



การออกแบบอุปกรณ์กรองความถี่ช่วงความถี่หยุดจากสทริปไลน์

NARROW STOP BAND STRIPLINE FILTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษิตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา 2537 อย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 034821

การออกแบบอุปกรณ์กรองความถี่ช่วงความถี่หยุดจากสทริปไลน์

NARROW STOP BAND STRIPLINE FILTER



โดย

นาย จักรพันธ์ คลีขจาย 34101051

นาย ปรีชา ศิวธรรมขันธ์ 34104217

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สมพล โกศลวิตร

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ ภาคการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2537

ภาควิชา วิศวกรรมศาสตร์โทรคมนาคม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แนวนอร์มตี้อุปแบนด์สตรีปไลน์ฟิลเตอร์

ผู้จัดทำ

1. นาย จักรพันธ์ คล้ายฉาย เลขประจำตัว 34101051
2. นาย ปรีชา ศิริธรรมขันธ์ เลขประจำตัว 34104217

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.สมผล โกศลวิตร)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบอุปกรณ์กรองความถี่ช่วงความถี่หยุดจากสตริปไลน์

NARROW STOP BAND STRIPLINE FILTER

โดย นาย จักรพันธ์ คลีขจาย 34101051

นาย ปรีชา ศิริธรรมขันติ 34104217

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. สมพล โกศลวิตร

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ กล่าวถึง การออกแบบอุปกรณ์กรองความถี่แบบที่มีช่วงความถี่หยุดแคบ (narrow stop band) เนื้อหาโดยรวมของปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะกล่าวถึงชนิดของตัวกรองความถี่ ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ คุณสมบัติของสตริปไลน์ การออกแบบตัวกรองความถี่ที่สร้างจากสตริปไลน์ และ การทดสอบอุปกรณ์

ABSTRACT

This Thesis present the narrow stop band strip line filter design process . The content in this thesis are type of filter ,filter response ,strip line ,property designing filter and testing filter

สารบัญ

บทคัดย่อ

สารบัญ

บทที่ 1 : บทนำ	1
บทที่ 2 : ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่	6
บทที่ 3 : ค่าองค์ประกอบ	12
บทที่ 4 : คุณสมบัติเฉพาะของสตริปไลน์	18
บทที่ 5 : การออกแบบตัวกรองความถี่ช่วงหยุดที่มีช่วงความถี่หยุดแคบ	33
บทที่ 6 : ผลการทดลอง	46
บทวิจารณ์และสรุป	52
กิตติกรรมประกาศ	53
หนังสืออ้างอิง	54

สารบัญภาพ

รูปที่ 1.1	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านในอุดมคติ	1
รูปที่ 1.2	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านในเชิงปฏิบัติ	2
รูปที่ 1.3	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่สูงผ่านในอุดมคติ	2
รูปที่ 1.4	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่สูงผ่านในเชิงปฏิบัติ	3
รูปที่ 1.5	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ช่วงผ่านในอุดมคติ	3
รูปที่ 1.6	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ช่วงผ่านในเชิงปฏิบัติ	4
รูปที่ 1.7	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ช่วงหยุดในอุดมคติ	4
รูปที่ 1.8	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ช่วงหยุดในเชิงปฏิบัติ	5
รูปที่ 2.1	ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท	6
รูปที่ 2.2	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท	7
รูปที่ 2.3	ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ	8
รูปที่ 2.4	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟที่ 0.01 dB	8
รูปที่ 2.5	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟที่ 0.1 dB	9
รูปที่ 2.6	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟที่ 0.2 dB	9
รูปที่ 2.7	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟที่ 0.5 dB	10
รูปที่ 2.8	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟที่ 1.0 dB	10
รูปที่ 2.9	ความถี่คัทออฟของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟ	11
รูปที่ 3.1	ค่าองค์ประกอบที่ถูกลบออกมัลไลซ์ของตัวกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท	12
รูปที่ 3.2	ค่าองค์ประกอบที่ถูกลบออกมัลไลซ์ของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟ	13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.3	ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่ถูกรวมด้วยโหมดไลซ์(เมื่อออกแบบที่ผลตอบ สนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทขนาด 4 โพล)	14
รูปที่ 3.4	ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบเชบีเชฟขนาด 4 โพล	16
รูปที่ 4.1	คุณลักษณะเฉพาะของอิมพีแดนซ์ของสตริปไลน์ที่มีตัวนำ ศูนย์กลางเป็นรูปสี่เหลี่ยม	19
รูปที่ 4.2	ค่าที่แท้จริงของ Z_0 สำหรับทุกค่าของ w/b เมื่อ $w/b \leq 1.6$	19
รูปที่ 4.3	ค่าของการลดทอนในทางทฤษฎีของสตริปไลน์ที่สร้างจาก ทองแดงและถูกนำไปวางในตัวกลางไดอิเล็กตริก ϵ_r	19
รูปที่ 4.4	ค่าของ Q ในทางทฤษฎีของสตริปไลน์ที่สร้างจากทองแดง และถูกนำไปวางในตัวกลางไดอิเล็กตริก	20
รูปที่ 4.5	ค่าของกำลังงานเบรคดาวน์ของอากาศในสตริปไลน์	21
รูปที่ 4.6	ตัวกรองความถี่ที่สร้างจากสตริปไลน์	23
รูปที่ 4.7	ตัวกรองความถี่ที่สร้างจากสตริปไลน์ในอีกรูปแบบหนึ่ง	23
รูปที่ 4.8	วงจรมูลค่าและผลตอบสนองทั้งสองแบบของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน	25
รูปที่ 4.9	วงจรมูลค่าและผลตอบสนองทั้งสองแบบของตัวกรองความถี่ช่วงหยุด	26
รูปที่ 4.10	ผลกระทบของความสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายที่มีต่อผล ตอบสนองของตัวกรองความถี่	29
รูปที่ 4.11	วงจรมูลค่าตัวกรองความถี่ช่วงหยุดเมื่อรวมความสูญเสียจากการแพร่ กระจาย	29
รูปที่ 4.12	วงจรมูลค่าแบบต่างๆที่จำเป็นต้องใช้ในการคำนวณ	31
รูปที่ 5.1	(a) ตัวกรองความถี่ที่สร้างระดับจำนวน n จากทรานส์มิชชันไลน์ (b) ผลตอบสนองที่ได้	33
รูปที่ 5.2	ตัวกรองความถี่ช่วงหยุดเมื่อวางระดับยาว $\frac{\lambda}{4}$ ห่างกัน $\frac{\lambda}{4}$	37

รูปที่ 5.4 แสดงขนาดของชิ้นงาน	44
รูปที่ 5.5 แสดงภาพถ่ายของชิ้นงาน	45
รูปที่ 6.1 แสดงผลการวัด S_{21} ในย่านความถี่ 1 ถึง 10 GHz	48
รูปที่ 6.2 แสดงผลการวัด S_{21} ในย่านความถี่ 3.5 ถึง 4.5 GHz	49
รูปที่ 6.3 แสดงช่วงความถี่ที่ 3 dB	50
รูปที่ 6.4 แสดงผลการวัด S_{11} ที่ความถี่กลางเท่ากับ 4 GHz	51



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ 4.1	ค่าของ $4d/b$ และ b/λ_c เมื่อ $w/b \geq 0.35$ และ $t/b \leq 0$	21
ตารางที่ 4.2	ค่าเปรียบเทียบของความถี่ที่เปลี่ยนแปลงระหว่างตัวกรองความถี่ ต่ำผ่านกับตัวกรองความถี่ช่วงหยุด	27
ตารางที่ 4.3	ค่าของ $F(\Phi)$ และ Φ	32
ตารางที่ 5.1	สมการที่จำเป็นต้องใช้ในการออกแบบตัวกรองความถี่ช่วงหยุด เมื่อวางสลับห่างกัน $\lambda_0/4$	35
ตารางที่ 5.2	สมการที่จำเป็นต้องใช้ในการออกแบบตัวกรองความถี่ช่วงหยุด เมื่อวางสลับห่างกัน $3\lambda_0/4$	38



บทนำ : ตัวกรองความถี่

ชนิดของตัวกรองความถี่ที่ใช้กันส่วนใหญ่ในปัจจุบันสามารถแบ่งออกได้ 5 ชนิดคือ

ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter)

ตัวกรองความถี่สูงผ่าน (high pass filter)

ตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน (band pass filter)

ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด (band stop filter)

ตัวกรองความถี่ผ่านทั้งหมด(all pass filter)

ตัวกรองความถี่ในอุดมคติสำหรับแต่ละแบบ จะมีคุณลักษณะร่วมกัน คือ ไม่มีการลดทอน (attenuation) ในช่วงความถี่ผ่าน (pass band frequency) และจะมีการลดทอนเพิ่มสูงจนเป็นอนันต์ เมื่อความถี่นั้นอยู่ในช่วงความถี่หยุด (stop band frequency)

ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

เป็น ตัวกรองความถี่ที่มีรูปแบบง่าย ๆ ทฤษฎีของตัวกรองความถี่ส่วนใหญ่ก็มักจะเริ่มต้นด้วยตัวกรองความถี่ชนิดนี้ก่อนที่จะผ่านไปยังตัวกรองความถี่ที่ซับซ้อนชนิดอื่นๆ

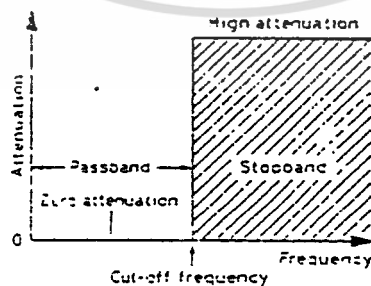


Fig 12.1. Ideal low pass filter response

รูปที่ 1.1

ในช่วงความถี่ผ่านของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน จะยอมให้ความถี่ตั้งแต่ศูนย์ (DC frequency) ไปจนถึงความถี่คัทออฟ (cut off frequency) ผ่านได้โดยไม่มีการลดทอนใดๆ ส่วนความถี่ที่อยู่เหนือความถี่คัทออฟขึ้นไปนั้นจะถูกกันออกไปทั้งหมด ดังรูปที่ 1.1 แต่ในทางปฏิบัติแล้วผลตอบ

สนอง(response)ของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านจะมีลักษณะเป็นเช่นรูปที่ 1.2 ค่าของ ความสูญเสีย เนื่องจากอุปกรณ์ที่เราต่อผ่าน(insertion loss) ในช่วงความถี่ผ่านจะเกิดขึ้นเนื่องจากแรงดัน กระเพื่อม (ripple) และความสูญเสียที่เกิดจากความต้านทานของอุปกรณ์ (resistive loss) นอกจากนี้แล้วอาจเกิด ผลตอบสนองเทียม(spurious response) ที่ความถี่สูงที่อยู่ในช่วงความถี่หยุดเนื่องมาจากค่า ความเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากตัวของมันเอง(self resonance)ของตัวเหนี่ยวนำ(inductor) หรือ ตัวเก็บ ประจุ(capacitor)



Fig 12.2 Practical low pass filter response

รูปที่ 1.2

ตัวกรองความถี่สูงผ่าน

ตัวกรองความถี่ชนิดนี้มีทำงานในแบบตรงกันข้ามกับตัวกรองความถี่ต่ำผ่านกล่าวคือ สัญญาณในช่วงความถี่ที่อยู่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟ จะถูกตัดออกไปและจะยอมให้สัญญาณความถี่ที่อยู่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านได้โดยสะดวก

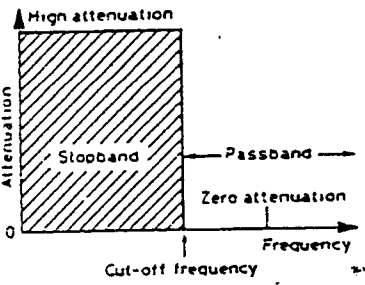


Fig 12.3. Ideal high pass filter response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา **รูปที่ 1.3** และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติค่าลดทอนในช่วงความถี่หยุดจะมีค่าสูงจนถึงจุดๆหนึ่งแต่ไม่เป็นอนันต์ นอก
จากนั้นยังอาจเกิด ผลตอบสนองเทียม และความสูญเสีย(loss)ที่ความถี่สูงในช่วงความถี่ผ่านดังรูป

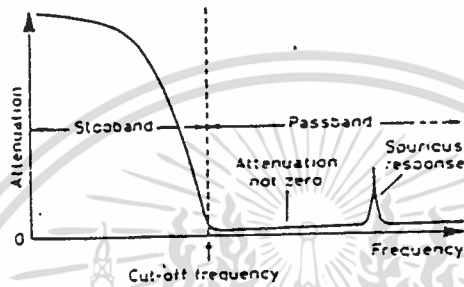


Fig 12.4. Practical high pass filter response

รูปที่ 1.4

ตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน

ตัวกรองความถี่แบบนี้มีลักษณะผสมกันระหว่างตัวกรองความถี่สูงผ่านและ ตัวกรองความ
ถี่ต่ำผ่าน โดยลักษณะของผลตอบสนองในทางอุดมคติ และในทางปฏิบัติถูกแสดงไว้ในรูปที่ 1.5
และ 1.6 โดยถ้าต้องการ ช่วงความถี่ผ่านกว้าง ตัวกรองความถี่นี้สามารถสร้างจากการนำเอา ส่วน
ของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และ ตัวกรองความถี่สูงผ่าน มาต่อกันแบบ cascade แต่ถ้าต้องการ
แบบ ช่วงความถี่ผ่าน แคบ ต้องใช้เทคนิคการสร้างที่ซับซ้อนกว่านี้

