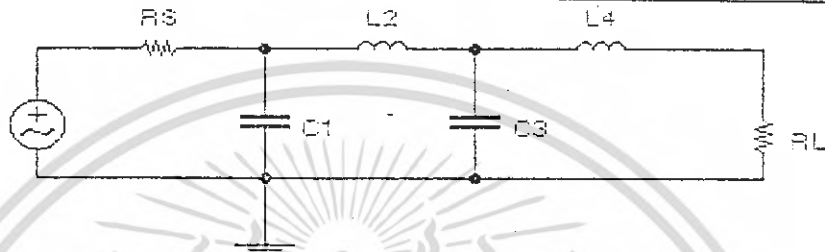
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางหาค่าอินดิคเตอร์และค่าปาซิเตอร์ สำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเซปีเซฟที่มี  
 ริปเปิลต่าง ๆ กันคู่ได้จากตารางที่ 2-1 ถึง 2-4

$n$	$R_s / R_L$	$C_1$						
5	1.000	0.977	1.685	2.037	1.685	0.977		
	0.900	0.880	1.456	2.174	1.641	1.274		
	0.800	0.877	1.235	2.379	1.499	1.607		
	0.700	0.926	1.040	2.658	1.323	1.977		
	0.600	1.019	0.863	3.041	1.135	2.424		
	0.500	1.166	0.699	3.584	0.942	3.009		
	0.400	1.398	0.544	4.403	0.749	3.854		
	0.300	1.797	0.398	5.772	0.577	5.193		
	0.200	2.064	0.259	8.514	0.368	7.826		
	0.100	5.041	0.127	16.741	0.182	0.488		
6	1.101	0.851	1.796	1.841	2.207	1.631	0.937	
	1.111	0.760	1.782	1.775	2.094	1.638	1.053	
	1.250	0.545	1.864	1.489	2.403	1.507	1.504	
	1.429	0.436	2.038	1.266	2.375	1.332	1.899	
	1.667	0.351	2.298	1.061	3.167	1.145	2.375	
	2.000	0.279	2.678	0.867	3.768	0.954	2.948	
	2.500	0.214	3.261	0.682	4.667	0.761	3.790	
	3.33	0.155	4.245	0.503	6.163	0.568	5.143	
	5.00	0.100	6.223	0.330	9.151	0.376	7.785	
	10.000	0.048	12.171	0.162	18.105	0.87	15.595	
	$\alpha$	1.551	1.847	1.790	1.598	1.190	0.469	
$n$	$R_s / R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$C_7$
7	1.000	0.913	1.595	2.002	1.870	2.002	1.595	0.913
	0.900	0.816	1.326	2.08	1.722	2.002	1.581	1.206
	0.800	0.811	10150	2.262	1.525	2.464	1.464	1.538
	0.700	0.857	0.967	2.516	1.323	2.802	1.307	1.910

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	0.600	0.943	0.803	2.8772	1.124	3.250	1.131	2.359
	0.500	3.180	0.650	30382	0.928	3.875	0.947	2.948
	0.400	1.297	0.507	4.156	0.735	4.812	0.758	3.790
	0.300	1.669	0.372	5.454	0.546	6.370	0.568	5.148
	0.200	2.242	0.242	8.057	0.360	9.484	0.378	7.802
	0.100	4.701	0.119	15.872	0.178	18.818	0.188	15.652
	$\infty$	1.550	1.867	1.866	1.765	1.563	1.161	0.456
$n$	$R_s/R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$C_7$



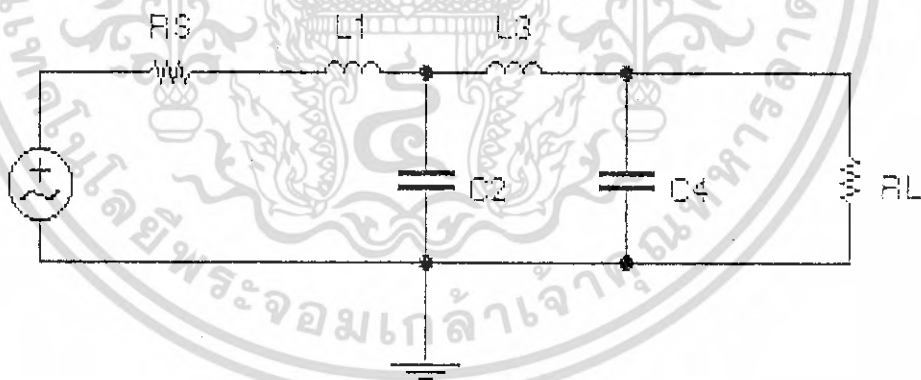
ตารางที่ 2-4 แสดงค่าของ  $L$  และ  $G$  ในวงจรกรองความถี่ต่ำ แบบเซปียที่ค่ารีปเปิด เท่ากับ 0.01 dB จาก  $n=5$  ถึง  $n=7$

$n$	$R_s/R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$
2	1.355	1.209	1.638		
	1.429	0.977	1.982		
	1.667	0.733	2.489		
	2.000	0.560	3.054		
	2.500	0.417	3.857		
	3.333	0.293	5.050		
	5.000	0.184	7.426		
	10.000	0.087	14.433		
	$\alpha$	1.391	0.819		
3	1.000	1.433	1.594	1.433	
	0.900	1.426	1.494	1.622	
	0.800	1.451	1.356	1.871	
	0.700	1.521	1.193	2.190	
	0.600	1.648	1.017	2.603	
	0.500	1.853	0.838	3.159	

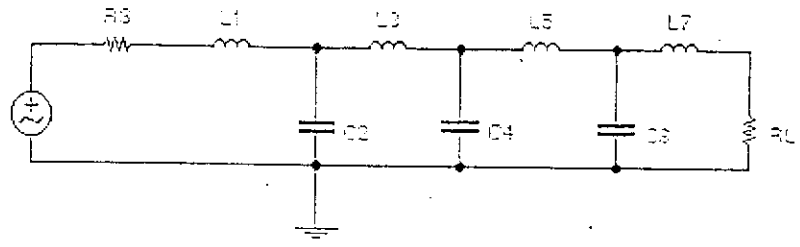
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	0.400	2.186	0.660	3.968	
	0.300	2.763	0.486	5.279	
	0.200	3.942	0.317	7.850	
	0.100	7.512	0.155	15.466	
	$\alpha$	1.513	1.510	0.716	

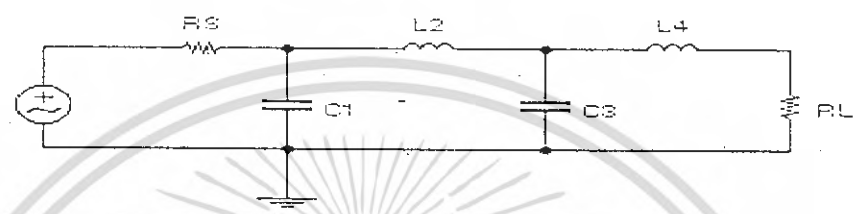
$n$	$R_S / R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_5$	$L_4$
4	1.355	0.992	2.148	1.585	1.341
	1.429	0.779	2.348	1.429	1.700
	1.667	0.576	2.730	1.185	2.243
	2.000	0.440	3.227	0.967	2.856
	2.500	0.329	3.961	0.760	3.698
	3.333	0.233	5.178	0.560	5.030
	5.000	0.148	7.607	0.367	7.614
	10.000	0.070	14.887	0.180	15.230
		1.511	1.768	1.455	5.673
$N$	$R_S / R_L$	$L_1$	$C_2$	$L_3$	$C_4$



ตารางที่ 2-5 แสดงค่าของ  $L$  และ  $C$  ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟที่มีค่าริปเปิลเท่ากับ  $0.1 \text{ dB}$  จาก  $n=2$  ถึง  $n=7$

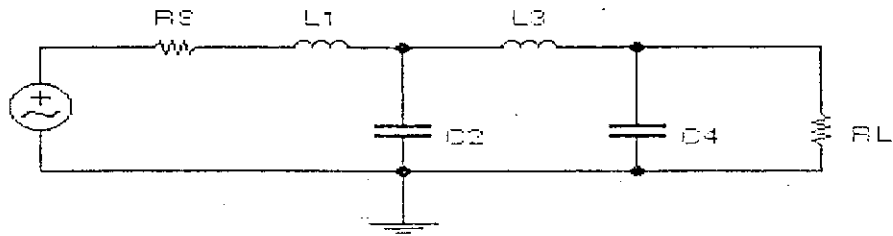


ตารางที่ 2-8 แสดงค่าของ  $L$  และ  $C$  ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเซมิเชฟที่มีค่ารีปเปิด เท่ากับ  $0.5 \text{ dB}$   $n = 5$  ถึง  $n = 7$

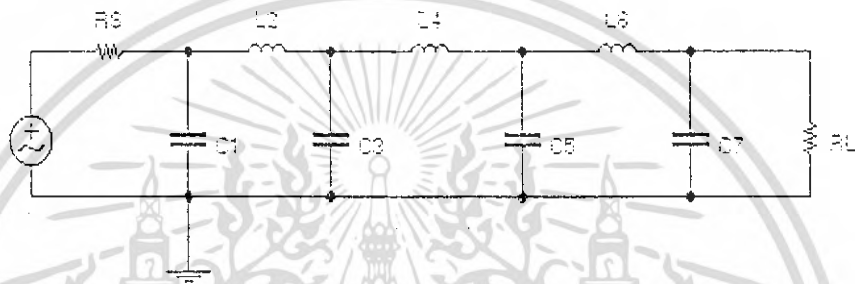


$N$	$R_s / R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$
2	3.000	0.572	3.132		
	4.000	0.365	4.600		
	8.000	0.157	9.658		
	$\alpha$	1.213	1.109		
3	1.000	2.216	1.088	2.216	
	0.500	4.431	0.817	2.216	
	0.333	6.647	0.726	2.216	
	0.250	8.862	0.680	2.216	
	0.125	17.725	0.612	2.216	
	$\alpha$	1.652	1.460	1.108	
4	3.000	0.653	4.411	0.814	2.535
	4.000	0.452	7.083	0.612	2.484
	8.000	0.209	17.164	0.428	3.281
	$\alpha$	1.350	2.010	1.488	1.106
$N$	$R_L / R_s$	$L_1$	$C_2$	$L_3$	$C_4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



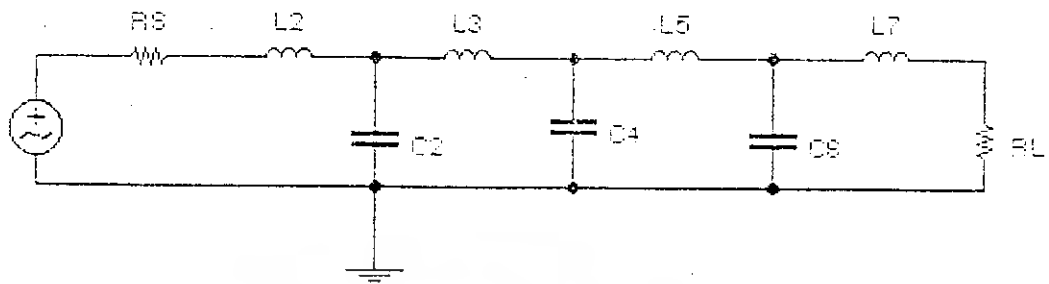
ตารางที่ 2-9 แสดงค่า  $L$  และ  $C$  ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟที่มีค่ารีปเปิลเท่ากับ 1 dB จาก  $n=2$  ถึง  $n=4$



$N$	$R_s/R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$L_7$
5	1.000	2.207	1.128	2.207	1.128	2.207		
	0.500	4.414	0.565	4.653	1.128	2.207		
	0.333	6.622	0.376	6.205	1.128	2.207		
	0.250	8.829	0.282	7.756	1.128	2.207		
	0.125	17.657	0.141	13.961	1.128	2.207		
	$\alpha$	1.721	1.645	2.061	1.493	1.103		
6	6.000	0.679	3.873	0.771	4.711	0.969	2.406	
	4.000	0.481	5.644	0.476	7.351	0.849	2.582	
	8.000	0.227	12.310	0.198	16.740	0.726	2.800	
	$\alpha$	1.378	2.097	1.690	2.047	1.494	1.102	
7	1.000	2.204	1.131	3.147	1.194	3.147	1.131	2.204
	0.500	4.408	0.565	6.293	0.895	3.147	1.131	2.204
	0.333	6.612	0.3777	9.441	0.796	3.147	1.131	2.204
	0.250	8.815	0.283	12.588	0.747	3.147	1.131	2.204

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	0.125	17.631	0.141	25.175	0.617	3.147	1.131	2.204
	$\alpha$	1.741	1.677	2.155	1.703	2.079	1.494	1.102
$N$	$R_s/R_L$	$C_1$	$L_2$	$C_3$	$L_4$	$C_5$	$L_6$	$L_7$



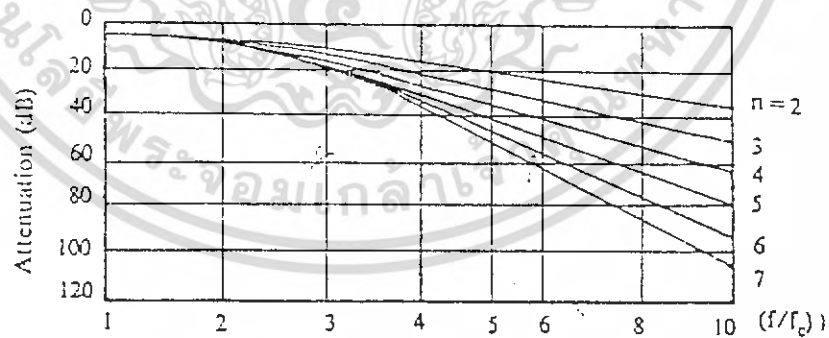
ตารางที่ 2-10 แสดงค่า  $L$  และ  $C$  ในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟที่มีค่าริบเบิลเท่า 1 dB จาก  $n = 5$  ถึง  $n = 7$

2.6.4 วงจรกรองความถี่แบบเบสเซล (bessel)

วงจรกรองความถี่แบบเบสเซลนี้ สามารถหาค่าของการสูญเสียในช่วงนอกแบนด์ความถี่ได้โดยใช้สมการที่ (102)

$$A_{dB} = 3(\omega / \omega_c)^2 \tag{102}$$

ในการใช้สมการที่ (102) หาค่าการสูญเสียของสัญญาณเมื่อมีค่า  $n$  ต่าง ๆ กันจะได้ตามรูปที่ 2-18



รูปที่ 2-18 แสดงการสูญเสียของสัญญาณในวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเบสเซลโดยเปลี่ยนค่า  $n$  จาก 2 ถึง 7

ในสเกลของความถี่และอิมพีแดนซ์ ต้องนึกอยู่เสมอว่าค่าที่หาได้นั้น ความถี่ที่จุดตัดมีค่า 0.1 HZ เท่านั้น ( $\omega = 1 \text{ rad/sec}$ ) และค่า  $R_L = 1$  โอห์ม ดังนั้นในการหาค่าที่จริงจำเป็นจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องสเกลกลับ โดยใช้สมการ

$$C = C_n / 2\pi f_c R \quad (103)$$

$$L = RL_n / 2\pi f_c \quad (104)$$

โดยที่ค่า

$C$  = ค่า  $C$  จริงๆที่ใช้

$C_n$  = ค่า  $C$  ต้นแบบจากการคำนวณ

$L$  = ค่า  $L$  จริงๆที่ใช้

$L_n$  = ค่า  $L$  ต้นแบบจากการคำนวณ

$R$  = ค่าโหลดจริงๆที่ใช้

$f_c$  = ค่าความถี่ที่จุดตัดจริงๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การออกแบบและสร้างไมโครสตริป

#### 3.1 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ที่ผ่านความถี่ต่ำที่ใช้ชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์แบบวงจรกระจาย

ในช่วงแรกได้กล่าวถึงการสร้างชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์แบบวงจรกระจาย และวงจรสมมูลของชิ้นส่วนอินดักแตนซ์และชิ้นส่วนคาปาซิเตอร์ ชิ้นส่วนรีแอคแตนซ์แบบนี้เมื่อพิจารณาจากวงจรสมมูลแล้ว จะเห็นได้ว่าเมื่อนำเอาชิ้นส่วนอินดักแตนซ์มาต่อแคสเคดกับชิ้นส่วนคาปาซิเตอร์ จะได้เป็นวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์นี้จะมีขั้นตอนดังนี้คือ

(1) กำหนดคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่ต้องการ

(2) จากคุณสมบัติที่ต้องการทำการกำหนดวงจรชิ้นส่วนลัมปี และกำหนดค่าของชิ้นส่วนลัมปีต่าง ๆ ในวงจรนั้น

(3) เขียนวงจรไมโครสตริปที่มีวงจรสมมูลตามวงจรชิ้นส่วนลัมปีในข้อ (2) จากนั้นทำการคำนวณความกว้างและความยาวไมโครสตริปแต่ละช่วงให้ค่าอินดักแตนซ์หรือคาปาซิเตอร์ตามที่ต้องการ

##### 3.1.1 ออกแบบวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำความถี่ 2 GHz ( $n = 7$ )

พิจารณาค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิเตอร์จากตาราง ( $R_L / R_S = 1$ )

$$L_1 = 0.913 \quad C_2 = 1.595$$

$$L_3 = 2.002 \quad C_4 = 1.870$$

$$L_5 = 2.002 \quad C_6 = 1.595$$

$$L_7 = 0.913$$

คำนวณหาอินดักแตนซ์และคาปาซิเตอร์ที่ใช้งาน

พิจารณาดังสูตรต่อไปนี้

$$L = \frac{RLn}{2\pi fc} \quad \text{และ} \quad C = \frac{Cn}{2\pi fc}$$

เมื่อกำหนดให้

L = The final inductor value

Cn = Lowpass prototype element value

Ln = Lowpass prototype element value

R = The final load resistor value

fc = The final cutoff frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่าพหุนามค่า  $L_1, L_3, L_5$  และ  $L_7$

จากสูตร  $L = \frac{RLn}{2\pi fc}$  จะได้ดังนี้

$$L_1 = \frac{50 \times 0.913}{2\pi fc}$$
$$= 3.633 \times 10^{-9} \quad \text{หรือ } 3.633 \text{ nH}$$

$$L_3 = \frac{50 \times 2.002}{2\pi fc}$$
$$= 7.966 \times 10^{-9} \quad \text{หรือ } 7.966 \text{ nH}$$

$$L_5 = \frac{50 \times 0.913}{2\pi fc}$$
$$= 7.966 \times 10^{-9} \quad \text{หรือ } 7.966 \text{ nH}$$

$$L_7 = \frac{50 \times 0.913}{2\pi fc}$$
$$= 3.633 \times 10^{-9} \quad \text{หรือ } 3.633 \text{ nH}$$

พิจารณาค่าพหุนามค่า  $C_2, C_4$  และ  $C_6$

จากสูตร  $C = \frac{Cn}{2\pi fc}$

$$C_2 = \frac{1.595}{2\pi fc \times 50}$$
$$= 2.539 \times 10^{-12} \quad \text{หรือ } 2.539 \text{ pH}$$

$$C_4 = \frac{1.870}{2\pi fc \times 50}$$
$$= 2.976 \times 10^{-12} \quad \text{หรือ } 2.976 \text{ pH}$$

$$C_6 = \frac{1.595}{2\pi fc \times 50}$$
$$= 2.539 \times 10^{-12} \quad \text{หรือ } 2.539 \text{ pH}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่าจากวงจรเพื่อทำการสร้างไมโครสตริปไลน์

$$X_L = Z_{OL} \sin\left(\frac{2\pi\lambda_L}{\lambda_{gL}}\right)$$

End - Capacitance

$$C_L \approx \frac{\lambda_L}{2f_c Z_{OL} \lambda_{gL}}$$

Main inductive length

$$\lambda_L \approx \frac{f_c \lambda_{gL} L}{Z_{OL}}$$

For short - lengths only

$$\lambda_L \approx \frac{f_c \lambda_{gL} L}{Z_{OL}}$$

$$B_L = Z_{OC} \sin\left(\frac{2\pi c}{\lambda_{gC}}\right)$$

End - Inductance

$$L_C \approx \frac{\lambda_C Z_{OC}}{2f_c \lambda_{gC}}$$

Main capacitive length

$$\lambda_C = \frac{\lambda_{gC}}{2\pi} 2\pi \sin^{-1}(\omega C Z_{OC})$$

Since lengths are usually

Short we can often use

$$\lambda_C \approx f_c \lambda_{gC} Z_{OC} C$$

การสร้างวงจรฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำโดยวิธีการใช้ High - Impedance และ Low - Impedance

มีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

1. กำหนดค่า High - Impedance (ในที่นี้กำหนดเท่ากับ 160 Ω)
2. กำหนดค่า Low - Impedance (ในที่นี้กำหนดเท่ากับ 25 Ω)
3. ค่า Input - Impedance ที่ใช้ (ในที่นี้กำหนดเท่ากับ 50 Ω)

พิจารณาที่ High - Impedance เพื่อทำการหาค่า  $\lambda_L$  ( $Z_{OL} = 160\Omega$ )

$$\text{จากสูตร } \lambda_L \approx \frac{f_c \lambda_{gL} L}{Z_{OL}}$$

เมื่อ  $f_c = 2 \text{ GHz}$

$L = L_1, L_3, L_5$  และ  $L_7$

$Z_{OL} = 160\Omega$

พิจารณาค่า  $\lambda_{gL}$

$$\text{จากสูตร } \lambda_{gL} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อไปพิจารณาหาค่า  $\epsilon_{eff}$  โดยใช้เงื่อนไขไมโครสตริปแคบ

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

$$H = 3.206$$

$$\epsilon_{eff} = \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) \left( 1 - \frac{1}{2H} \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \ln\left(\frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{\epsilon_r} \ln\left(\frac{4}{\pi}\right) \right)$$

$$\epsilon_{eff} = 1.523$$

จากสูตร  $\lambda_{gL} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$  จะได้ดังนี้

$$\lambda_g = \frac{0.03}{\sqrt{1.523}}$$

$$\lambda_g = 0.2431183$$

พิจารณาคำนวณหาค่า  $\lambda_L$  ( $Z_{OL} = 160\Omega$ )

จากสูตร  $\lambda_L \approx \frac{f_c \lambda_{gL} L}{Z_{OL}}$  จะได้ดังนี้

$$\lambda_{L1} = \frac{2 \times 10^9 \times 0.2431183 \times 3.633 \times 10^{-9}}{160}$$

$$= 11 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 11 \text{ mm}$$

$$\lambda_{L5} = \frac{2 \times 10^9 \times 0.2431183 \times 7.966 \times 10^{-9}}{160}$$

$$= 24 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 24 \text{ mm}$$

$$\lambda_{L5} = \frac{2 \times 10^9 \times 0.2431183 \times 7.966 \times 10^{-9}}{160}$$

$$= 24 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 24 \text{ mm}$$

$$\lambda_{L7} = \frac{2 \times 10^9 \times 0.2431183 \times 3.633 \times 10^{-9}}{160}$$

$$= 11 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 11 \text{ mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาคำนวณหาค่าความกว้างของไมโครสตริป ( $h = 1.5748 \text{ mm}$ )

ต่อไปพิจารณาค่า  $W$  โดยใช้เงื่อนไขไมโครสตริปแคบ

$$\text{จากสูตร } \frac{W}{h} = \left( \frac{\exp H}{8} - \frac{1}{4 \exp H} \right)^{-1} \quad \text{จะได้ดังนี้}$$

$$W = 0.382 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 0.382 \text{ mm}$$