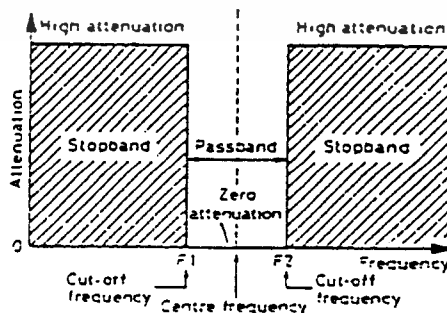


Fig 12.5. Ideal bandpass filter response -

รูปที่ 1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

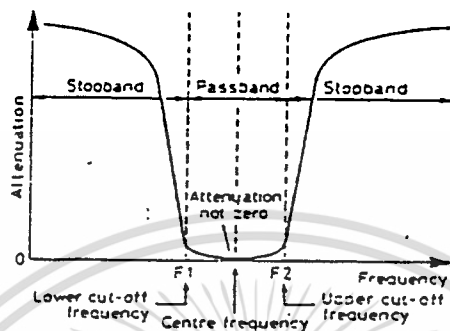


Fig 12.5. Practical bandpass filter response

รูปที่ 1.6

ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด

เป็นตัวกรองความถี่ที่ให้การตอบสนองดังรูปที่ 1.7 และ 1.8 โดยลักษณะการทำงานตรงกันข้ามกับตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน ตัวกรองความถี่แบบนี้สามารถเรียกได้อีกอย่างหนึ่งว่าตัวกรองความถี่น็อทซ์(notch filter) ถ้าต้องการ ช่วงความถี่ผ่าน ที่กว้างมากๆ เราสามารถสร้างจากการนำเอาส่วนของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และ ตัวกรองความถี่สูงผ่าน มา ต่อขนานกัน แต่ไม่ค่อยเป็นที่แพร่หลายนัก

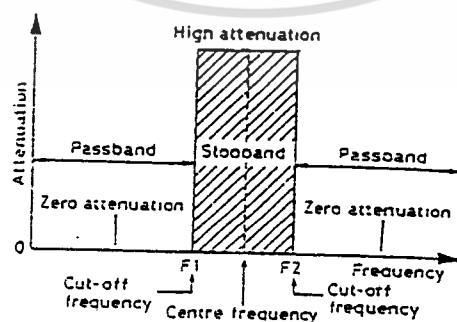


Fig 12.7. Ideal banastop filter response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 1.7
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

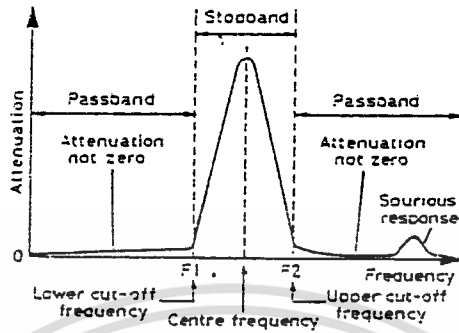


Fig 12.8. Practical bandstop filter response



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ (filter response)

ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่คือความพยายามที่จะสร้างให้ผลตอบสนองของตัวกรองความถี่มีลักษณะใกล้เคียงกับในทางอุดมคติมากที่สุดชนิดของผลตอบสนอง ของตัวกรองความถี่ที่ใช้กันมากๆ คือ ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท และ ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟนอกจากนี้ก็มีแบบอื่นๆเช่นผลตอบสนองแบบเกาส์เซียน(Gaussian) , ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟย้อนกลับ (Inverse Tchebycheff) , ผลตอบสนองแบบเบซเซล(Bessel) และ ผลตอบสนองแบบวงรี(Elliptic)

ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท

เป็น ผลตอบสนอง แบบที่ไม่จับซ้อน ในรูป 2.1 เป็น ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ทของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งจะให้รูปของผลตอบสนองที่เรียบที่สุด ที่ความถี่ศูนย์ สำหรับในอุดมคติ จะมีค่าของ ความสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์ที่เราต่อผ่าน เป็นศูนย์ ค่าของ ความสูญเสีย จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆตามความถี่เข้าหา ตำแหน่ง 3 dB ซึ่งเป็นตำแหน่งของความถี่คัทออฟ เมื่อความถี่อยู่เหนือคัทออฟ ค่าของ ความสูญเสีย ที่เพิ่มขึ้นจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.1 ในที่สุด จะเพิ่มไปจนถึง xN dB/octave เมื่อ N คือ จำนวนของ โพล(pole)

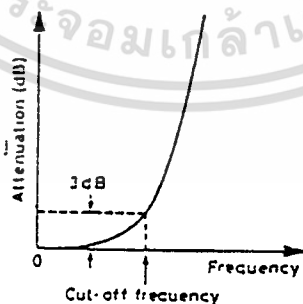


Fig 12.9. Butterworth response

รูปที่ 2.1

ในทางทฤษฎี ค่าของ ความสูญเสีย จะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น แต่ในทางปฏิบัติแล้ว ค่าของ ความสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์ที่เราต่อผ่านจะเพิ่มขึ้นจนถึงขีดจำกัด เนื่องจากสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น โปรดอย่าให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า จะรื้อจากอินเทอร์เน็ต ไปยังตัวนำเอาท์พุท และนอกจากนี้ ตัวกรองความถี่ยังจะให้ ผลตอบสนองเทียบเท่าว่าถูกบีบโดยทั้งอิน อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ที่ความถี่สูงๆอีกด้วย

สมการที่ใช้สำหรับอธิบาย ผลตอบสนอง ของ บัตเตอร์เวิร์ท อยู่ในรูปของ

$$\text{Loss} = 10 \text{ Log } [1 + (F/F_c)^{2N}]$$

เมื่อ F_c คือ ค่าของความถี่คัทออฟ และ N คือ จำนวนของโพล

จะเห็นได้ว่าที่ตำแหน่ง $F=F_c$ จะมีค่าของ ความสูญเสีย = 3 dB ในรูปที่ 2.2 แสดง ผลตอบสนอง ของตัวกรองความถี่ที่มีจำนวนของโพลตั้งแต่ 2-9

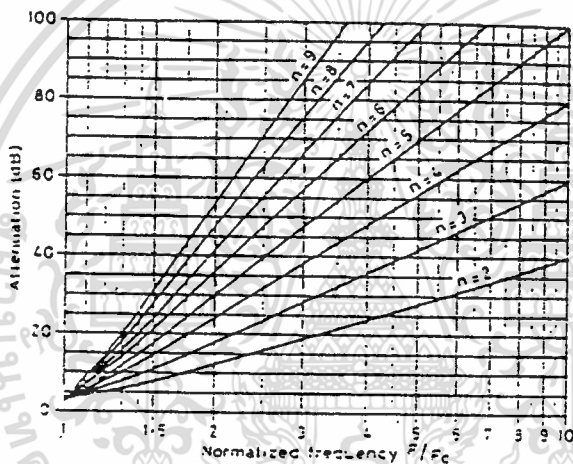


Fig 12.20. Response of Butterworth filters

รูปที่ 2.2

ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ

เมื่อเปลี่ยนวิธีคิดเสียใหม่ก็เป็นไปได้ที่ตัวกรองความถี่จะให้ผลลัพธ์ได้ใกล้เคียงกับอุดมคติ ที่บริเวณความถี่รอบๆความถี่คัทออฟ ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟนี้จะให้ความสำคัญต่อทุกความถี่ในช่วงความถี่ผ่านเท่าๆกันและจะมีค่าของความสูญเสียในช่วงความถี่ผ่านน้อยที่สุด

ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ ค่อนข้างที่จะซับซ้อนมากกว่าผลตอบสนองแบบ บัตเตอร์เวิร์ท เช่น ค่าของ แอมพลิจูดที่เปลี่ยนแปลงหรือ แรงดันกระเพื่อม ในช่วง ช่วงความถี่ผ่าน แรงดันกระเพื่อม จะทำให้ค่า ผลตอบสนอง ของตัวกรองความถี่ข้างเคียงสูงขึ้นเรื่อยๆ และจะทำให้ค่าการลดทอนในช่วงความถี่หยุดสูงขึ้น ดังรูปที่ 2.3 แรงดันกระเพื่อมจะสามารถกำหนดให้เริ่มตั้งแต่ ค่าใดๆจนถึง 3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

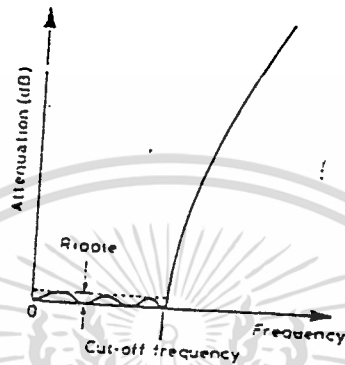


Fig 12.11. Chebyscheff response

รูปที่ 2.3

ค่าระดับของ แรงดันกระเพื่อม ที่ใช้กันโดยทั่วไปคือ 0.1 dB และ 0.5 dB เมื่อระดับของ แรงดันกระเพื่อม สูงขึ้นจะทำให้ค่าการลดทอนของสัญญาณในช่วงความถี่หยุดสูงขึ้นไปตาม ส่วนรูป ที่ 2.4 จนถึง 2.8 แสดงถึง ผลตอบสนองแบบเชบิเชฟ ตั้งแต่ 0.1 จนถึง 1.0 dB และจำนวนโพลตั้งแต่ 2-9

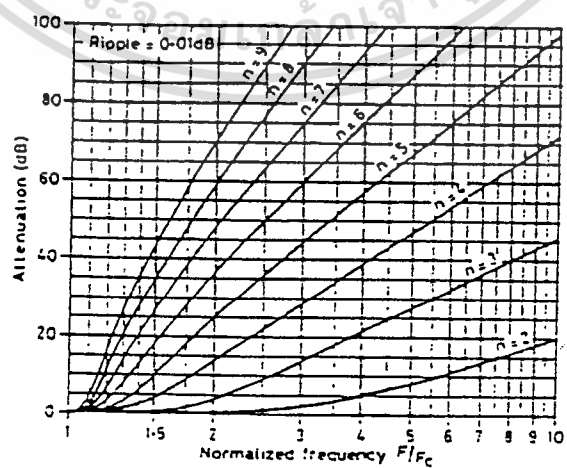


Fig 12.12. Response of 0.01dB Tchebyscheff filters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อรูปที่ 2.4 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

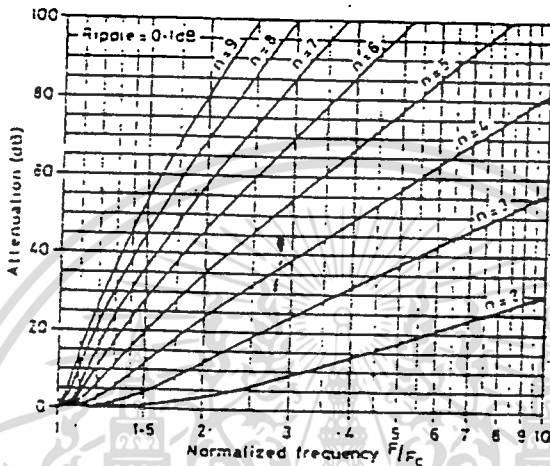


Fig 12.13. Response of 0.1dB Chebyshev filters

รูปที่ 2.5

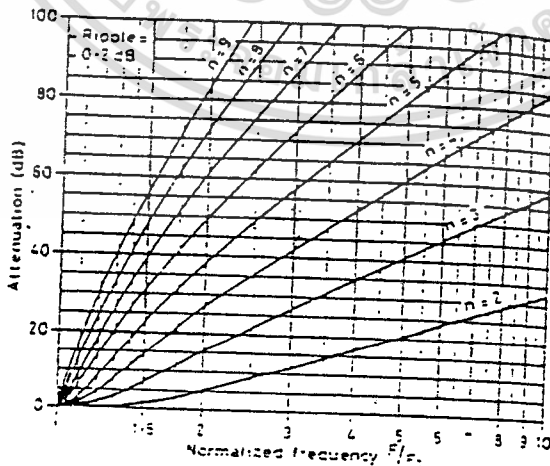


Fig 12.14. Response of 0.2dB Chebyshev filters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 2.6 วัตถุประสงค์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง 034821

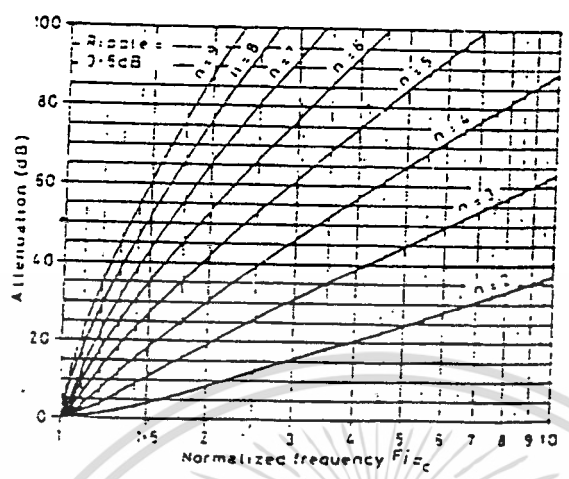


Fig 12.15. Response of 0.5dB Chebyshev filters

รูปที่ 2.7

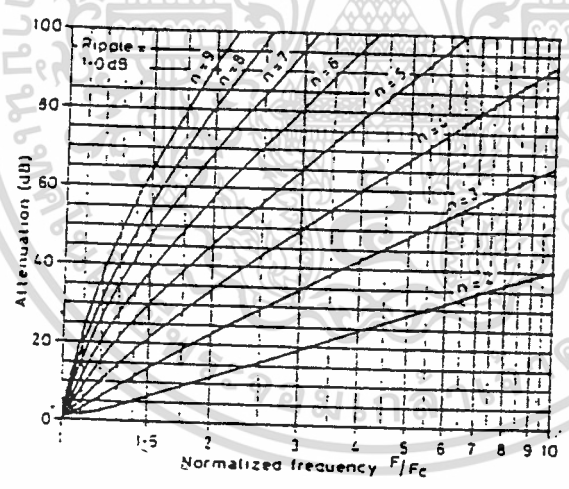


Fig 12.16. Response of 1.0dB Chebyshev filters

รูปที่ 2.8

ตำแหน่งของความถี่คutoffจะหมายถึงความถี่

1. ตำแหน่งที่เกิดการลดทอน ขนาด 3 dB (บัตเตอร์เวิร์ท)