พิจารณาที่ low-Impedance เพื่อทำการหาค่า  $\lambda_c \approx (Z_{oc} = 25\Omega)$

$$\text{จากสูตร } \lambda_c \approx f_c \lambda_{gc} Z_{oc} C$$

$$\text{เมื่อ } f_c = 2 \text{ GHz}$$

$$C = C_2, C_4 \text{ และ } C_6$$

$$Z_{oc} = 25 \Omega$$

พิจารณาคำนวณหาค่า  $\lambda_{gc}$

$$\text{จากสูตร } \lambda_{gc} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

ต่อไปพิจารณาค่า  $\epsilon_{eff}$  โดยเงื่อนไขไมโครสตริปกว้าง

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} \right)$$

พิจารณาคำนวณหาค่าความกว้างของไมโครสตริป ( $h = 1.5748 \text{ mm}$ )

ต่อไปพิจารณาค่า  $W$  โดยเงื่อนไขไมโครสตริปกว้าง

$$\text{จากสูตร } \frac{W}{h} = \frac{2}{\lambda} \left\{ (d-1) - \ln(2d-1) \right\} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ \ln(d-1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\}$$

$$\text{เมื่อ } d = \frac{59.95^2}{Z_{oc} \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$W = 12.323 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 12.323 \text{ mm}$$

$$\text{จากสูตร } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left( \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{W} \right)^{-0.5} \right)$$

$$\epsilon_{eff} = 1.9769544$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสูตร  $\lambda_{gc} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$  จะได้ดังนี้

$$\lambda_{gc} = \frac{0.03}{\sqrt{1.9769544}}$$

$$= 0.143$$

พิจารณาคำนวณหาค่า  $\lambda_c (Z_{oc} = 25\Omega)$

จะได้ดังนี้  $\lambda_c \approx f_c \lambda_{gc} Z_{oc} C$

$$\lambda_{c2} = 2 \times 10^9 \times 0.07145 \times 25 \times 2.539 \times 10^{-12}$$

$$= 9.0708 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 9.0708 \text{ mm}$$

$$\lambda_{c4} = 2 \times 10^9 \times 0.07145 \times 25 \times 2.976 \times 10^{-12}$$

$$= 11 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 11 \text{ mm}$$

$$\lambda_{c6} = 2 \times 10^9 \times 0.07145 \times 25 \times 2.539 \times 10^{-12}$$

$$= 9.0708 \times 10^{-3} \text{ หรือ } 9.0708 \text{ mm}$$

### 3.1.2 การคำนวณระบบ Transmission Line โดยใช้ไมโครสตริปไลน์

จากสูตร  $Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + Z_c \tan \beta \lambda}{Z_c + Z_L \tan \beta \lambda}$

พิจารณาที่  $\frac{\lambda}{2}$  หรือ  $\beta \lambda = \frac{n\pi}{2}$  จะพบว่า  $\tan\left(\frac{n\pi}{2}\right) = 0$

จะได้  $Z_{in} = \frac{Z_c Z_L}{Z_c}$

เมื่อทำพิจารณาค่า  $Z_c$  จะพบว่าค่าที่เหมาะสมนั้นจะเท่ากับ

ในที่นี้จึงพิจารณา  $Z_c = 180 \Omega$  เพราะเนื่องจากต้องมีการพิจารณาค่า Q (Quality factor ในที่นี้

จะเรียกสั้น ๆ ว่าค่า Q) เนื่องจากการสูญเสียภายในวงจรซึ่ง

ค่า Q ดังกล่าวจะมีนิยามดังนี้คือ

$$Q = \frac{\omega_0 \times (\text{พลังงานเฉลี่ยที่สะสมอยู่ในระบบ})}{\text{พลังงานสูญเสียต่อวินาทีในระบบ}}$$

พลังงานสูญเสียต่อวินาทีในระบบ

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

โดยที่ค่า  $Z_c$  ยิ่งมากจะมีผลทำให้ค่า Q ยิ่งสูงขึ้นด้วยตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.3 ออกแบบสายอากาศแบบอนุกรมที่ความถี่ 10 GHz

มีขั้นตอนดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ที่ } \lambda_0 &= 0.03 \\ C &= 3 \times 10^8 \\ k_0 &= \frac{2\pi}{\lambda_0} = 209.439510 \\ f_r &= 10 \times 10^9 \text{ HZ} \\ \epsilon_r &= 2.2 \\ h &= 1.5748 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

ที่ส่วนของ Patch

$$W = \frac{C}{2f_r} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

$$W = 0.0118585412 \text{ m} , 11.858 \text{ mm}$$

$$L = \frac{C}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L$$

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

$$\epsilon_{eff} = 1.97256$$

$$\Delta L = h \left\{ 0.42 \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \left[ \frac{(W/h) + 0.264}{(W/h) + 0.8} \right] \right\}$$

$$\Delta L = 0.0008046391$$

$$L = 0.0090708312 \text{ m} , 9.0708 \text{ mm}$$

$$R_m = \frac{1}{2(G_1 + G_2)} = Z_L$$

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi}$$

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

$$I_1 = 1.8623126$$

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left\{ \sin \left( k_0 \frac{W}{2} \cos \theta \right) \right\} \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(k_0 L_0 \sin \theta \sin \phi) d\phi \sin^3 \theta d\theta$$

$$G_{11} = 0.0006148702$$

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}$$

$$= 288.592199$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

$$\lambda_g = 0.0021360$$

$$\lambda_g / 4 = 0.00534 \quad , \quad 5.34 \text{ mm}$$

$$\lambda_g / 2 = 0.0010680 \quad , \quad 10.680 \text{ mm}$$

จากกรณี quarter wave

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_L}$$

$$Z_a = \sqrt{Z_{in} Z_b} = Z_a = \sqrt{50 Z_b} \quad ; \quad Z_a^2 = 50 Z_b \quad \text{-----(1)}$$

$$Z_b = \sqrt{Z_L Z_a} = Z_b = \sqrt{288.5929 Z_a} \quad ; \quad Z_b^2 = 288.5921 Z_a \quad \text{-----(2)}$$

$$Z_a = \sqrt{50 Z_b} \quad \text{-----(3)}$$

แทนค่า  $Z_a$  ลงใน (2)

$$Z_b^3 = 288.5921 x \sqrt{50 Z_b}$$

ยกกำลัง 2 ทั้ง 2 ข้าง

$$Z_b^4 = 288.5921^2 x 50 Z_b$$

$$Z_b^3 = 288.5921 x 50$$

$$Z_b = \sqrt[3]{288.5921^2 x 50}$$

$$Z_b = 160.88038847 \quad \Omega$$

แทนค่า  $Z_b$  ลงใน (1)

$$Z_a^2 = 50 x 160.88038847$$

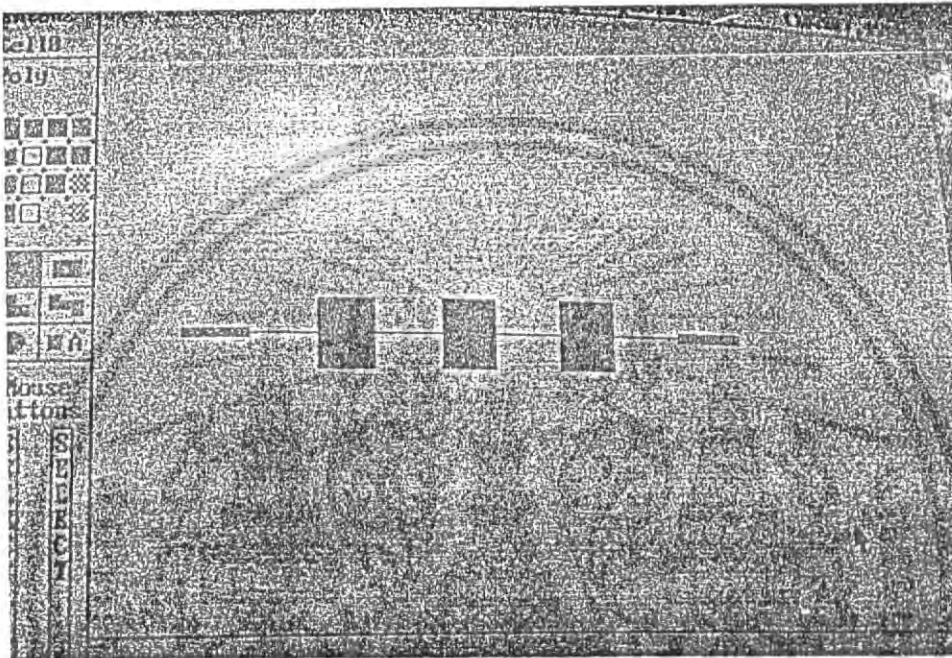
$$Z_a = \sqrt{50 x 160.88038847}$$

$$Z_a = 89.6884575823 \quad \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 ขั้นตอนการสร้างไมโครสตริปไลน์

1. นำค่าที่ได้จากการคำนวณ นำมาออกแบบสร้างเป็นรูป โดยใช้ Program Ledit และทำการตั้งค่าโดยค่าที่ตั้งมีหน่วยเป็นมิลลิเมตร โดยใช้อัตราส่วน 1 ต่อ 1000
2. เมื่อทำการสร้างรูปจาก Program Ledit เรียบร้อยแล้ว ให้ทำการแปลง file ให้เป็นนามสกุล eps

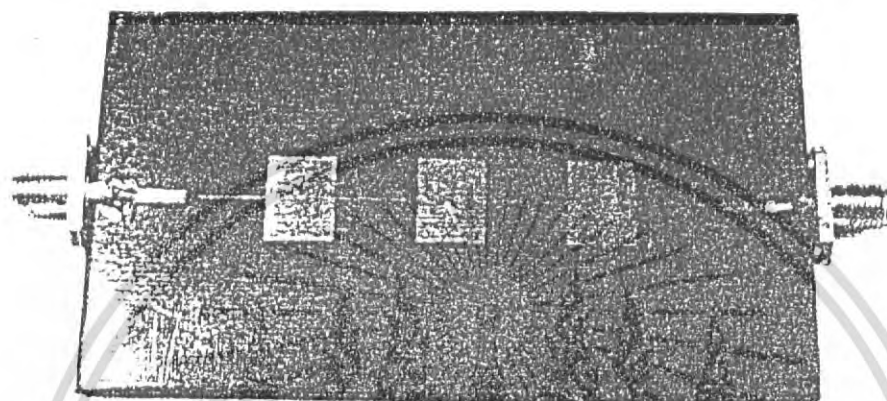


รูปที่ 3-1 แสดงการออกแบบบนโปรแกรม Ledit

3. นำรูปที่สร้างแล้วไปทำการถ่ายฟิล์ม ซึ่งรูปที่ได้ในการออกแบบจะมาอยู่บนแผ่นฟิล์ม และมีขนาดเท่ากับขนาดที่เราต้องการออกแบบ
4. นำแผ่น teflon มาทำความสะอาดจากนั้นทำการถ่ายแบบโดยใช้แผ่น Dryfilm
5. นำแผ่น Dryfilm มาติดบนแผ่น teflon แล้วนำแผ่นฟิล์มมาวางบน Dryfilm อีกทีหนึ่ง จากนั้นใช้แสงส่องประมาณ 25 นาที (แสงจากหลอด Incandescent ประมาณ 100 watt)
6. จากนั้นนำแผ่น teflon มาล้างด้วยน้ำยาโซเดียมคาร์บอเนต ซึ่งจะขจัดแผ่น Dryfilm ในช่วงที่ไม่ได้โดนแสงออกไปเหลือเพียงแต่ Dryfilm ในช่วงที่โดนแสงอยู่ติดอยู่บนแผ่น teflon โดย Dryfilm ที่ติดอยู่จะเป็นรูปที่ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. หลังจากนั้นจึงนำแผ่น teFlon มาแช่ในน้ำยากัดแผ่นทองแดง ก็จะได้รูปชิ้นงานที่สมบูรณ์