2. ตำแหน่งที่การลดทอน มีค่าเท่ากับ แรงดันกระเพื่อม ครั้งสุดท้าย (หรือครั้งแรกในกรณีของตัวกรองความถี่สูงผ่าน) สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

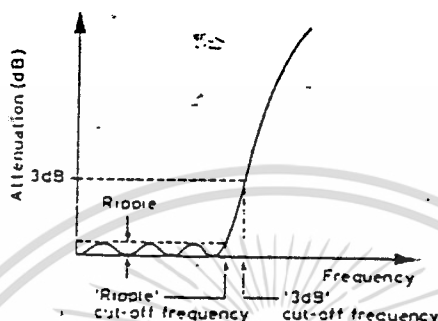


Fig 12.17. Cut off frequency of Tchebyscheff filters

รูปที่ 2.9

ในรูปที่ 2.9 แสดงถึงคัทออฟของแรงดันกระเพื่อม(ripple cut off)และแสดงให้เห็นว่าคัทออฟของแรงดันกระเพื่อม ของแรงดันกระเพื่อม ขนาด 3 dB จะมีค่าเท่ากับ ค่า คัทออฟที่ 3 dB แต่โดยปกติแล้วเราจะเลือกใช้ค่าคัทออฟของแรงดันกระเพื่อมที่ขนาดใดๆ ตามต้องการ

สมการของเชบีเชฟแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

ในช่วงความถี่ ช่วงความถี่ผ่าน จะมีการลดทอนเป็น

$$Loss = 10\log [1+M\cos^2 (N \arccos (F/F_c))]$$

ความถี่ที่อยู่นอกเหนือจากช่วง ช่วงความถี่ผ่าน จะมีการลดทอนเป็น

$$Loss = 10\log [1+M\cosh^2 (N \operatorname{arccosh} (F/F_c))]$$

เมื่อ $M = 10^{(R/10)} - 1$; R คือ แรงดันกระเพื่อม ณ จุด คัทออฟของแรงดันกระเพื่อม(dB) ; N คือ จำนวนของโพล

บทที่ 8

ค่าองค์ประกอบ (Element value)

ค่าองค์ประกอบ ของตัวกรองความถี่ที่มีการสูญเสียน้อย ในรูป 3.1 แสดงค่าองค์ประกอบ ของ ผลตอบสนองแบบบัตเตอร์เวิร์ท ส่วน ในรูปที่ 3.2 เป็นค่า ค่าองค์ประกอบ สำหรับ ผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ

ค่าองค์ประกอบ หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า ค่าของจี (g -value) คือค่าของ ตัวเหนี่ยวนำ หรือ ตัวเก็บประจุ ที่ต้องใช้ในการสร้างตัวกรองความถี่ โดยจะคูณนอมัลไลซ์ไปยังค่าอิมพีแดนซ์ ของต้นกำเนิดและกลุ่มของความถี่ (frequency of unity) ตัวอย่างเช่น ผลตอบสนอง แบบบัตเตอร์เวิร์ท 3 โพล มีค่าของจี เป็น 1.000 , 2.000 , 1.000 และ 1.000 ตามค่าแรกแสดงถึงค่าของ ตัวเหนี่ยวนำ และ ตัวเก็บประจุ ส่วนค่าสุดท้าย 1.000 แสดงค่าของอิมพีแดนซ์เนื่องจากการต่อ ซึ่ง ในกรณีนี้หมายถึงค่าของอิมพีแดนซ์ของต้นกำเนิด

Fig 12.20. Normalised element values (g-values) for Butterworth filters

Poles, N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.000	1.000									
2	1.414	1.414	1.000								
3	1.000	2.000	1.000	1.000							
4	0.7654	1.618	1.848	0.7554	1.000						
5	0.6180	1.618	2.000	1.518	0.6180	1.000					
6	0.5176	1.414	1.932	1.932	1.414	0.5176	1.000				
7	0.4450	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.4450	1.000			
8	0.3902	1.111	1.663	1.952	1.952	1.563	1.111	0.3902	1.000		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	1.000	
10	0.3129	0.9080	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.9080	0.3129	1.000

รูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig 12.21. Normalised element values (g-values) for Tchebyscheff filters

(a) 0.01dB ripple	N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
	1	0.0560	1.0000									
	2	0.4488	0.4077	1.0007								
	3	0.6291	0.9702	0.6291	1.0000							
	4	0.7128	1.2003	1.212	0.6476	1.0007						
	5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7553	1.0000					
	6	0.7813	1.3600	1.6896	1.5350	1.4570	0.7098	1.0007				
	7	0.7969	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7969	1.0000			
	8	0.8072	1.4130	1.7824	1.6833	1.9529	1.6193	1.5564	0.7322	1.0007		
	9	0.8144	1.4270	1.8043	1.7125	1.9057	1.7125	1.8043	1.4270	0.8144	1.0000	
	10	0.8196	1.4369	1.8192	1.7311	1.8352	1.7590	1.9055	1.5527	1.5817	0.7446	1.0007

(b) 0.1dB ripple	N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
	1	0.3052	1.0000									
	2	0.6453	0.6220	1.3554								
	3	1.0315	1.2474	1.0315	1.0000							
	4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
	5	1.1463	1.3712	1.9750	1.3712	1.1463	1.0000					
	6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554				
	7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1.0000			
	8	1.1897	1.4346	2.1199	1.6010	2.1639	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554		
	9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6167	2.1345	1.4425	1.1956	1.0000	
	10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6255	2.2353	1.5418	2.2046	1.5821	1.9628	0.8853	1.3554

(c) 0.2dB ripple	N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
	1	0.4342	1.0000									
	2	1.0378	0.6745	1.5386								
	3	1.2275	1.1525	1.2275	1.0000							
	4	1.3028	1.2844	1.9761	0.8458	1.5386						
	5	1.3394	1.3370	2.1660	1.3370	1.3394	1.0000					
	6	1.3598	1.3632	2.2394	1.4555	2.0974	0.8838	1.5386				
	7	1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722	1.0000			
	8	1.3804	1.3875	2.2963	1.5217	2.3413	1.4925	2.1349	0.8972	1.5386		
	9	1.3860	1.3938	2.3093	1.5340	2.3726	1.5340	2.3093	1.3938	1.3860	1.0000	
	10	1.3901	1.3983	2.3181	1.5417	2.3904	1.5536	2.3720	1.5066	2.1514	0.9034	1.5386

(d) 0.5dB ripple	N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
	1	0.5586	1.0000									
	2	1.4029	0.7071	1.9841								
	3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
	4	1.6703	1.1925	2.3661	0.8419	1.9841						
	5	1.7058	1.2295	2.5408	1.2295	1.7058	1.0000					
	6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8656	1.9841				
	7	1.7372	1.2580	2.6361	1.3444	2.5381	1.2583	1.7372	1.0000			
	8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8736	1.9841		
	9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
	10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3606	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

(e) 1.0dB ripple	N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
	1	1.0177	1.0000									
	2	1.8219	0.6850	2.6559								
	3	2.0236	0.9941	2.0236	1.0000							
	4	2.0991	1.0644	2.8311	0.7892	2.6559						
	5	2.1349	1.0911	3.0009	1.0911	2.1349	1.0000					
	6	2.1546	1.1041	3.0634	1.1518	2.9367	0.8101	2.6559				
	7	2.1664	1.1116	3.0934	1.1735	3.0934	1.1116	2.1664	1.0000			
	8	2.1744	1.1161	3.1107	1.1839	3.1488	1.1696	2.9625	0.8175	2.6559		
	9	2.1797	1.1192	3.1215	1.1897	3.1747	1.1897	3.1215	1.1192	2.1797	1.0000	
	10	2.1836	1.1213	3.1256	1.1933	3.1890	1.1990	3.1738	1.1763	2.9624	0.8210	2.6559

(f) 3.0dB ripple	N	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
	1	1.9953	1.0000									
	2	3.1013	0.5339	5.8095								
	3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
	4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5520	5.8095						
	5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7816	3.4817	1.0000					
	6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7829	4.4641	0.5033	5.8095				
	7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
	8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
	9	3.5340	0.7760	4.6632	0.8118	4.7272	0.8118	4.6632	0.7760	3.5340	1.0000	
	10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่สร้างขึ้นมาจากค่า ค่าองค์ประกอบ ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.3 โดยมี ตัวเก็บประจุ 2 ตัวๆละ 1 ฟารัด(Farad)และ ตัวเหนี่ยวนำขนาด 1 เฮนรี(Henry) อีก 1 ตัว ตัวกรองความถี่มีค่าคุณสมบัติเฉพาะของอิมพีแดนซ์ (characteristic impedance) 1Ω และมีความถี่คัทออฟที่ 1 radian/second หรือ 2π Hz (เรามักใช้ค่าความถี่เชิงมุม ω เท่ากับ $2\pi f$)

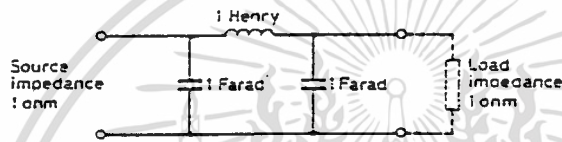


Fig 12.22. Normalised low pass filter (3-pole Butterworth response)

รูปที่ 3.3

ค่าองค์ประกอบ ทำให้เราสามารถออกแบบ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยที่เราสามารถกำหนดค่าความถี่คัทออฟ และค่าของ อิมพีแดนซ์ ได้โดยง่าย นอกจากนี้ ยังง่ายต่อการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของ ตัวเก็บประจุ และ ตัวเหนี่ยวนำ อีกด้วย

ในย่านความถี่ไมโครเวฟ ตัวกรองความถี่มักถูกสร้างขึ้นจาก เรโซเนเตอร์(resonator) ที่ทำจากสายโคแอกเชียล(coaxial line) , ช่องของเวฟไกด์(waveguide cavity) เป็นต้น ในกรณีนี้ การที่จะออกแบบขนาดของ เรโซเนเตอร์ จะต้องใช้คณิตศาสตร์ที่ค่อนข้างซับซ้อนเข้าช่วย อย่างไรก็ตาม วิธีการสร้างไม่ว่าแบบใด ก็เริ่มจากจุดเดียวกัน ค่าของ ค่าองค์ประกอบ ที่ใช้อธิบาย ผลตอบสนองที่ต้องการนั้น โดยปกติ สำหรับตัวกรองความถี่ที่มีจำนวน โพล N โพล แล้วจะมี ค่าของจี้ตั้ง แต่ g_0, g_1 ไปจนถึง g_{n+1} ในตารางมักไม่ได้บอกค่า g_0 ไว้ โดยปกติแล้วมักกำหนดค่า g_0 ไว้เท่ากับหนึ่ง

สมการของเชบีเชฟ

ค่าของ เชบีเชฟ ค่าองค์ประกอบ ค่อนข้างยากต่อการคำนวณ เพราะต้องขึ้นกับค่าของแรงดันกระเพื่อมในช่วงความถี่ผ่าน ตอนแรกคือต้องหาค่าคงที่ชั้นกลาง(intermediate constant)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_i = \ln \left[\frac{1}{\tanh(R/17.37)} \right]$$

$$Y_2 = \sinh \left[\frac{N}{2N} \right]$$

โดย $R =$ แรงดันกระเพื่อม (dB) $N =$ จำนวนของโพล

จากนั้นเราสามารถหาค่า ค่าองค์ประกอบ ได้จาก

$$g_1 = \frac{2A_1}{Y_2}$$

และ $g_i = \frac{4A_{i-1} \times A_i}{B_{i-1} \times G_{i-1}}$ สำหรับ $i = 1$ ถึง N

และ $g_{N+1} = 1$ ถ้า N เป็นจำนวนคี่

หรือ $= \frac{1}{\tanh^2(Y_1/4)}$ ถ้า N เป็นจำนวนคู่

สมการเหล่านี้จะใช้ค่า แรงดันกระเพื่อม ที่ตำแหน่งความถี่คัทออฟ ซึ่งถ้าเราให้ค่าคัทออฟที่ 3 dB แทนแล้วจะได้ค่า ค่าองค์ประกอบ ที่แตกต่างกันออกไป

ถ้า ค่าองค์ประกอบ ได้จากการสร้างตัวกรองความถี่ที่มีจำนวนโพลเป็นเลขคี่ สิ่งที่เกิดขึ้นก็คือ ค่าที่ได้จะมีลักษณะสมมาตร ค่าของ อิมพีแดนซ์ ของต้นกำเนิดจะมีค่าเท่ากับค่า อิมพีแดนซ์ของโหลด ค่าองค์ประกอบ ค่าแรกจะเท่ากับค่าสุดท้าย ค่าที่สองจะเท่ากับค่ารองสุดท้าย ไปเรื่อยๆ เป็นต้น

ถ้าหากเป็น ค่าองค์ประกอบ ของตัวกรองความถี่ที่มีจำนวนโพลเป็นเลขคู่ ค่าที่ได้จะมีลักษณะไม่สมมาตรทุกค่ามักจะไม่เท่ากัน ส่วนค่าอิมพีแดนซ์ ของต้นกำเนิดก็จะไม่เท่ากับค่าอิมพีแดนซ์ ของโหลด

หมายความว่า ที่ตำแหน่งความถี่ศูนย์กลางของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (หรือที่ความถี่ศูนย์กลางในกรณีของตัวกรองความถี่แบบช่วงผ่าน) จะมี ความสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์ที่เราต่อผ่านเกิดขึ้น และจะเท่ากับ ค่าของ แรงดันกระเพื่อม สิ่งเหล่านี้เป็นลักษณะพิเศษของ ตัวกรองความถี่ที่มีผลตอบสนองแบบเชบีเชฟ และจะถูกแสดงไว้ในรูปที่ 3.4 ซึ่งเป็นรูปที่ได้จากตัวกรองความถี่ขนาด 4 โพล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

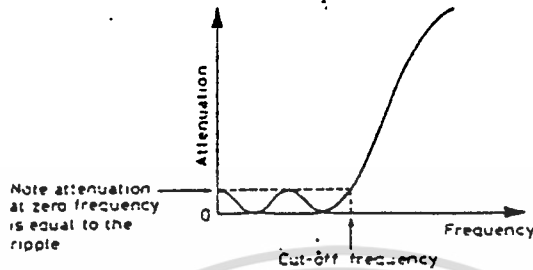


Fig 12.23. Response of a 4-pole Tchebyscheff filter

รูปที่ 3.4

การเปลี่ยนรูปจากตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Transformation from low pass prototype)

ที่ผ่านมา เราได้พูดถึง ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ดั้งเดิม ทั้งในรูปของ ผลตอบสนอง และ ค่าองค์ประกอบ ต่อไปนี้ จะเป็นการหาค่าของ ผลตอบสนอง จากตัวกรองความถี่แบบอื่นๆ

เส้นโค้งแสดงผลตอบสนองจะแสดงค่าการลดทอนที่ตำแหน่งความถี่ใดๆของตัวกรองความถี่ต่ำผ่านที่ถูกนอ้มัลไลซ์ การที่จะคำนวณค่าการลดทอนจาก ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ตำแหน่งความถี่คัทออฟอื่นๆ ค่า ความถี่ที่ถูกนอ้มัลไลซ์ หาได้จาก การนำความถี่นั้นๆหารด้วยค่าของความถี่คัทออฟ ตัวอย่างเช่น ที่คัทออฟ 1.0 GHz ความถี่ 2.0 GHz จะได้ค่าของ ความถี่ที่ถูกนอ้มัลไลซ์ เป็น 2.0 ที่ความถี่ 0.5 GHz (โดยปกติจะอยู่ในช่วง ช่วงความถี่ผ่าน) จะให้ค่าที่ถูกนอ้มัลไลซ์ เป็น 0.5 เป็นต้น

ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด

ค่าความถี่ที่ถูกนอ้มัลไลซ์ ของตัวกรองความถี่ช่วงหยุดจะหาได้จาก

$$\omega = B/(F/F_0 - F_0/F)$$

โดยค่า B คือ แพรคชันนอลแบนวิดท์(fractional bandwidth) และ F_0 คือ ค่าความถี่ศูนย์กลางของ ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด

การแปลงค่า ผลตอบสนอง จาก รูปของตัวกรองความถี่ช่วงหยุดให้อยู่ในรูปของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ค่าการลดทอนที่ความถี่ F ใดๆ จะเป็นการลดทอนที่ ω ของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนอง ตัวอย่างเช่น ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด มีความถี่ศูนย์กลางที่ 1.0 GHz และแบนด์วิธ 0.2 GHz ค่า แฟรคชันนอลแบนด์วิธ เป็น $0.2/1 = 0.2$

ที่ความถี่ 2.0 GHz จะตรงกับ ค่าความถี่ที่ถูกลบมัลติไลซ์ ที่

$$\omega = 0.2 / (2.0/1.0 - 1.0/2.0)$$

$$= 0.1333$$

ตำแหน่งความถี่อยู่ในช่วง ช่วงความถี่ผ่าน ดังนั้นคำตอบควรมีค่าน้อยกว่า 1

ที่ความถี่ 1.05 GHz จะตรงกับค่าความถี่ที่ถูกลบมัลติไลซ์ ที่

$$\omega = 0.2 / (1.05/1.0 - 1.0/1.05)$$

$$= 2.0488$$

ตำแหน่งของความถี่อยู่ใน ช่วงความถี่หยุด คำตอบควรมีค่ามากกว่า 1

บทที่ 4

คุณสมบัติพิเศษของสตริปไลน์ (Special properties of Strip lines)

ค่าคุณลักษณะเฉพาะของอิมพีแดนซ์ ของ สตริปไลน์ นั้นสามารถหาได้โดยใช้เทคนิคของการแมปปีงที่ด้องกัน(conformal mapping) อย่างไรก็ตาม รูปแบบของผลลัพธ์ที่ได้มาก็ค่อนข้างจะยุ่งยาก ในรูปที่ 4.1 แสดงค่าคุณลักษณะเฉพาะของ อิมพีแดนซ์ สำหรับสตริปไลน์โดยทั่วไป ที่มีตัวนำศูนย์กลางเป็นรูปสี่เหลี่ยม โดยมีขนาดของ $t/b \leq 0.25$ และ $0.1 \leq w/b \leq 4.0$ รูปที่ 4.2 แสดงค่าที่แท้จริงของ Z_0 สำหรับทุกค่าของ t/b เมื่อ $w/b \leq 1.6$

ค่าการลดทอนในทางทฤษฎี α_c คือค่า ความสูญเสีย ที่เกิดขึ้นในสตริปไลน์ที่สร้างจากทองแดงและประกอบด้วยสาร ไดอิเล็กทริกที่มีค่าคงที่ของสาร ไดอิเล็กทริก(dielectric constant) เป็น ϵ_r ถูกแสดงไว้ในรูปที่ 4.3 ส่วน ค่าการลดทอน α_d หรือค่า ความสูญเสียของสารไดอิเล็กทริก (dielectric loss) ถูกแสดงไว้ในสมการ

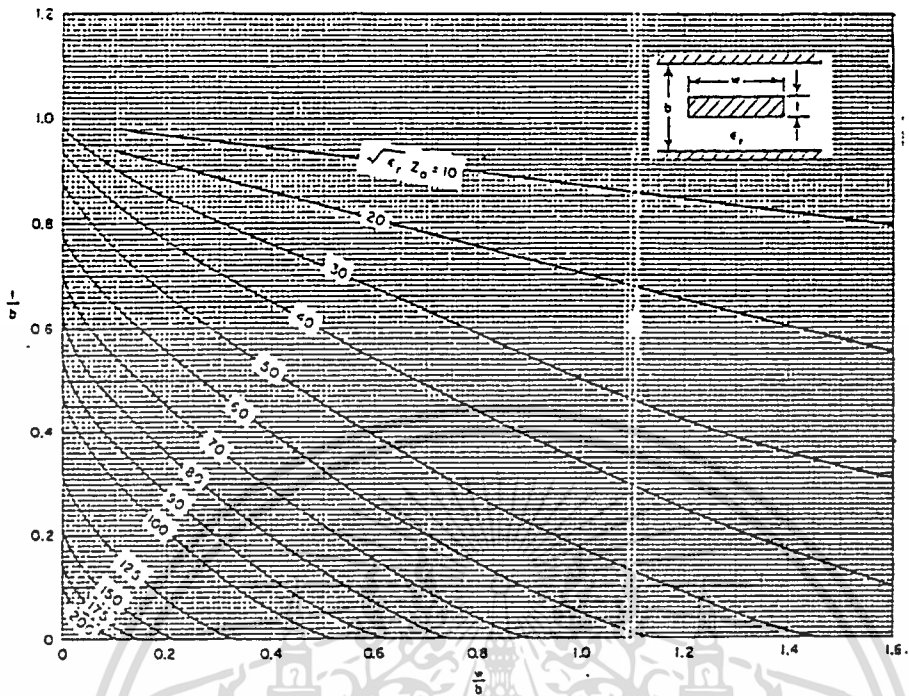
$$\alpha_d = \frac{27.3 \sqrt{\epsilon_r} \tan \delta}{\lambda} \quad \text{dB/unit length}$$

เมื่อ $\tan \delta$ คือค่า แทนเจนต์(tangent)ของความสูญเสียของสาร ไดอิเล็กทริก และ λ คือ ความยาวคลื่นในสูญญากาศ

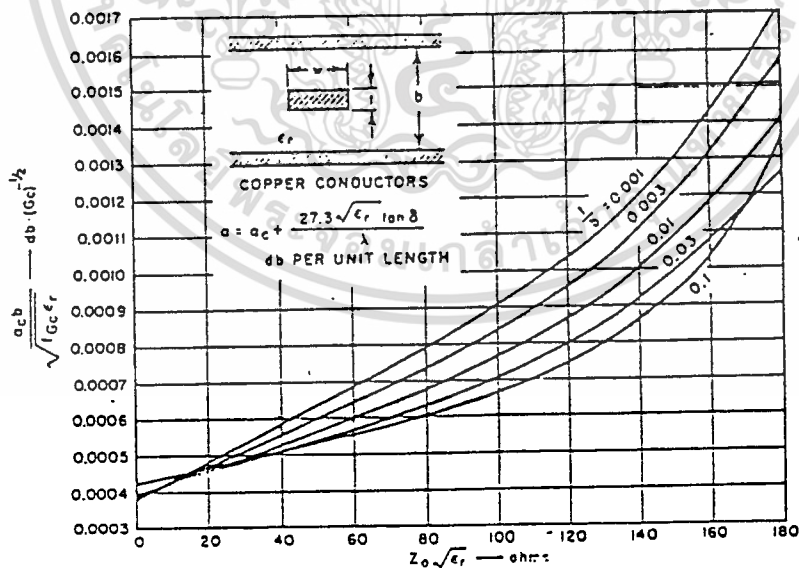
ค่า Q ของสตริปไลน์ที่อยู่ในสาร ไดอิเล็กทริก (dielectric - fill) คือ

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}$$

เมื่อ Q_c ถูกแสดงในรูปที่ 25 และ Q_d เป็นส่วนกลับของ $\tan \delta$



รูปที่ 4.2

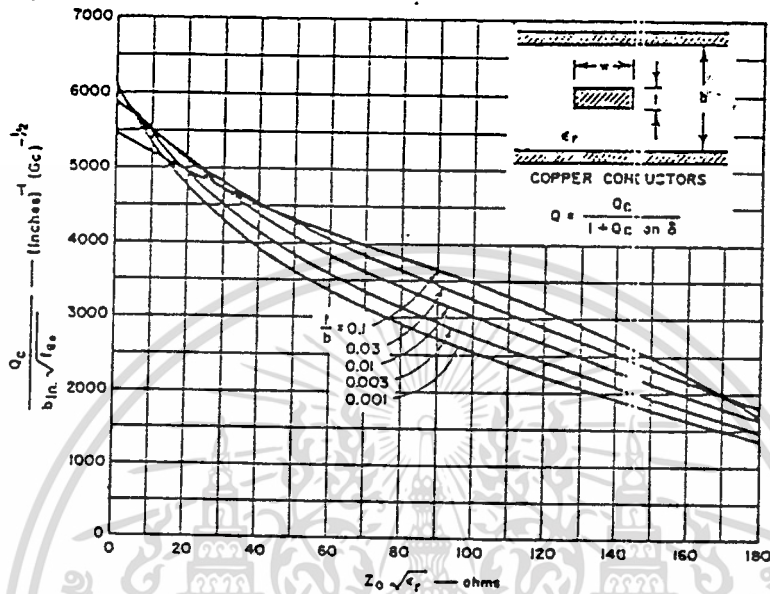


A-3527-193

SOURCE: Final Report, Contract DA 36-039 SC-63232, SRI; reprinted in IRE Trans., PGMTT (see Ref. 2, by S. B. Cahal).

FIG. 5.04-3 THEORETICAL ATTENUATION OF COPPER-SHIELDED STRIP LINE IN A DIELECTRIC MEDIUM ϵ_r

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SOURCE: Final Report, Contract DA 36-039 SC-63232, SRI; reprinted in *IRE Trans., PGMTT* (see Ref. 2, by S. B. Cohn).