รูปที่ 3-2 แสดงชิ้นงานตัวอย่างพร้อมที่จะใช้งาน

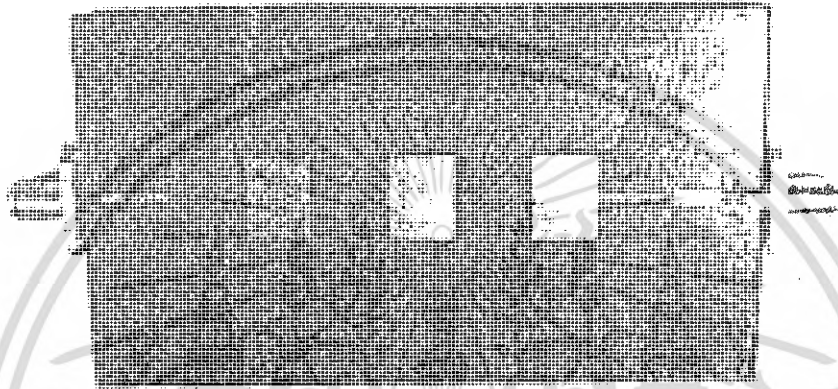
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

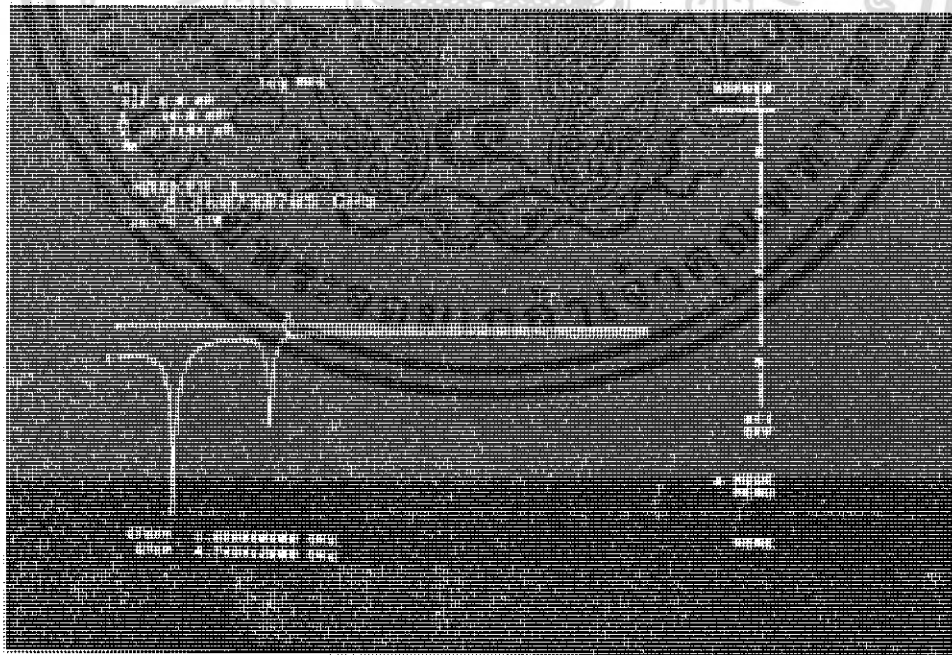
### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 วงจรผ่านความถี่ต่ำที่ความถี่ 2 GHz (Low pass filter)

##### 4.1.1 ผลการทดลอง

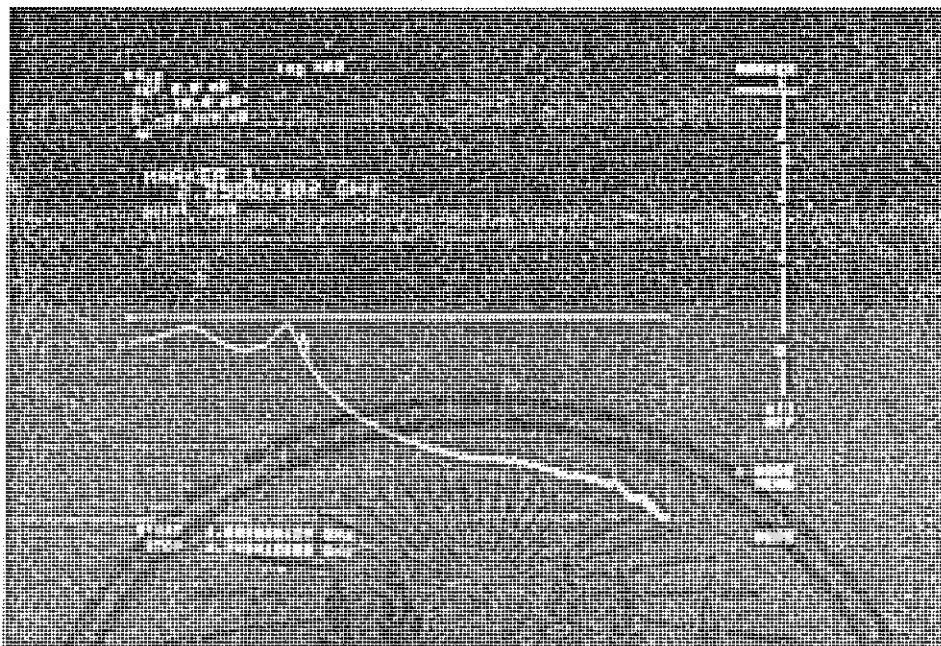


รูปที่ 4-1 แสดงชิ้นงาน Low pass filter ที่ความถี่ 2 GHz

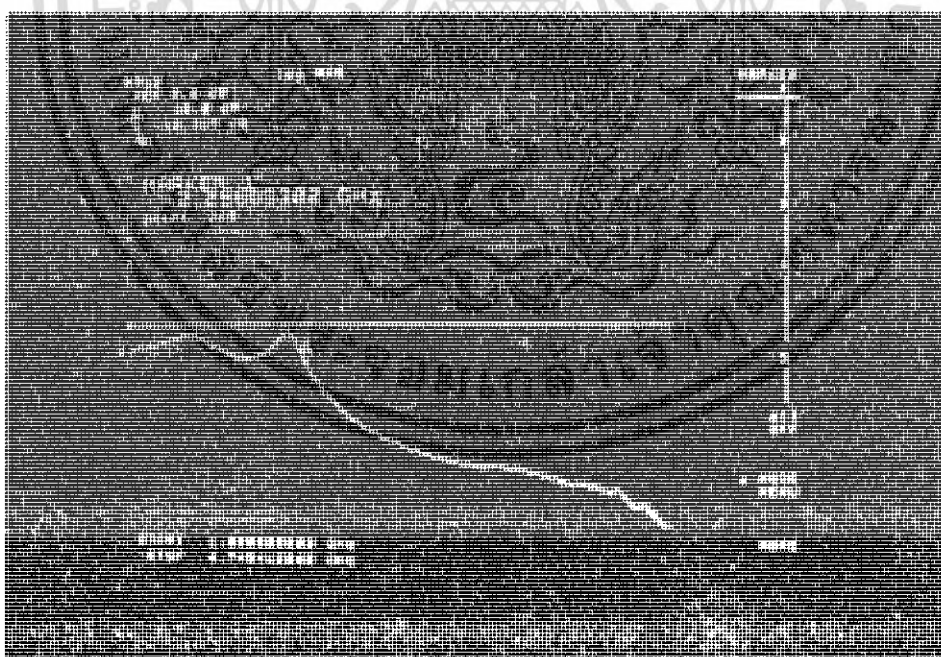


รูปที่ 4-2 แสดงสัญญาณของวงจรผ่านความถี่ต่ำที่ความถี่ 2 GHz ที่ Input (S11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

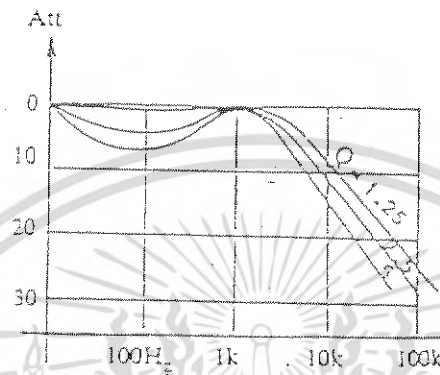
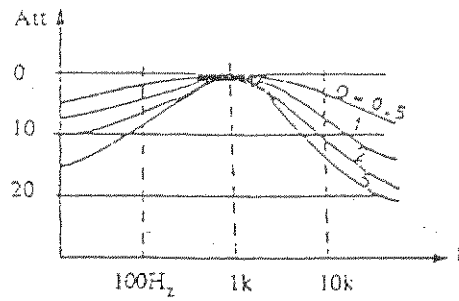


รูปที่ 4-3 แสดงสัญญาณของวงจรผ่านความถี่ค่าที่ความถี่ 2 GHz ที่ระหว่าง Input กับ Out-put (S12)

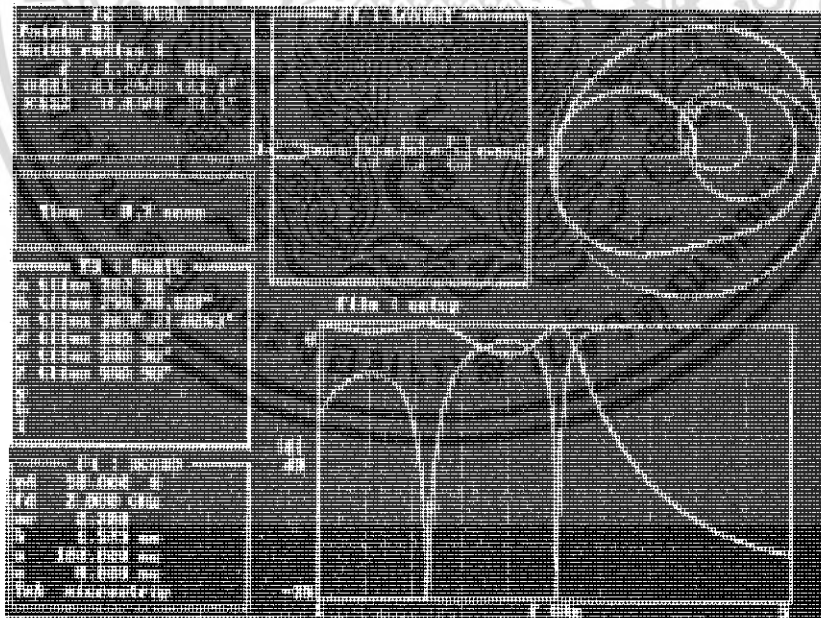


รูปที่ 4-4 แสดงสัญญาณของวงจรผ่านความถี่ค่าที่ความถี่ 2 GHz ที่ระหว่าง Out-put กับ In - put (S21)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

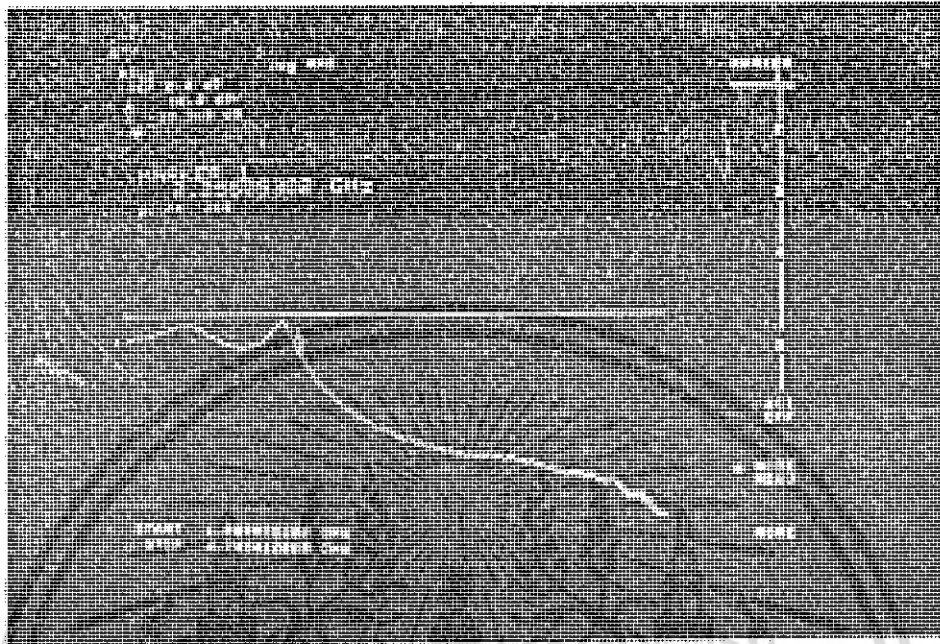


รูปที่ 4.6(ก) กราฟแสดงผลทางทฤษฎี



รูปที่ 4.6(ข) กราฟแสดงผลจาก Computer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6(ค) กราฟแสดงผลจากการทดลอง

รูปที่ 4-6 กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลจากการทดลองเทียบกับทฤษฎีและ Computer

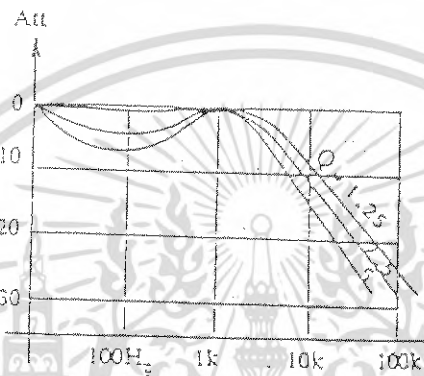
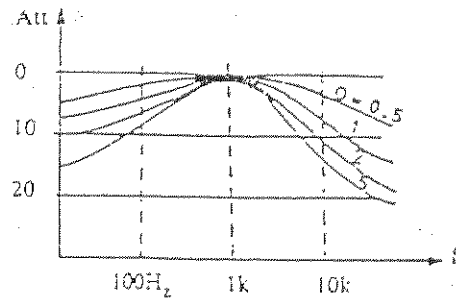
จากกราฟเมื่อทำการเปรียบเทียบกับทฤษฎีโดยแยกเป็น 2 กรณี

1. ผลจาก Computer เทียบกับทฤษฎี
2. ผลจากการทดลองเทียบกับทฤษฎี

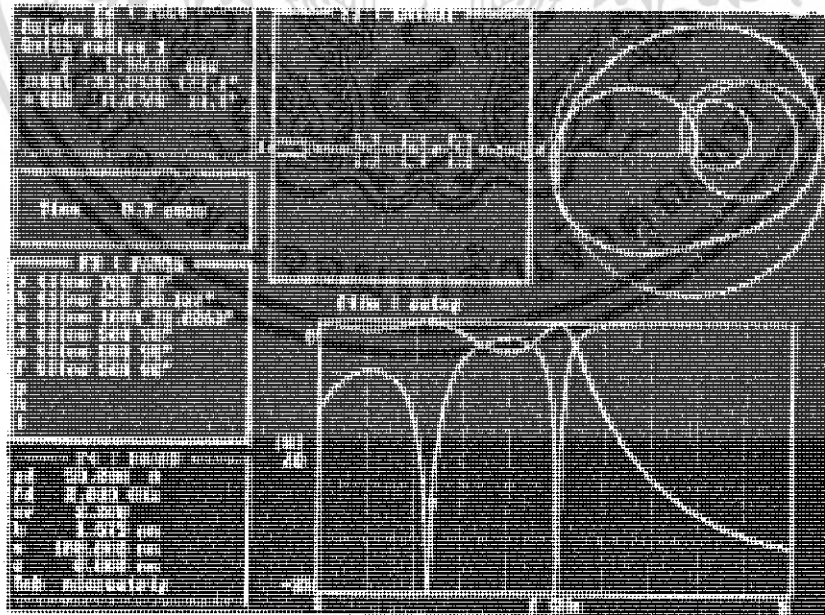
ผลจาก Computer เทียบกับทฤษฎี

จากกราฟจะพบว่าผลเกิดการผิดพลาดเนื่องจากป้อนค่าให้กับ program เพราะว่าค่าที่ได้จากคำนวณนั้นจะต้องมาปรับให้เข้ากับค่าที่เปรียบเทียบให้กับ program ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นคือการป้อนค่าความยาว (BL) ให้กับ program เนื่องจาก Computer จะรับจำนวนตัวเลขได้เพียง 6 ตัวเลข เช่น ถ้าความยาวเท่ากับ 160.8521335 ก็จะป้อนได้เพียง 160.85 เท่านั้น จึงทำให้เกิดการผิดพลาด และหน่วยที่ program สามารถรับได้มีหน่วยเป็น millimeter แต่ค่าที่นำมาสร้างและยิง Film มีความละเอียดมากกว่าจึงทำให้ค่าที่ได้รับทั้ง 3 ค่านั้นต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

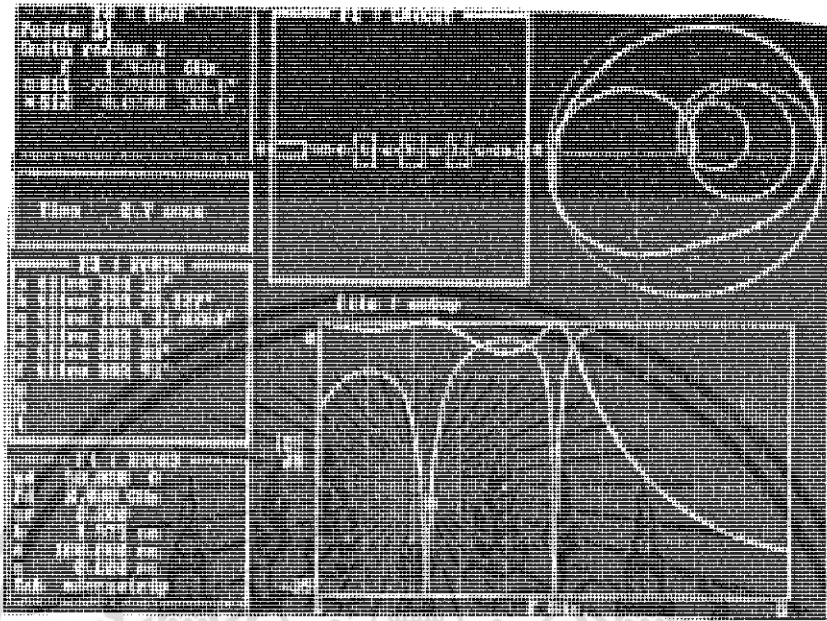


รูปที่ 4.7(ก) กราฟแสดงผลจากทางทฤษฎี



รูปที่ 4.7(ข) กราฟแสดงจากทางComputer

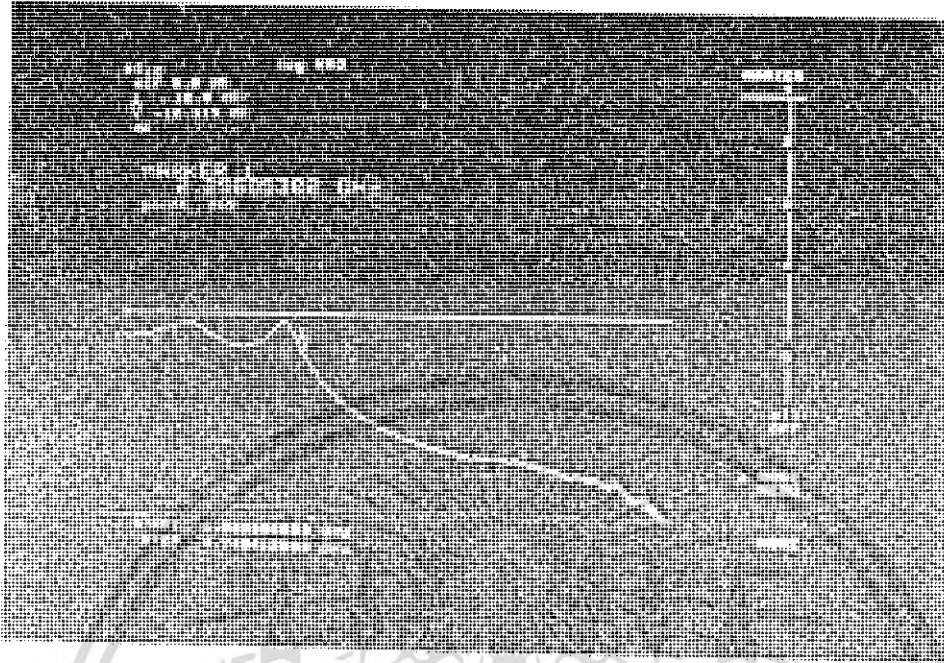
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



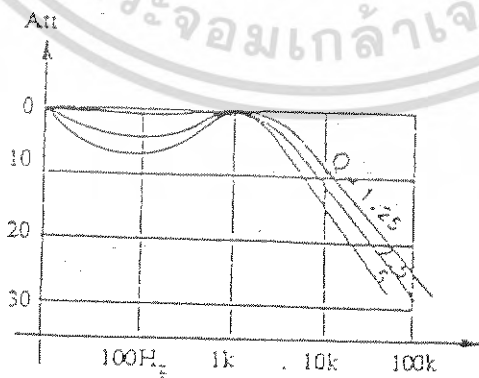
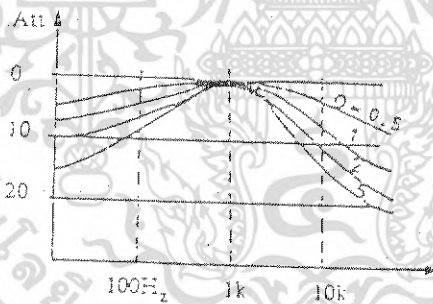
รูปที่ 4-7 กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลจากทฤษฎีกับ Computer

**ผลที่ได้จากการทดลองเทียบกับทฤษฎี**

จากกราฟผลการทดลองนั้นเมื่อเปรียบเทียบกับทฤษฎีแล้วมีการผิดพลาดค่อนข้างน้อยกว่าการวิเคราะห์โดยใช้ Computer เพราะค่าที่ใช้ในการสร้างค่อนข้างละเอียด โดยจะนำค่าที่ได้นั้นไปสร้างรูปที่ program Ledit ซึ่ง program นี้มีความละเอียดในการสร้างรูปสูง จึงทำให้รูปที่ได้จากการยิง Film จึงมีค่าค่อนข้างใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้จึงทำให้ผลการทดลองออกมาได้ใกล้เคียงกับทฤษฎี