รูปที่ 4.4

ค่ากำลังงานเฉลี่ย P (kw) ที่ส่งผ่านสตริปไลน์ ที่มีตัวนำภายในแบบขอบโค้งมน แสดงในรูปที่ 4.5 ค่าระยะห่างระหว่างแผ่นกราวด์ b ถูกวัดในหน่วยนิ้ว และค่าความเข้มเบรคดาวน์ (break down strength) ของอากาศ คือ 2.9×10^4 volts/cm ค่าประมาณของ Z_0 สามารถหาได้จาก รูปที่ 4.1 และ 4.2

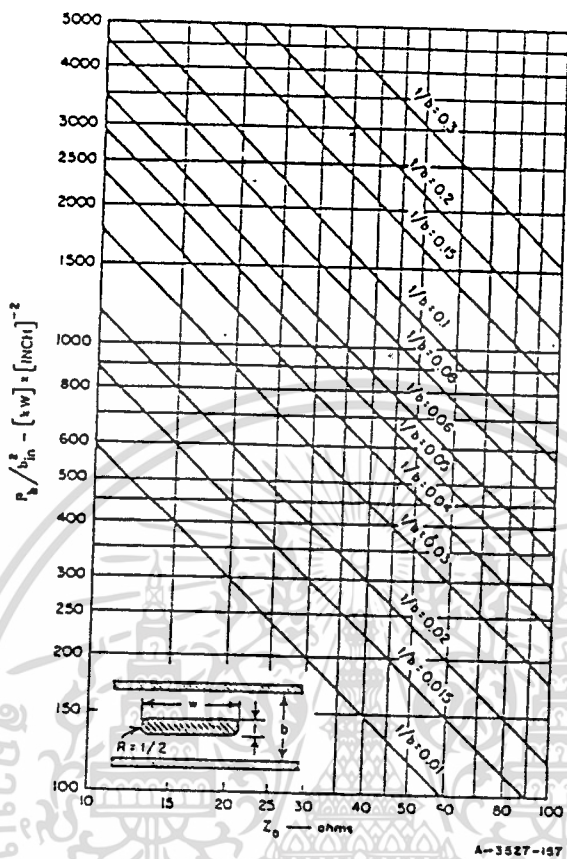


FIG. 5.04-5 THEORETICAL BREAKDOWN POWER OF AIR-DIELECTRIC ROUNDED-STRIP TRANSMISSION LINE

รูปที่ 4.5

Table 5.04-1
THE QUANTITY $4d/b$ vs. b/λ_c
FOR $w/b \geq 0.35$ AND $\epsilon/b = 0$

b/λ_c	$4d/b$
0.05	0.882
0.25	0.917
0.30	0.968
0.35	1.016
0.40	1.070
0.45	1.160
0.50	1.586

ตารางที่ 4.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดของการทำงานชั้นสูง (high order mode) โหมดแรกที่ปรากฏบนสตริปไลน์จะมีค่าความยาวคลื่นคutoff ในสูญญากาศ เป็น

$$\lambda_c = \sqrt{\epsilon_r} \left[\frac{2w}{b} + \frac{4d}{b} \right] b$$

สำหรับสตริปไลน์ที่ แผ่นกราวด์ทั้งสองมีค่าศักย์ไฟฟ้าเดียวกัน จะไม่มีสนามไฟฟ้าของแผ่นที่อยู่ตรงเส้นผ่านศูนย์กลางและจะเกิดสนามไฟฟ้าในแนวตั้งฉากจากสตริปไปยังแผ่นกราวด์

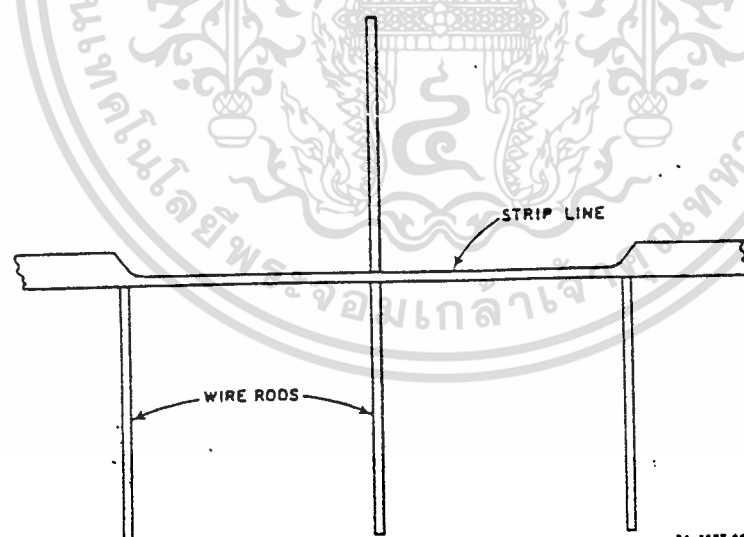
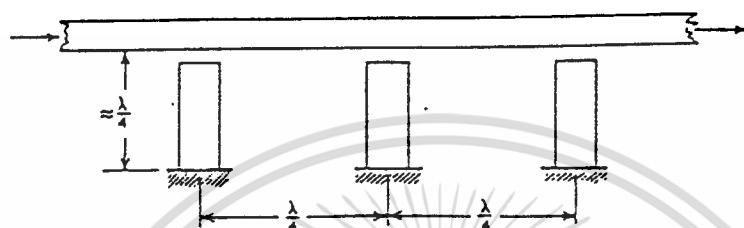
จากสมการข้างบน d คือ ฟังก์ชันของส่วนตัดขวาง ของสตริปไลน์ เมื่อ $t/b=0$ และ $w/b \geq 0.35$ แล้วจะได้ว่า ค่าของ $4d/b$ จะกลายเป็นฟังก์ชันของ b/λ_c และแสดงไว้ในตารางที่ 1

ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด

ในระบบไมโครเวฟส่วนมาก สัญญาณถูกส่งจากฝั่งหนึ่ง ไปยังอีกฝั่ง ควรมีการลดทอนน้อยที่สุด ในขณะที่เราสามารถตัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งไป และยอมให้สัญญาณที่ต้องการผ่านไปได้ โดยใช้ ตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะเพียงพอต่อความต้องการในงานส่วนมาก อย่างไรก็ตาม อาจเกิดสัญญาณรบกวนที่มีความเข้มสูง จึงจำเป็นต้องใช้วิธีพิเศษ ในการที่จะกำจัดสัญญาณนั้นออกไป หรือเมื่อเครื่องสร้างสัญญาณสามารถสร้างจำนวนของความถี่ได้จำกัด และต้องการให้มีการลดทอนสูงมาก ๆ ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง แล้วในกรณีเช่นนี้ ตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน ซึ่งสามารถทำได้เพียงแยกความถี่ออกเป็นช่วงกว้างๆ จะไม่เพียงพอต่อการใช้งาน

ในรูปที่ 4.6 แสดงถึงอุปกรณ์ ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด ที่ถูกใช้ในงานที่ต้องการช่วง ความถี่หยุด แยกๆ โครงสร้างในรูปที่ 4.6 แสดง ตัวกรองความถี่ที่สร้างจากสตริปไลน์ ซึ่งใช้หลักการของ คาปาซิทีฟ คัปเปิ้ล (capacitive couple) โดย เรโซเนเตอร์ สดับแต่ละอันจะตั้งห่างกัน หนึ่งในสี่ของความยาวคลื่นที่ความถี่ศูนย์กลางของความถี่หยุด

ในรูปที่ 4.7 โครงสร้างนี้เป็นรูปแบบของสตริปไลน์ โดยที่ สดับ (stub) จะถูกสร้างจาก แกนของสาย (wire rods)



RA-3527-957

รูปที่ 4.7

ตัวกรองความถี่ประเภทนี้สามารถออกแบบให้มี ช่วงความถี่หยุดที่กว้าง ทำให้สามารถควบคุม ลักษณะของ ช่วงความถี่ผ่านของเซปิเชฟหรือช่วงความถี่ผ่านในลักษณะอื่นๆ ได้ดี

ช่วงความถี่หยุด จะอยู่ที่ศูนย์กลางความถี่ของสตีปแบบเปิดวงจร วางห่างกัน $1/4$ ของความยาวคลื่น เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า หรือเป็นจำนวนเท่าแบบตีของ $1/4$ ของความยาวคลื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างในรูปที่ 4.7 สามารถใช้เป็นตัวกรองความถี่สำหรับ ช่วงความถี่หยุด แคบได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามเมื่อ ช่วงความถี่หยุดแคบลงค่าของ สดับ อิมพีแดนซ์ จะสูงขึ้นมาก เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหานี้ จึงนิยมใช้โครงสร้างในรูป 4.6 มากกว่า เมื่อต้องการ ช่วงความถี่หยุด f แคบๆ

ชิ้นส่วนของวงจรของตัวกรองความถี่ช่วงหยุดที่แปลงมาจากตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lumped element band stop filter from low pass prototype)

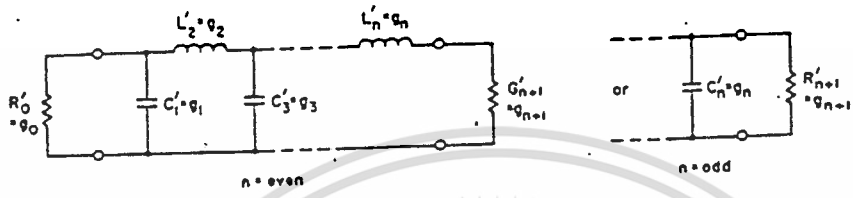
จาก ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ต้นแบบจะสามารถคิดแปลงเป็น ตัวกรองความถี่ช่วงผ่าน, ตัวกรองความถี่สูงผ่าน หรือ ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด โดยการใช้อุปกรณ์เปลี่ยนความถี่ที่เหมาะสม มีสมการของการเปลี่ยนแปลงความถี่ดังนี้

$$\frac{1}{\omega'} = \frac{1}{\omega \omega_0} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \dots \dots \dots (1)$$

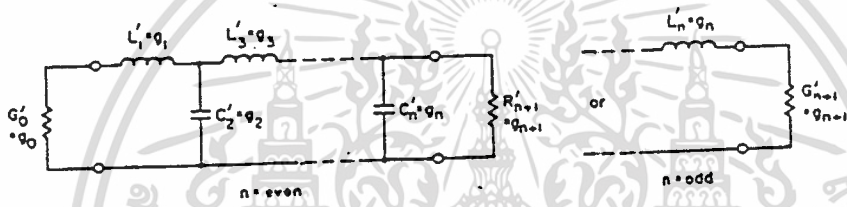
ω' คือ ความถี่เชิงมุม (radian frequency) ของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน

ω คือ ความถี่เชิงมุมของตัวกรองความถี่ช่วงหยุด

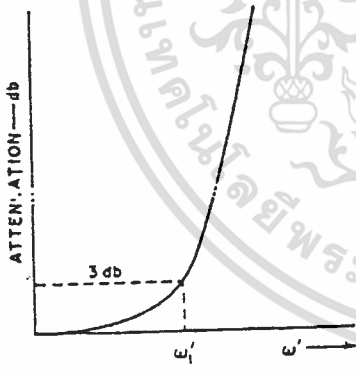
จากสมการที่ผ่านมา จะได้ว่ารูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงวงจรของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และ band stop ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน และ band stop แสดงในตารางที่ 4.2



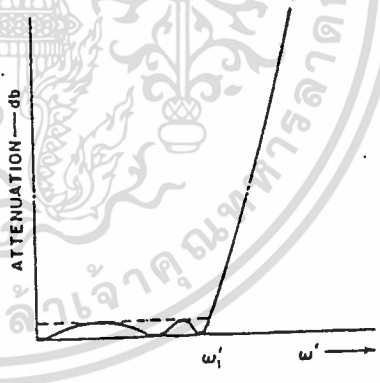
(a)



(b)



(c)

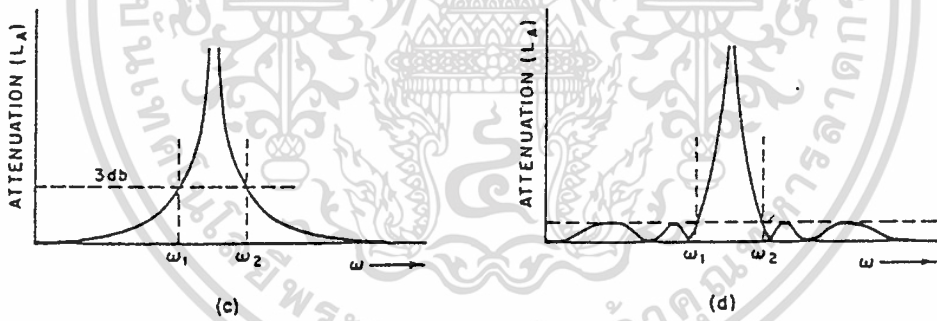
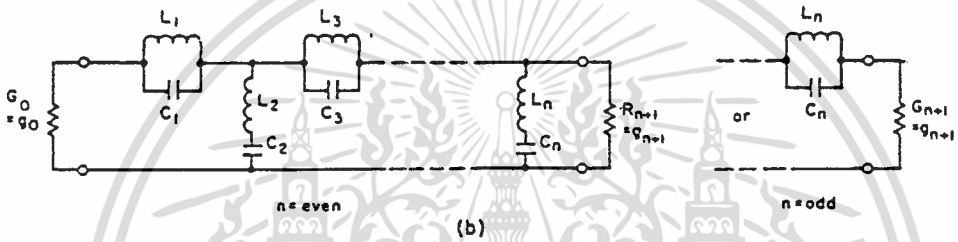
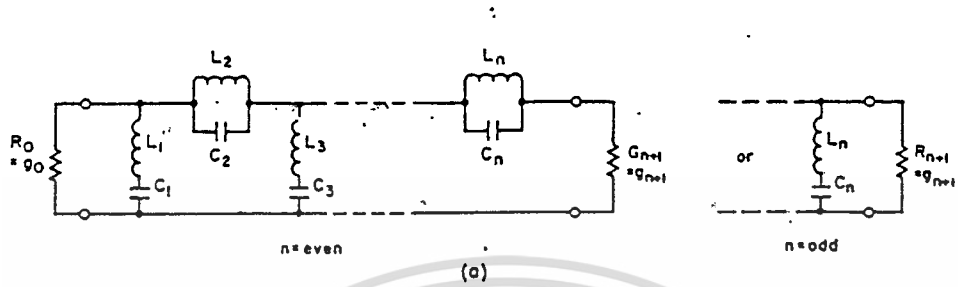