รูปที่ 4-8(ก) กราฟแสดงจากการทดลอง



รูปที่ 4-8(ข) กราฟแสดงผลจากทางทฤษฎี

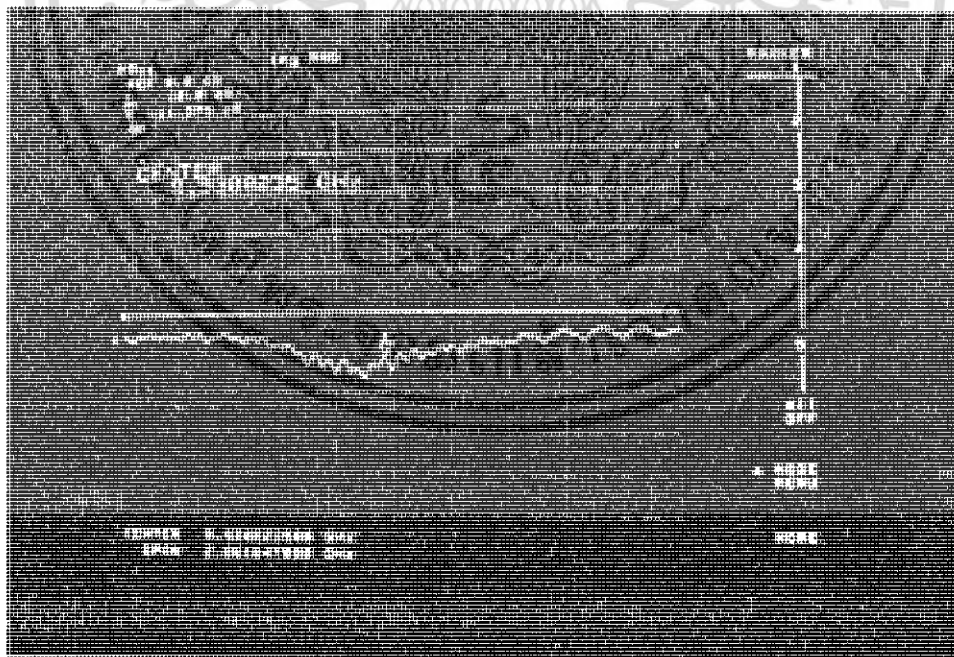
รูปที่ 4-8 กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลจากการทดลองเทียบกับทฤษฎี เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 ทราบสมิตซ์ไลน์ที่ 10 GHz (Transmission Line 10 GHz)

### 4.2.1 ผลการทดลอง

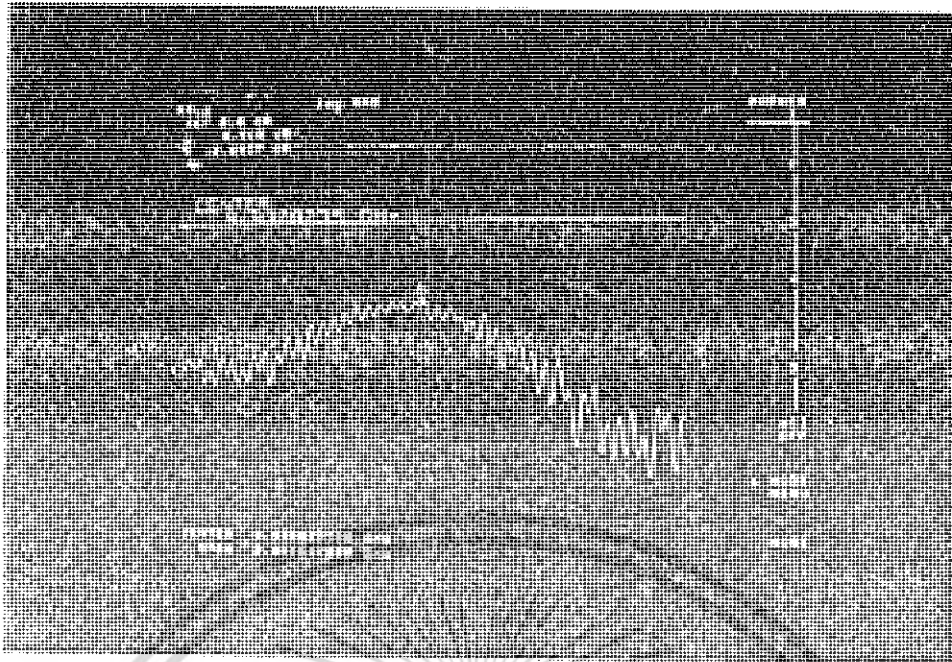


รูปที่ 4-9 แสดงชิ้นงาน Transmission Line ที่ความถี่ 10 GHz

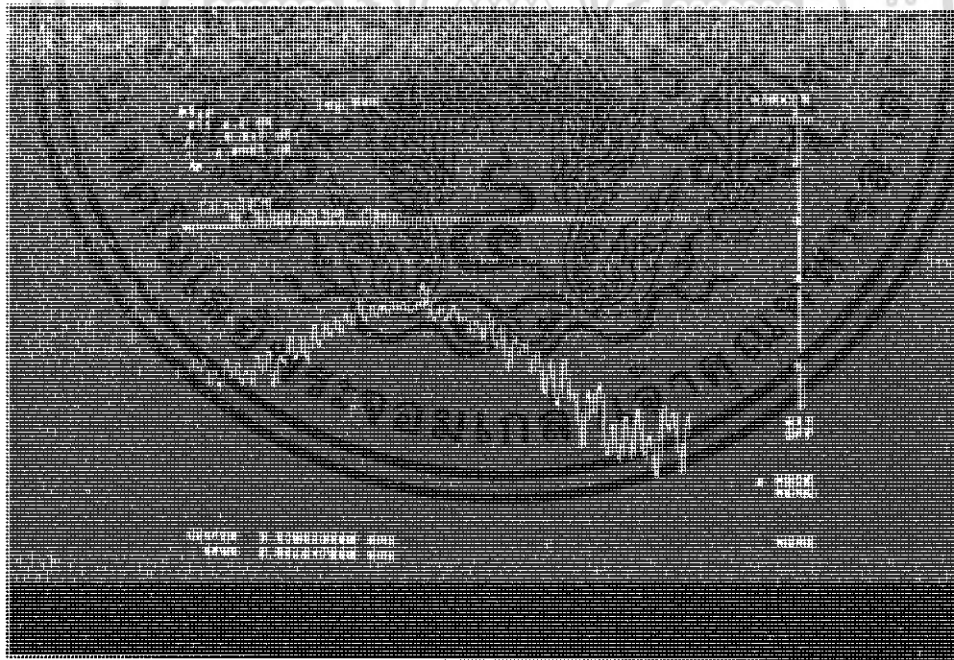


รูปที่ 4-10 แสดงสัญญาณของวงจร Transmission Line ที่ 10 GHz ที่ In - put (S11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

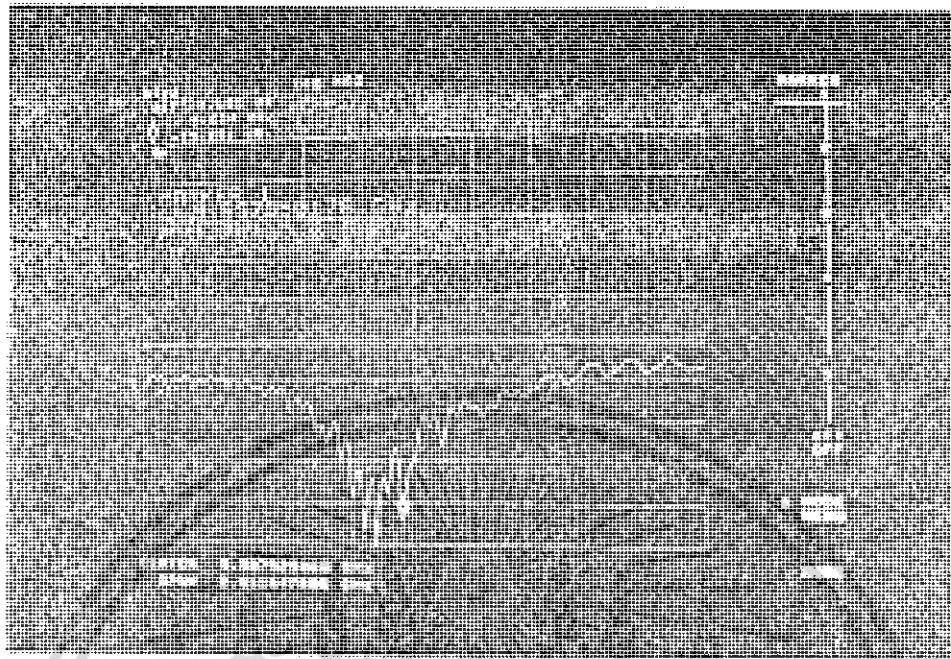


รูปที่ 4-11 แสดงสัญญาณของ Transmission Line ที่ 10 GHz ที่ระหว่าง In - put กับ Out - put (S12)



รูปที่ 4-12 แสดงสัญญาณที่ระหว่าง Out - put กับ In - put (S21)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-13 แสดงสัญญาณที่ In - put (S22)

#### 4.2.2 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองการออกแบบ Transmission Line (10 GHz)

จากทฤษฎีในการออกแบบ Transmission Line นั้นจะต้องมีการพิจารณาถึง Input - Impedance ( $Z_{in}$ ) Out - put Impedance ( $Z_e$ ) โดยพิจารณาจากสมการต่อไปนี้

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 j \tan Bl}{Z_0 + Z_L j \tan Bl}$$

จากสมการเรานำมาพิจารณาที่ RL โดยจะพิจารณาที่  $BL = \lambda_g / 4$

พิจารณาที่ Quarter - wave ( $\lambda_g / 4$ )

จากสมการข้างต้นเราจะได้อ่า

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 j \tan Bl}{Z_0 + Z_L j \tan Bl}$$

$$Z_C = \sqrt{Z_{in} Z_L}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการเรานำพิจารณาที่ RL โดยจะพิจารณาที่  $BL = \lambda_g / 2$   
 พิจารณาที่ half - wave ( $\lambda_g / 2$ )

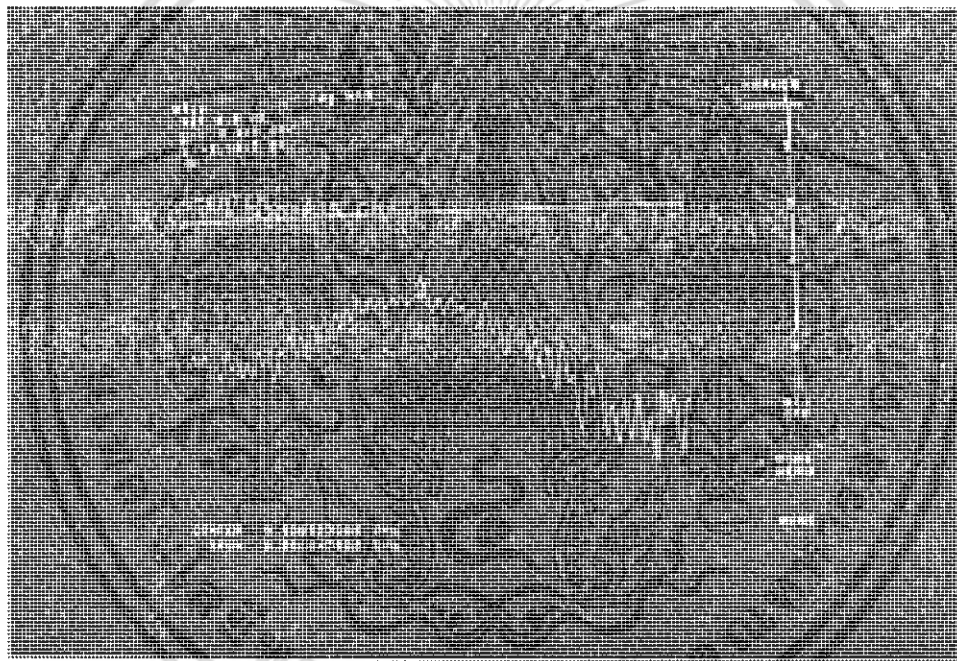
จากสมการจะได้

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 j \tan BL}{Z_0 + Z_L j \tan BL}$$

$$Z_{in} = Z_L$$

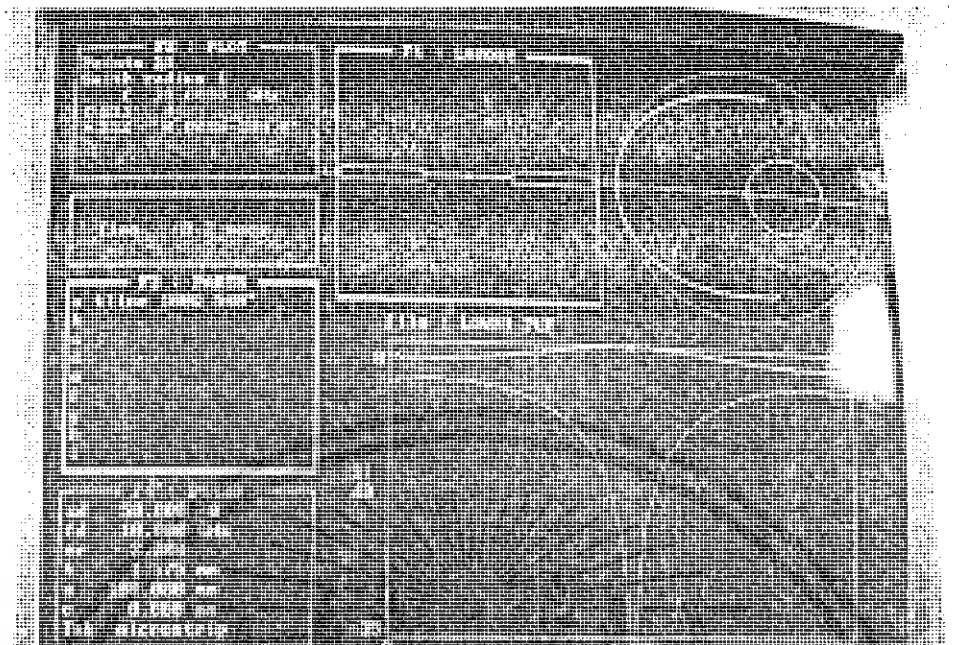
ซึ่งตามลักษณะงานที่ทำจะพิจารณาที่ half - wave ( $\lambda_g / 2$ )

เพราะฉะนั้นโดยค่า  $Z_c$  ที่เหมาะสมจะมีค่าประมาณ  $Z_c > 2Z_{in}$  หรือ  $Z_c > 2Z_I$



รูปที่ 4-14(ก) กราฟแสดงผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4-14(ข) กราฟแสดงผลจากทาง Computer

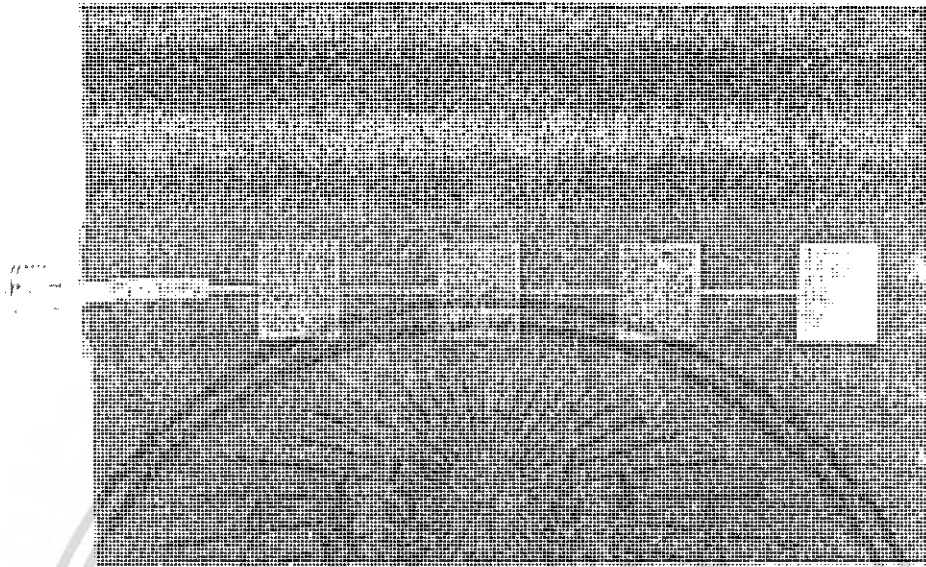
รูปที่ 4-14 กราฟแสดงการเปรียบเทียบผลการทดลองกับ Computer

เพราะฉะนั้นจากกราฟผลที่ได้จากการทดลองค่อนข้างใกล้เคียงกับทฤษฎีแต่ถ้าในสถานะ Resonance นั้น จะต้องมีค่าการพิจารณา  $Q$  ด้วย โดยในที่นี้จะใช้  $Z_0 = 100$  ซึ่งค่า  $Q$  จะค่อนข้างต่ำ ซึ่งผลที่ได้ค่าทั้ง 3 คือ ผลจากการวิเคราะห์ของ Computer และค่าทางทฤษฎีและผลการทดลองค่อนข้างใกล้เคียงกันมากเพราะฉะนั้นจึงสรุปได้ว่าผลทั้ง 3 ค่า นั้น เป็นไปในแนวทางเดียวกัน

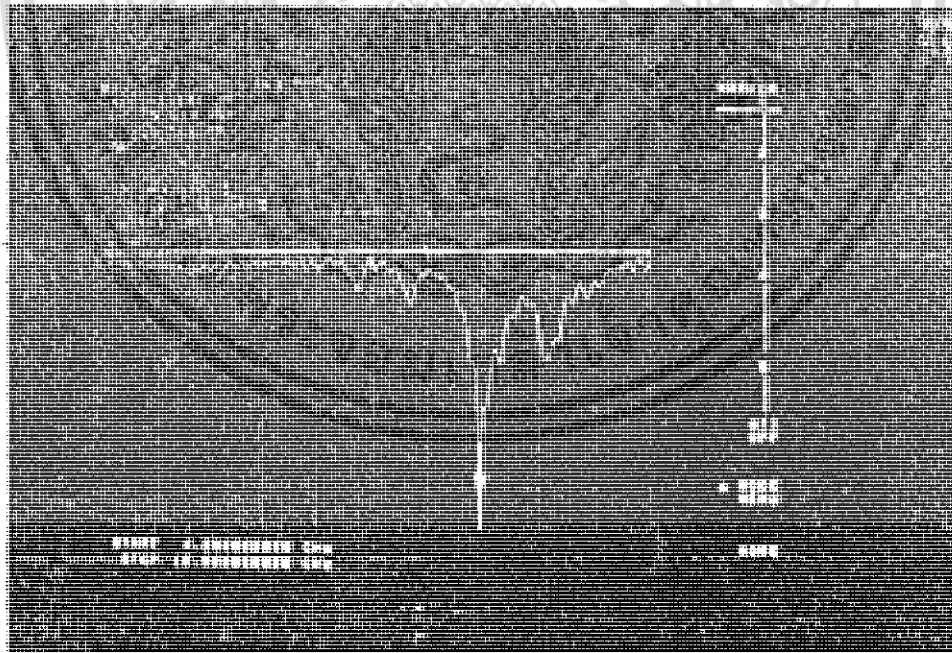
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 สายอากาศแบบอนุกรมที่มีความถี่ 10 GHz (Linear antenna)

#### 4.3.1 ผลการทดลอง



รูปที่ 4-15 แสดงชิ้นงานสายอากาศแบบอนุกรม (Linear antenna) ที่ความถี่ 10 GHz



รูปที่ 4-16 แสดงสัญญาณของสายอากาศแบบอนุกรมที่ 10 GHz โดยวัดค่า Return loss ที่ In - put (S11)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

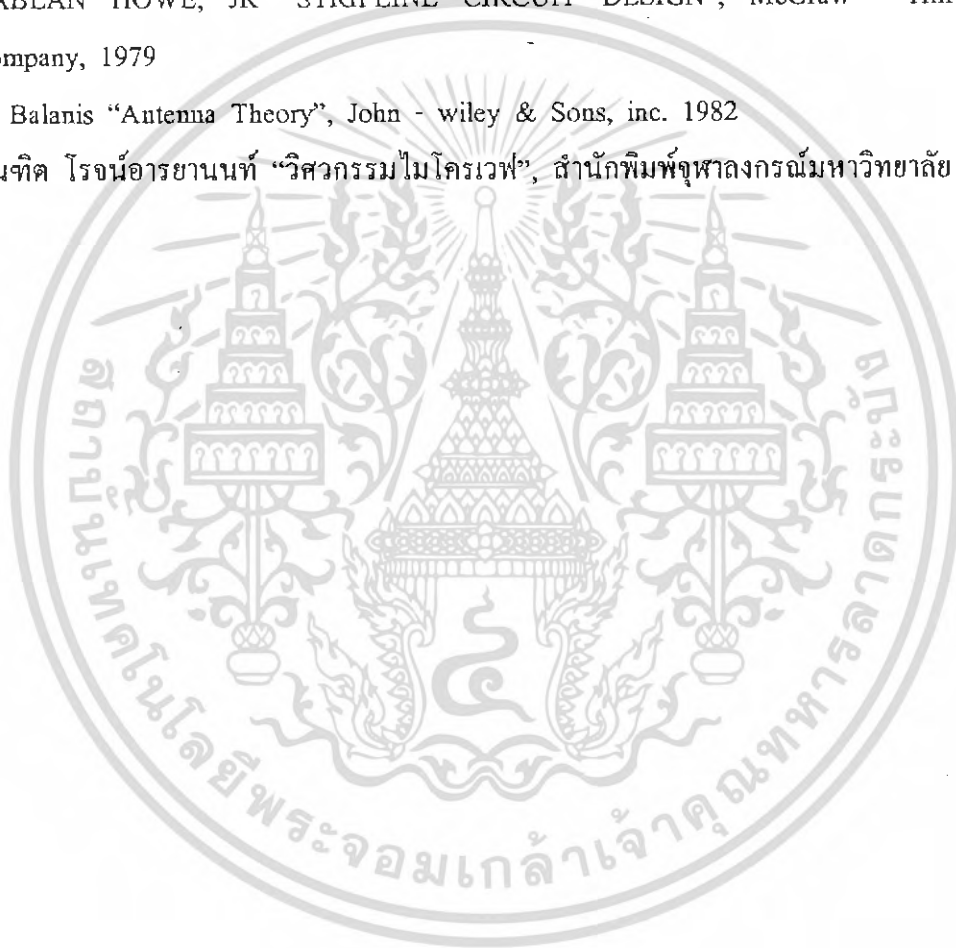
#### 4.3.2 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลองสายอากาศแบบอนุกรมที่ความถี่ 10 GHz

เมื่อป้อนกระแสไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาให้ไหลไปยังตัว patch ประจุสะสมอยู่ แผ่นตัวนำ คือ patch และแผ่นกราวด์เป็นผลให้มีการเพิ่มและลดของสนามไฟฟ้าในชั้นสเตรท ซึ่งส่งผลให้เส้นแรงไฟฟ้าที่พุ่งออกมาจาก patch ในกรณี patch มีศักย์เป็นบวกหรือพุ่งเข้าหา patch เมื่อ patch มีศักย์เป็นลบ มีปริมาณเพิ่มและลดลงตามไปด้วย โดยเฉพาะบริเวณขอบของ patch ซึ่งเป็นช่องเปิด จะเกิดสนามไฟฟ้าที่เรียกว่า fringing field ขึ้น เมื่อสนามตัวนี้เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะให้เกิดการหมุนวนของสนามแม่เหล็กในอวกาศว่างรอบตัว patch ขึ้น และสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วย ซึ่งสามารถสร้างสนามไฟฟ้าในอวกาศว่างได้อีกเช่นกัน ดังนั้นจึงทำให้เกิดการแผ่คลื่นพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าไปในอวกาศว่างได้

จากกราฟผลที่ได้จากการทดลองเป็นกราฟของ Return Loss (S11) ซึ่งจะบอกถึงจุดที่สายอากาศอยู่ในสภาวะ Resonant ซึ่งจะต้องได้ตามความถี่ที่ออกแบบตามที่ต้องการ ณ ที่จุดในการออกแบบในการ Radiation ของสายอากาศ ซึ่งผลที่ได้ค่อนข้างใกล้เคียงกับทางทฤษฎี เพราะฉะนั้นจึงสรุปได้ว่าผลการทดลองนี้เป็นไปตามทฤษฎี ซึ่งการออกแบบนี้จะเน้นเพียงการนำไมโครสตริปมาสร้างเป็นสายอากาศได้อีกรูปแบบหนึ่ง โดยพิจารณาจากค่าของกราฟ Return Loss ซึ่งกราฟการ Radiation ของสายอากาศนั้นต้องทำการวัดอีกแต่ในโครงการชิ้นนี้จะเห็นว่าการทำงานของสายอากาศที่สภาวะ Resonant เท่านั้น

## บรรณานุกรม

1. Edwards, TC., "Foundations for Microstrip Circuit Design" John Wiley & Sons, 1981.  
(8)
2. Guta, K.C., Garg, Ramesh and Bahl "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House In., Massachusetts, USA, 1979. (8)
3. Suetake, S. and Hayashi, S., "Microstrip Circuit", Ohm Publishing Company, Japan, 1970. (6, 9)
4. HABLAN HOWE, JR "STRIPLINE CIRCUIT DESIGN", McGraw - Hill Book Company, 1979
5. A. Balanis "Antenna Theory", John - wiley & Sons, inc. 1982
6. บัณฑิต วิจารณ์อารยานนท์ "วิศวกรรมไมโครเวฟ", สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก

### ตารางแสดงคุณสมบัติของ teflon

PROPERTY	TEST METHOD	CONDITION	UNITS (1)	DIRECTION	TYPICAL VALUE(2)		
Dielectric constant $\epsilon_r$	1 MHz,IPC-TM-650,2	C24/23/50	-	Z	2.2		
	10 GHz,IPC-TM-650	C24/23/50	-	Z	2.20 ± 0.02 ± 0.01 (Variable)		
Dissipation factor,tan	1 MHz,IPC-TM-650,2	C24/23/50	-	Z	0.0004		
	10 GHz,IPC-TM-650	C24/23/50	-	Z	0.0009		
Volume resistivity	IPC-TM-650,2.5,17.1	C96/35/90	Mohm-cm	Z	2 X 10 <sup>7</sup>		
	IPC-TM-650,2.5,17.1	C96/35/90	Mohm	X,Y	3X10 <sup>8</sup>		
Test at 23°C							
Tensile modulus	ASTM D638	A	Mpa(kpsi)	X	1070(156)		
				Y	860(125)		
Ultimate stress			Mpa(kpsi)	X	29(4.2)		
				Y	27(3.9)		
Ultimate strain			%	X	6		
				Y	4.9		
Compressive modulus	AST D659	A	Mpa(kpsi)	X	710(103)		
				Y	710(103)		
				Z	940(136)		
Ultimate stress			Mpa(kpsi)	X	29(3.9)		
				Y	28(4.0)		
				Z	52(7.5)		
Ultimate strain			%	X	8.5		
				Y	7.7		
				Z	12.5		
Deformation under load	ASTM D621	24 hr/14Mpa(2kpsi)	%	Z	Test at 150°C 1		
Water absorption	ASTM D570	D 24/23	mg(%)		0.9(0.02)		
					1.3(0.015)		
Thickness=0.8mm (0.31 in)							
Thickness=1.6mm (0.062 in)							
Specific gravity	ASTM D792				2.2		
Heat distortion temperature	ASTM D648	1.82Mpa(264psi)	°C(°F)	X,Y	260(500)		
Specific heat	Calculated		J/g*k(Btu/lb/F)		0.96(0.23)		
Thermal conductivity	Rogeis TR2721		W/m.k(BTUin/lf		0.26(1.8)		
			hr/F)	Z			
Thermal expansion	ASTM D3386 (10K/MIN)	-100 °C	MM/M	X	Y	Z	
				6.1	-87	-	
				15	18.7		
				0.9	-1.8	-6.9	
				35	0.5	-0.9	-4.5
				75	1.1	1.5	8.7
(Values given are total change from a base temperature of 35°C)		150		2.4	3.2	28.3	
				250	3.8	5.5	69.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สัญลักษณ์ต่าง ๆ

$A, \bar{A}$	Vector magnetic potentials
$A_x, A_y, A_z$	Components of $\bar{A}$
$A_r, A_\theta, A_\phi$	Components of $\bar{A}$
$a$	Radius of a circular disk
$a$	Radius of a circular slot
$a$	Side of a triangle
$a_e$	Effective side of a triangle
$a_{eff}$	Effective side of a triangle
$a_{eq}$	Equivalent radius
$B$	Signal bandwidth
$B_a, B_o, B_w$	Susceptances
$BW$	Bandwidth
$C, C_1$	Capacitances
$Ce_m(\xi, q)$	Modified even Mathieu function
$c$	Velocity of electromagnetic
$\lambda_0$	waves in free space
$ce_m(\eta, q)$	Even Mathieu function
$D, D_w$	Directivities
$E$	Electric field
$\bar{E}, \bar{E}^e(r), \bar{E}^m(r)$	Electric field Vector
$\bar{E}_t$	Tangential electric field Vector
$E_x, E_y, E_z$	Components of $\bar{E}$
$E_r, E_\theta, E_\phi$	Components of $\bar{E}$
$e$	Eccentricity
$\bar{e}_{nm}$	Eigen vector
$F, \bar{F}$	Electric vector potentials
$F_x, F_y, F_z$	Components of $\bar{F}$
$F_r, F_\theta, F_\phi$	Components of $\bar{F}$
$f, f_a, f_d$	Frequencies

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$f_c$	Cut off Frequency
$f_r$	Resonant Frequency
$f(\theta, \phi)$	Element pattern
C	Conductance
G	Gain
$G_a, G_w$	Conductances
$G_d, G_e, G_s$	Gains
$G(r/r')$	Dyadic Green's function
$g_{12}$	Mutual conductance
H	Magnetic field
$\bar{H}, \bar{H}^e(r), \bar{H}^m(r)$	Magnetic field vectors
$\bar{H}_t$	Tangential magnetic field vectors
$H_x, H_y, H_z, H_r$	Components of $\bar{H}$
$H_\theta, H_\phi, H_\rho, H_\eta$	Components of $\bar{H}$
h	Substrate thickness
$I, \bar{I}, \bar{I}_1$	Electric currents
$I_0, I_z, I_{mn}$	Electric currents
$J, \bar{J}, J_s$	Electric current densities
$J_0(x), J_n(x)$	Bessel functions
j	$\sqrt{-1}$
$K, \bar{K}$	Induced electric current densities
$K_x, K_y, K_z$	Components of $\bar{K}$
$K_\rho, K_\theta, K_\phi$	Components of $\bar{K}$
$K_{nm}$	Normalized wave number
$k, k_n, k_{mn}, k_{nm}$	Wave number
$k_0$	Free-space wave number
L	Length of the microstrip antenna
$L_1$	Inductance
$L_{eff}$	Effective Length of an antenna
$e, e_1, e_2$	Length of transmission lines
$M, \bar{M}$	Inductance magnetic current densities
$M_x, M_y$	Components of $\bar{M}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$M_0$	Magnetic current density
$MA$	Microstrip antenna
$MPA$	Microstrip patch antenna
$MSA$	Microstrip slot antenna
$MTA$	Microstrip traveling-wave antenna
$\vec{n}$	Unit normal vector
$\vec{P}$	Polarization vector
$P_0$	Power input
$P_R$	Power radiated
$P_T$	Total Power
$P_c$	Conductor power loss factor
$P_d$	Dielectric power loss factor
$P_L, P_R$	Power per unit length
$Q$	Quality factor
$Q_T$	Total quality factor
$Q_c, Q_d, Q_r$	Various quality factor
$q$	Eigenvalue
$R, R_0, R_r$	Radiation resistances
$R_c, R_d$	Equivalent loss resistances
$R_{in}$	Real part of input impedance
$R_s$	Surface resistivity
$R_l$	Resistance
$R(\theta), R(\phi), R_E(\theta)$	Radiation power patterns
$R_H(\theta)$	Radiation power patterns
$r$	Radial distance
$S$	Surface area
$SL$	Side lobe level
$Se_n(\xi, q)$	Modified odd Mathieu function
$s$	VSWR
$se_m(\eta, q)$	Odd Mathieu function
$T, T_x, T_y$	Array factors
$\vec{T}$	Transformation vector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$T_{amb}, T_{max}$	Temperatures
$TE$	Transverse electric
$TEM$	Transverse electromagnetic
$TM$	Transverse magnetic
$t$	Strip thickness
$\tan \delta$	Loss tangent of dielectric material
$V, V_1, V_{mn}, V_0, V(1), V_1$	Voltages
VSWR	Voltage standing wave ratio
$v$	Volume
$v_p$	Phase velocity
$W$	width of microstrip antennas
$W$	Strip width of microstrip line
$W_T$	Total energy stored
$W_e$	Effective width
$W_m$	Magnetic energy stored
$W_s$	Width of the slot
$W_e(f)$	Frequency dependent $W_e$
$X, X_L$	Reactances
$X_{in}$	Imaginary part of input impedance
$Y, Y_{mn}, Y_w, Y_1$	Admittances
$Y_e, Y_i, Y_0$	Characteristic admittance
$Y_{in}$	Input impedance
$Z_A, Z_S, Z_0$	Characteristic impedances
$Z_L, Z_W, Z_{oc}, Z_{om}, Z_{sc}$	Impedances
$Z_{in}$	Input impedance
$\alpha$	Attenuation constant
$\alpha_c$	$\alpha$ due to conductor loss
$\alpha_d$	$\alpha$ due to dielectric loss
$\alpha_L$	$\alpha_c + \alpha_d$
$\alpha_R$	$\alpha$ due to radiation
$\alpha_T$	Total attenuation constant
$\beta, \beta_m, \beta_{mn}, \beta_n, \beta_x,$	Phase constants

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\beta_y, \beta_0, \beta_1, \beta_2$	Phase constants
$\delta$	Skin depth
$\theta$	Angle
$\delta(\bar{r})$	Dirac delta function
$\nabla$	Del operator
$\nabla_t$	Transverse del operator
$\Delta x$	Incremental change in a parameter x
$\epsilon$	Permittivity
$\epsilon''$	Imaginary component of $\epsilon$
$\epsilon_e$	Effective relative permittivity
$\epsilon_{ef}$	Frequency dependent $\epsilon_e$
$\epsilon_r$	Relative permittivity
$\epsilon_0$	Free-space permittivity
$\gamma$	Propagation constant
$\eta$	Efficiency
$\eta_0$	Free-space impedance ( $= 120\pi \text{ohms}$ )
$\lambda$	Wavelength in microstrip
$\lambda_s$	Wavelength in slotline
$\lambda_0$	Free-space permeability
$\mu$	Permeability
$\mu_r$	Relative permeability
$\mu_0$	Free-space permeability
$\rho$	Charge density
$\Gamma, \Gamma_{mn}$	Reflection coefficients
$\sigma$	Conductivity
$\Omega$	ohms
$\omega, \omega_{mn}$	Angular frequencies
$\bar{\omega}$	Complex $\omega$
$\omega_i$	Imaginary part of $\bar{\omega}$
$\omega_r$	Real part of $\bar{\omega}$
$\phi$	Electrostatic Potential Azimuth angle
$\phi', \phi''$	Cylindrical coordinates

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\phi_{mn}$	Modal function
$\psi$	Angle
$\psi_{mn}$	Potential function
$\theta$	Angle
$\theta_B$	Half power beamwidth along broadside
$\theta_{BE}$	Half power beamwidth in E-plane
$\theta_{BH}$	Half power beamwidth in H-plane
$\theta_{DS}$	Change in beamwidth
$\theta_m$	Beam direction
$\theta_{max}$	Maximum scan angle
$\theta_P$	Beam position from broadside
$\theta_S$	Side lobe angle
$\theta_O$	Angular position of first null
$\theta_1$	$\theta$ at half power point
$\xi$	Elliptical coordinate Wave number
$\xi_0$	Free-space admittance
$\Lambda$	Circumflex indicate unit vectors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้