(d)

8-3527 226

SOURCE: Quarterly Report 3, Contract DA 36-039 SC-87398, SRI; reprinted in *IRE Trans. PGMTT* (see Ref. 1 by Young, Matthaei, and Jones)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



WHERE $\omega_0 = (\omega_1 \omega_2)^{1/2}$ and $w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$

FOR SHUNT BRANCHES, $z_i = \omega_0 L_i = \frac{j}{\omega_0 C_i} = \frac{j}{w \omega_i' q_i}$

FOR SERIES BRANCHES, $z_i = \omega_0 C_i = \frac{1}{\omega_0 L_i} = \frac{1}{w \omega_i' q_i}$

8-3527-127

SOURCE: Quarterly Report 3, Contract DA 36-039 SC-87398. SRI; reprinted in IRE Trans. PGMTT (see Ref. 1 by Young, Matthei, and Jones)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 4.9 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 x &= \frac{\omega_0 \alpha}{2 \alpha \omega} \quad \text{เมื่อ } \omega = \omega_0 \\
 &= \omega_0 L \\
 &= \frac{1}{\omega_0 C}
 \end{aligned}$$

ค่า ความชันของขั้วเสปแดนซ์ (susceptance slope parameter) b ของ เรโซเนเตอร์ขั้วเสปแดนซ์ $B = \omega C - \frac{1}{\omega L}$ จะเป็น

$$\begin{aligned}
 b &= \frac{\omega_0}{2} \frac{dB}{d\omega} \quad \text{เมื่อ } \omega = \omega_0 \\
 &= \omega_0 C \\
 &= \frac{1}{\omega_0 L}
 \end{aligned}$$

และจะได้ว่าสมการสำหรับส่วนขนาน

$$x_i = \frac{1}{\omega \omega'_i \varepsilon_i}$$

และสมการสำหรับส่วนอนุกรม

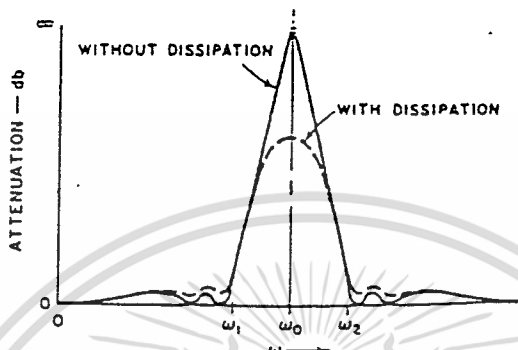
$$b_i = \frac{1}{\omega \omega'_i \varepsilon_i}$$

วงจรรูปที่ 4.9 จะมีระดับของอิมพีแดนซ์ เท่ากับ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน ดันแบบที่อยู่ในรูปที่ 4.8

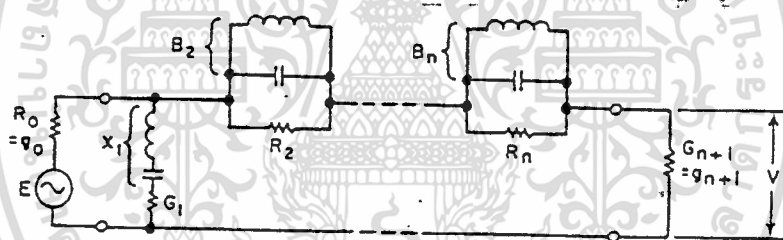
ผลกระทบจากความสูญเสียของการแพร่กระจายต่อสมรรถนะของตัวกรองความถี่

เส้นทึบในรูปที่ 4.10 แสดงคุณสมบัติการลดทอนของ ตัวกรองความถี่ช่วงหยุด ของ โครงสร้างในรูปที่ 4.9 ในกรณีที่ไม่มี ความสูญเสียของการแพร่กระจาย อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ว ย่อมหลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะเกิด ความสูญเสียของการแพร่กระจาย ภายในตัวกรองความถี่ เส้นประในรูปที่ 4.10 แสดงผลกระทบของ ความสูญเสียของการแพร่กระจาย ต่อ สมรรถนะ ของตัวกรองความถี่ โปรดสังเกตุว่า การลดทอนที่เกิดขึ้นจะมีค่าสูงถึงค่าหนึ่ง และไม่ได้สูงจนถึงอนันต์ นอกจากนี้ของข้างหนึ่งของ ช่วงความถี่ผ่าน จะเกิดส่วนลดทอนที่เพิ่มขึ้น เป็นผลเนื่องจาก ความสูญเสียของการแพร่กระจาย และจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อความถี่เคลื่อนที่ห่างจาก ช่วงความถี่ผ่าน

รูปที่ 32 แสดงตัวกรองความถี่เดิมจากรูปที่ 31 ที่เพิ่มความต้านทานเข้าไป แสดงถึง ความสูญเสียของการแพร่กระจาย ที่เกิดจาก เรโซเนเตอร์



รูปที่ 4.10



(1) ATTENUATION AT ω_0 :

$$(L_A)_{\omega_0} = 20 \sum_{i=1}^n \log_{10} (g_i D_i) + 10 \log_{10} \left(\frac{g_0 g_{n+1}}{4} \right) \text{ db}$$

where $D_i = \omega \omega_0' Q_{ui}$

(2) RETURN LOSS AT ω_0 :

$$10 \log_{10} \frac{1}{|\Gamma|^2} = \frac{17.37}{\omega \omega_0' \epsilon_0 \epsilon_1 Q_{u1}} \text{ db}$$

(3) DISSIPATION LOSS AT ω_1 AND ω_2 :

$$\Delta L_A = 8.686 \frac{\omega_1}{\omega} \left[\frac{\epsilon_1 \epsilon_0}{Q_{u1}} + \frac{\epsilon_2' \epsilon_0}{Q_{u2}} + \frac{\epsilon_3 \epsilon_0}{Q_{u3}} + \frac{\epsilon_4' \epsilon_0}{Q_{u4}} + \dots \right. \\ \left. \dots + \frac{\epsilon_n / \epsilon_0}{Q_{un}} \right]_{\text{for } n=\text{even}} \text{ or } \dots + \frac{\epsilon_n \epsilon_0}{Q_{un}} \Big]_{\text{for } n=\text{odd}} \text{ db}$$

รูปที่ 4.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าค่าอันโหลดคิว(unload Q's) ของ เรโซเนเตอร์ แต่ละอันคือ Q_{u1}, Q_{u2}, \dots แล้ว สำหรับ ส่วน
ขนาน ของวงจรจะได้ว่า

$$G_k = \frac{Q_k}{x_k}$$

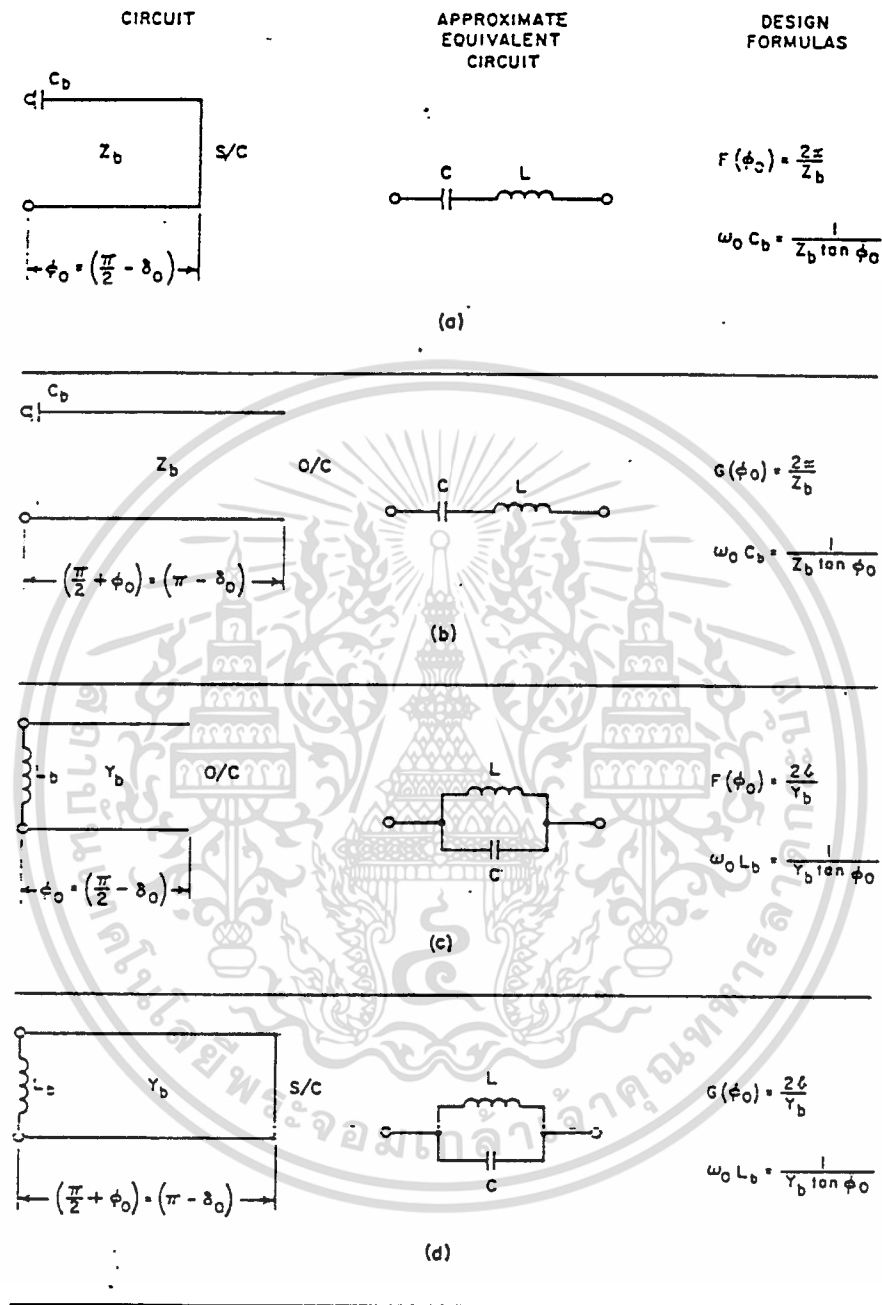
เมื่อ X_k คือค่า ความชันของรีแอกแตนซ์ ของ เรโซเนเตอร์

สำหรับ ส่วนอนุกรมของวงจรจะได้ว่า

$$R_k = Q_{uk} / b_k$$

b_k คือ ความชันของรีแอกแตนซ์ของ เรโซเนเตอร์

ในรูป4.11 ได้แสดงสมการคำนวณค่าการลดทอนสูงสุด ของตัวกรองความถี่ที่ตำแหน่ง ω_0
นอกจากนี้ยังแสดงค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับ ที่ความถี่ ω_0 สิ่งที่น่าสนใจก็คือ ถ้า
หากเราลัดวงจร(หรือ เปิดวงจร) ตัวกรองความถี่กับวงจรข้างเคียงที่ความถี่ ω_0 แล้ว สมการนี้
สามารถแสดงการประมาณค่าการลดทอนที่เพิ่มขึ้นเนื่องจาก ความสูญเสียของการแพร่กระจาย ที่
ความถี่ ω_1 และ ω_2 ตรงขอบของ ช่วงความถี่ผ่าน



WHERE $F(\phi) = \phi \sec^2 \phi + \tan \phi$ (TABLE 2)
 $G(\phi) = 2F(\phi) + \frac{1}{\pi}(2\delta - \sin 2\delta)$

รูปที่ 4.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 12.05-1
TABLE OF $F(\phi) = \phi \sec^2 \phi + \tan \phi$

ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$	ϕ°	$F(\phi)$
89.80	128907.01	83.80	134.59	77.80	35.03	71.80	15.88	65.80	9.05	59.00	5.54
89.60	32227.14	83.60	126.34	77.60	33.92	71.60	15.54	65.60	8.91	58.00	5.20
89.40	14324.32	83.40	118.82	77.40	32.86	71.40	15.22	65.40	8.77	57.00	4.89
89.20	8057.53	83.20	111.96	77.20	31.85	71.20	14.90	65.20	8.63	56.00	4.60
89.00	5157.05	83.00	105.68	77.00	30.88	71.00	14.59	65.00	8.49	55.00	4.34
88.80	3581.46	82.80	99.91	76.80	29.96	70.80	14.29	64.80	8.36	54.00	4.10
88.60	2631.38	82.60	94.60	76.60	29.09	70.60	14.00	64.60	8.23	53.00	3.88
88.40	2014.78	82.40	89.71	76.40	28.24	70.40	13.72	64.40	8.10	52.00	3.67
88.20	1592.03	82.20	85.19	76.20	27.44	70.20	13.45	64.20	7.98	51.00	3.48
88.00	1289.64	82.00	81.00	76.00	26.67	70.00	13.19	64.00	7.86	50.00	3.30
87.80	1065.91	81.80	77.11	75.80	25.93	69.80	12.93	63.80	7.74	49.00	3.13
87.60	895.73	81.60	73.50	75.60	25.22	69.60	12.68	63.60	7.62	48.00	2.98
87.40	763.30	81.40	70.14	75.40	24.55	69.40	12.44	63.40	7.51	47.00	2.83
87.20	658.21	81.20	67.01	75.20	23.89	69.20	12.21	63.20	7.40	46.00	2.69
87.00	573.44	81.00	64.08	75.00	23.27	69.00	11.98	63.00	7.29	45.00	2.57
86.80	504.05	80.80	61.34	74.80	22.67	68.80	11.76	62.80	7.19	44.00	2.44
86.60	446.55	80.60	58.77	74.60	22.09	68.60	11.54	62.60	7.08	43.00	2.33
86.40	398.36	80.40	56.36	74.40	21.53	68.40	11.33	62.40	6.98	42.00	2.22
86.20	357.58	80.20	54.10	74.20	21.00	68.20	11.13	62.20	6.88	41.00	2.12
86.00	322.76	80.00	51.97	74.00	20.48	68.00	10.93	62.00	6.79	40.00	2.02
85.80	292.79	79.80	49.97	73.80	19.99	67.80	10.73	61.80	6.69	39.00	1.93
85.60	266.82	79.60	48.08	73.60	19.51	67.60	10.55	61.60	6.60	38.00	1.84
85.40	244.16	79.40	46.29	73.40	19.05	67.40	10.36	61.40	6.51	37.00	1.76
85.20	224.27	79.20	44.61	73.20	18.60	67.20	10.18	61.20	6.42	36.00	1.68
85.00	206.73	79.00	43.01	73.00	18.17	67.00	10.01	61.00	6.33	35.00	1.61
84.80	191.16	78.80	41.50	72.80	17.76	66.80	9.84	60.80	6.24	34.00	1.53
84.60	177.29	78.60	40.07	72.60	17.36	66.60	9.68	60.60	6.16	33.00	1.46
84.40	164.89	78.40	38.71	72.40	16.97	66.40	9.51	60.40	6.08	32.00	1.40
84.20	153.74	78.20	37.42	72.20	16.59	66.20	9.36	60.20	6.00	31.00	1.33
84.00	143.69	78.00	36.19	72.00	16.23	66.00	9.20	60.00	5.92	30.00	1.27

Note:

$$F(\phi) = (1/2)G(\phi)$$

SOURCE: Quarterly Report 3, Contract DA 36-039 SC-87398, SRI; reprinted in *IRE Trans. PGMTT* (see Ref. 1 by Young, Matthesi, and Jones)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การออกแบบตัวกรองความถี่ช่วงหยุดที่มีช่วงความถี่หยุดแคบ

ในการออกแบบสแตบแต่ละอันจะห่างกัน $\frac{\lambda_0}{4}$ ด้วยเหตุผลคือป้องกันการ รบกวนซึ่งกันและกัน โดยที่ λ_0 คือ ความยาวคลื่นที่ความถี่ศูนย์กลางของ ช่วงความถี่หยุด ในทางทฤษฎี ตัวกรองความถี่ชนิดนี้จะสามารถกำหนดตำแหน่งของช่วงความถี่หยุดที่ตำแหน่งใดๆ ได้ตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัติ ค่า อิมพีแดนซ์ ของ สแตบ จะมีค่าที่เป็นไปไม่ได้ถ้าช่วงความถี่หยุด มีค่าแคบมากๆ ในกรณีเช่นนี้ เรา จะแทนที่สแตบเปิดวงจรในตัวกรองความถี่ด้วย เรโซเนเตอร์ที่เกิดจากการลัดวงจรของตัวเก็บประจุที่มีค่าของความชันเดียวกันดังแสดงในรูป 5.1(a)

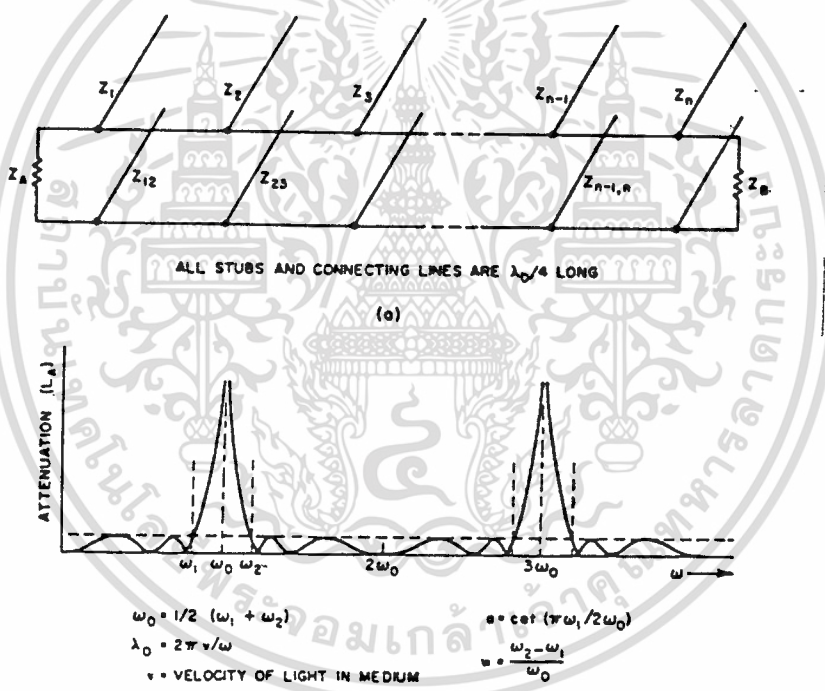


FIG. 12.09-1 BANDSTOP FILTER: (a) n-STUB TRANSMISSION-LINE FILTER DERIVED FROM n-ELEMENT LOW-PASS PROTOTYPE; (b) EQUI-RIPPLE CHARACTERISTIC DEFINING CENTER FREQUENCY ω_0 , PARAMETER a , AND STOP BAND FRACTIONAL BANDWIDTH w

$$\omega' = \omega_1' a \tan\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$a = \cot\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0}\right)$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.1
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการคือจะใช้ค่าที่แท้จริง(excat value)ของตัวกรองความถี่ ที่อยู่ในรูป 5.1 (a) มาคำนวณ ตัวกรองความถี่ที่ได้จากการออกแบบโดยใช้วิธีนี้จะมีค่า การลดทอน ซึ่งจะสัมพันธ์กับค่าของการลดทอนของ ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านคั่นแบบในรูป 4.8 โดยค่า ω' และ ω'_1 ซึ่งเป็นตำแหน่งของความถี่ ในผลตอบสนองของตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน(อย่างเช่นในรูป 4.8(d)) จะตรงกันกับ $\omega, \omega_0, \omega_1$ และ ω_2 ซึ่งเป็นตำแหน่งของความถี่ในผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบช่วงหยุดในรูป 5.1(b) จะเห็นว่าผลตอบสนองของตัวกรองความถี่แบบช่วงหยุดในรูป 5.1(b)จะมีลักษณะสมมาตรกันทาง เลขคณิต และการลดทอนที่สูงมากๆที่เกิดขึ้นกับตำแหน่ง ω_0 นั้นจะเกิดขึ้นซ้ำๆที่ ความถี่เป็นจำนวนคี่ ของ ω_0 ที่ความถี่นี้ระดับของตัวกรองความถี่ในรูป 5.1 (a)จะวางห่างกัน เป็นจำนวนคี่เท่าของ $\frac{\lambda_0}{4}$ ทำให้ลัดวงจรกับแกนหลักและจะทำให้เกิดการลดทอนที่สูงมากและเช่นกันในกรณีที่ใช้การต่อแบบอนุกรม สดับจะเปิดวงจรกับแกนหลักที่ความถี่เดียวกัน

ในตารางที่ 5.1 แสดงสมการการออกแบบสำหรับตัวกรองความถี่ที่อยู่ในรูปแบบ ของรูป 34 (a) หลังจากที่ได้เลือกตัวกรองความถี่ต่ำผ่านคั่นแบบที่ต้องการได้แล้วทำให้จะได้ค่าสำหรับตัวแปรต่างๆเช่น g_0, g_1, \dots, g_{n+1} และ ω'_1 และกำหนดค่าสำหรับ ω_1, ω_2 และค่าของ อิมพีแดนซ์ของ คั่นกำเนิด Z_n ทำให้เราสามารถคำนวณค่า อิมพีแดนซ์ ทั้งหมดได้ ในตารางที่ 4 จะใช้กับตัวกรองความถี่ในรูป 5.1 (a) ที่มี $n=1$ จนถึง $n=5$ สมการเดียวกันจะใช้ในกรณีที่เป็นสลับปลายปิดที่ต่ออนุกรม กับวงจร ถ้า ค่า อิมพีแดนซ์ ทั้งหมดในสมการถูกแทนที่ด้วย แอดมิตแตนซ์(admittance) ที่ตรงกัน ดังที่กล่าวมาข้างต้น สมการในตาราง 5.1 และ 5.2 จะไม่สนใจความกว้างของช่วงความถี่หยุด อย่างไรก็ตามในกรณีที่ตัวกรองความถี่นั้นอยู่ในรูปแบบของรูป 5.1(a) ค่า อิมพีแดนซ์ Z_j ของสดับที่ต่อขนานจะมีค่าสูงจนเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ ในกรณีที่ต้องการออกแบบ ให้มีช่วงความถี่หยุดแคบๆ ซึ่งสามารถทำให้ง่ายขึ้นโดยการ แทนที่สดับเปิดวงจร(ที่มีค่าความชันของรีแอกแตนซ์ของเรโซเนเตอร์เป็น $X_j = \frac{\pi}{4} Z_j$) ด้วยค่าเรโซเนเตอร์ที่เกิดจากการลัดวงจรของตัวเก็บประจุ สดับ ดังรูป 4.12(a)ที่มีค่าความชันเดียวกันสำหรับเรโซเนเตอร์

Table 12.09-1
EXACT EQUATIONS FOR BAND-STOP FILTERS
WITH $\lambda_0/4$ SPACING BETWEEN STUBS

The filter structure is as shown in Fig. 12.09-1(a). For the dual case having short-circuited series stubs, replace all impedances in the equations below by corresponding admittances.

n = number of stubs

Z_A and Z_B = terminating impedances

Z_j ($j=1$ to n) = impedances of open-circuited shunt stubs

$Z_{j-1,j}$ ($j=2$ to n) = connecting line impedances

g_j = values of the elements of the low-pass prototype network as defined in Fig. 12.02-1.

$\Lambda = \omega'_1 a$

where

ω'_1 = low-pass prototype cutoff frequency

and

a = bandwidth parameter defined in Eq. (12.09-2)

(In all cases the left terminating impedance Z_A is arbitrary).

Case of $n = 1$:

$$Z_1 = \frac{Z_A}{\Lambda g_0 g_1} ;$$

$$Z_B = \frac{Z_A g_2}{g_0}$$

Case of $n = 2$:

$$Z_1 = Z_A \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right) ; \quad Z_{12} = Z_A \left(1 + \Lambda g_0 g_1 \right)$$

$$Z_2 = \frac{Z_A g_0}{\Lambda g_2} ;$$

$$Z_B = Z_A g_0 g_3$$

Case of $n = 3$:

Z_1 , Z_{12} and Z_2 —same formulas as case $n = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 12.09-1 concluded

$$Z_3 = \frac{Z_A \epsilon_0}{\epsilon_4} \left(1 + \frac{1}{\Lambda \epsilon_3 \epsilon_4} \right) ; \quad Z_{23} = \frac{Z_A \epsilon_0}{\epsilon_4} (1 + \Lambda \epsilon_3 \epsilon_4)$$

$$Z_B = \frac{Z_A \epsilon_0}{\epsilon_4}$$

Case of n = 4:

$$Z_1 = Z_A \left(2 + \frac{1}{\Lambda \epsilon_0 \epsilon_1} \right) ; \quad Z_{12} = Z_A \left(\frac{1 + 2 \Lambda \epsilon_0 \epsilon_1}{1 + \Lambda \epsilon_0 \epsilon_1} \right)$$

$$Z_2 = Z_A \left(\frac{1}{1 + \Lambda \epsilon_0 \epsilon_1} + \frac{\epsilon_0}{\Lambda \epsilon_2 (1 + \Lambda \epsilon_0 \epsilon_1)^2} \right) ; \quad Z_{23} = \frac{Z_A}{\epsilon_0} \left(\Lambda \epsilon_2 + \frac{\epsilon_0}{1 + \Lambda \epsilon_0 \epsilon_1} \right)$$

$$Z_3 = \frac{Z_A}{\Lambda \epsilon_0 \epsilon_1} ; \quad Z_{34} = \frac{Z_A}{\epsilon_0 \epsilon_5} (1 + \Lambda \epsilon_4 \epsilon_5)$$

$$Z_4 = \frac{Z_A}{\epsilon_0 \epsilon_5} \left(1 + \frac{1}{\Lambda \epsilon_4 \epsilon_5} \right) ; \quad Z_B = \frac{Z_A}{\epsilon_0 \epsilon_5}$$

Case of n = 5:

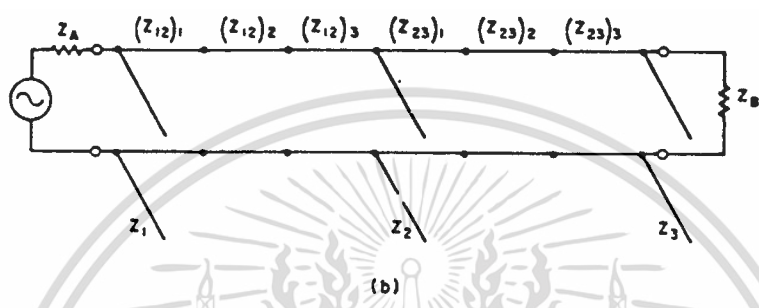
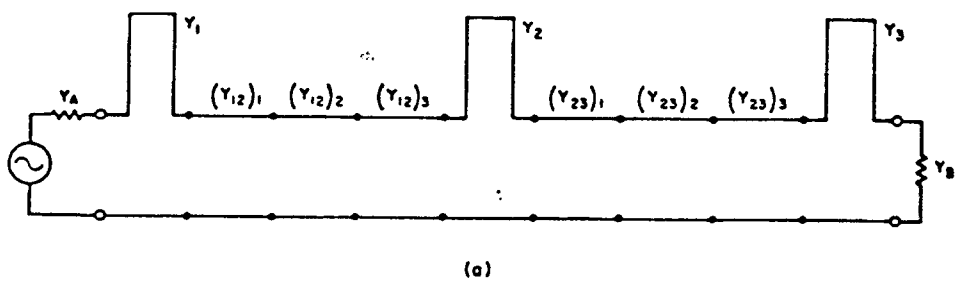
$Z_1, Z_{12}, Z_2, Z_{23}, Z_3$ —same formulas as case n = 4

$$Z_4 = \frac{Z_A}{\epsilon_0} \left(\frac{1}{1 + \Lambda \epsilon_5 \epsilon_6} + \frac{\epsilon_6}{\Lambda \epsilon_4 (1 + \epsilon_4 \epsilon_5)^2} \right) ; \quad Z_{34} = \frac{Z_A}{\epsilon_0} \left(\Lambda \epsilon_4 + \frac{\epsilon_6}{1 + \Lambda \epsilon_5 \epsilon_6} \right)$$

$$Z_5 = \frac{Z_A \epsilon_6}{\epsilon_0} \left(2 + \frac{1}{\Lambda \epsilon_5 \epsilon_6} \right) ; \quad Z_{45} = \frac{Z_A \epsilon_6}{\epsilon_0} \left(\frac{1 + 2 \Lambda \epsilon_5 \epsilon_6}{1 + \Lambda \epsilon_5 \epsilon_6} \right)$$

$$Z_B = \frac{Z_A \epsilon_6}{\epsilon_0}$$

SOURCE: Quarterly Progress Report 7, Contract DA 36-039 SC-87398, SRI; reprinted in the *IEEE Trans. PTGMITT* (see Ref. 6 by B. M. Schiffman and G. L. Matthaei)



SOURCE: Quarterly Progress Report 7, Contract DA 36-039 SC-87398, SRI; reprinted in the *IEEE Trans. PTCMTT* (see Ref. 6 by B. M. Schiffman and G. L. Matthaei)

FIG. 12.09-2 BAND-STOP FILTERS WITH $3 \lambda_0/4$ SPACING BETWEEN $\lambda_0/4$ STUBS

รูปที่ 5.2

ดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ในกรณีรูปที่ 5.2 (a) เป็นกรณีที่น่าสนใจสำหรับ ตัวกรองความถี่ ช่วงหยุดที่เป็นเวฟไกด์ เนื่องจากแบนด์วิดท์ที่ใช้งานได้ของเวฟไกด์มีค่อนข้างจำกัด จึงทำให้การใช้เวฟไกด์สร้างตัวกรองความถี่ช่วงหยุดที่มี ช่วงความถี่หยุด แคบๆ เป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลาย สำหรับช่วงความถี่หยุดแคบ ที่ถูกสร้างจากสตริปไลน์ค่าของแอดมิตแดนซ์ของสแตบที่ต่ออนุกรม Y_j จะมีค่ามากขึ้นเรื่อยๆทำให้ยากต่อการสร้าง(โดยเฉพาะยากที่จะสร้างให้มีค่า อันโพลดควิตี้ที่ดีได้) และจะได้ค่า ค่าความชันของซัสเซปแดนซ์ของสแตบที่ต่ออนุกรม เป็น

$$-b_j = \frac{\pi}{4} Y_j$$

Table 12.09-2

EXACT EQUATIONS FOR BAND-STOP FILTERS WITH $3\lambda_0/4$ SPACING BETWEEN STUBS OR RESONATOR IRISES

The filter structure is of the form in Fig. 12.09-2(a). For the dual case in Fig. 12.09-2(b), replace all admittances in the equations below with corresponding impedances.

- n = number of stubs
- Y_A, Y_B = terminating admittances
- Y_j ($j = 1$ to n) = admittances of short-circuited series stubs
- $(Y_{j-1,j})_k$ = admittance of k th ($k = 1, 2$ or 3) connecting line from the left, between stubs $j - 1$ and j
- g_j = values of the elements of the low-pass prototype network as defined in Fig. 12.02-1
- $\Lambda = \omega'_1 a$ where ω'_1 = low-pass cutoff frequency and a = bandwidth parameter defined in Eq. (12.09-2)
- (In all cases the left terminating impedance is arbitrary)

Case of $n = 2$:

$$Y_1 = Y_A \left(1 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (Y_{12})_1 = Y_A (1 + \Lambda g_0 g_1)$$

$$Y_2 = Y_A \frac{g_0}{\Lambda g_2} (1 + 2\Lambda g_2 g_3); \quad (Y_{12})_2 = Y_A g_0 g_3 \left(\frac{1}{1 + \Lambda g_2 g_3} \right)$$

$$Y_B = Y_A g_0 g_3; \quad (Y_{12})_3 = Y_A g_0 g_3 \left(\frac{1 + 2\Lambda g_2 g_3}{1 + \Lambda g_2 g_3} \right)$$

Case of $n = 3$:

$$Y_1 = Y_A \left(3 + \frac{1}{\Lambda g_0 g_1} \right); \quad (Y_{12})_1 = Y_A \left(\frac{1 + 3\Lambda g_0 g_1}{1 + 2\Lambda g_0 g_1} \right)$$

$$(Y_{12})_2 = Y_A \left(\frac{1 + \Lambda g_0 g_1}{1 + 2\Lambda g_0 g_1} \right)$$

$$Y_2 = Y_A \frac{g_0}{\Lambda g_2}; \quad (Y_{12})_3 = Y_A (1 + \Lambda g_0 g_1)$$

$$(Y_{23})_1 = Y_A \frac{g_0}{g_4} (1 + \Lambda g_3 g_4)$$

$$Y_3 = Y_A \frac{g_0}{g_4} \left(3 + \frac{1}{\Lambda g_3 g_4} \right); \quad (Y_{23})_2 = Y_A \frac{g_0}{g_4} \left(\frac{1 + \Lambda g_3 g_4}{1 + 2\Lambda g_3 g_4} \right)$$

$$Y_B = Y_A \frac{g_0}{g_4}; \quad (Y_{23})_3 = Y_A \frac{g_0}{g_4} \left(\frac{1 + 3\Lambda g_3 g_4}{1 + 2\Lambda g_3 g_4} \right)$$

SOURCE: Quarterly Progress Report 7, Contract DA 36-039 SC-87398, SRI; reprinted in the IEEE Trans. PTCMTT (see Ref. 6 by B. M. Schiffman and G. L. Matthaei)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการออกแบบชิ้นงาน

การออกแบบตัวกรองความถี่ช่วงหยุดโดยใช้สตริปไลน์ที่ความถี่ 4GHz โดยมีแบนด์วิดธ์ 5 % และมีตำแหน่งความถี่ศูนย์กลาง $f_0 = 4 \text{ GHz}$

ใช้ทฤษฎี เชบีเชฟ โดยให้ $n = 3$ และ แรงดันกระเพื่อมที่ช่วงความถี่ผ่าน ที่ 0.5 dB มีแฟรคชันแบนด์วิดธ์ = 0.05 (3.9-4.1GHz)

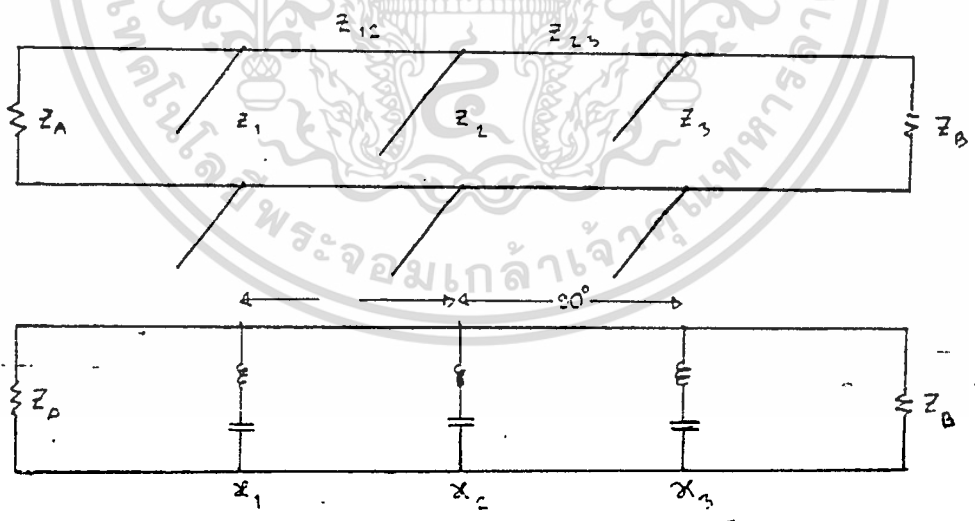
จากตารางในรูปที่ 19 ที่ แรงดันกระเพื่อมขนาด 0.5 dB $n=3$ จะได้

$$g_0 = g_4 = 1.0$$

$$g_1 = g_3 = 1.5963$$

$$g_2 = 1.0967$$

วงจรสมมูลก็คือ



ให้ $\omega' = 1$ และ $Z_A = Z_B = 50 \Omega$ $\omega_1 = 3.9, \omega_2 = 4.1, \omega_0 = 4$

$$a = \cot\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega_1}{\omega_0}\right) = 0.03929$$

เอกสารนี้ $A = \omega'_1 a = 0.03929$ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Z_1 = Z_A \left(1 + \frac{1}{A g_0 g_1}\right) = 847.209$$

$$Z_{12} = Z_A \left(1 + A g_0 g_1\right) = 53.136$$

$$Z_2 = \frac{Z_{A}g_0}{Ag_2} = 1160.377$$

$$Z_{23} = \frac{Z_{A}g_0}{g_4} (1 + Ag_3g_4) = 53.136$$

$$Z_3 = \frac{Z_{A}g_0}{g_4} \left(1 + \frac{1}{Ag_3g_4}\right) = 847.209$$

$$\lambda_B = \frac{Z_{A}g_0}{g_4} = 50$$

จาก $X_j = \frac{\pi}{4} Z_j$ จะได้

$$X_1 = X_3 = \frac{\pi}{4} Z_1 = 911.358$$

ให้เมนไลน์ มีขนาด กว้าง 0.184 นิ้ว ยาว 0.125 นิ้ว และช่องระหว่าง plane 0.312 นิ้ว

ให้สตัป มีขนาด กว้าง 0.125 นิ้ว ยาว 0.125 นิ้ว

จะได้

$$Z = 50 \quad \Omega$$

$$Z_0 = 59.4 \quad \Omega$$

คำนวณความยาวของ stub

จากรูป 33 และตารางที่ 3 จะได้

$$F(\Phi_1) = F(\Phi_3) = \frac{2X_1}{Z_0} = 22.404$$

$$F(\Phi_2) = \frac{2X_2}{Z_0} = 30.685$$

$$\Phi_1 = \Phi_3 = 73.7^\circ = 1.304 \text{ radians}$$

$$\Phi_2 = 77.0^\circ = 1.344 \text{ radians}$$

จากค่า Φ_1, Φ_2, Φ_3 ที่หาได้และค่าความยาวคลื่นที่ความถี่ 4 GHz = 2.95 นิ้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับอาจารย์ผู้สอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $L_1 = L_3 = 1.304 \times \frac{2.95}{2\pi} = 0.612$ นิ้ว
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_2 = 1.344 \times \frac{2.95}{2\pi} = 0.631 \text{ นีว}$$

จากรูปที่ 33 (a)

$$\omega_0 C_1 = \omega_0 C_3 = \frac{1}{Z_b \tan \Phi_1} = 4.601 \times 10^{-3}$$

$$\omega_0 C_2 = \frac{1}{Z_b \tan \Phi_2} = 3.885 \times 10^{-3}$$

ที่ $\omega_0 = 4 \text{ GHz}$ ได้

$$C_1 = C_3 = 0.183 \text{ pf}$$

$$C_2 = 0.154 \text{ pf}$$

$$X = 2.95 \text{ นีว}$$

คำนวณหา U_1

$$r = \frac{\left[\left(\frac{50}{847.209} + 53.136 \right) / 1160.377 \right] + 53.136}{50} = 2.91$$

$$h(r) = \frac{1}{\left[2.91 - \left(\frac{2.91-1}{2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$

$$U_1 = \frac{R_1}{Z_b} \frac{h(r)}{F(\Phi_1)} = 0.077$$

$$r = \frac{R_1}{R_0} \quad ; \quad R_1 = (50/847.209) + 53.136$$

$$R_0 = (50/847.209) + 53.136$$

จะได้ $r=1$

$$h(r)=1$$

$$U_2 = \frac{R_1}{Z_b} \frac{1}{F(\Phi_2)} = 0.055$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการออกแบบเราจะได้ว่าค่าแฟรกชันนอลแบนด์วิดท์ที่ 3 dB มีค่าต่ำสุดเท่ากับ 0.055 ซึ่งคิดเป็นความถี่คัทออฟได้ที่ช่วงแบนด์วิดท์จาก 3.78 ถึง 4.22 GHz

$$\text{แฟรกชันนอลแบนด์วิดท์} = \frac{\text{ช่วงความถี่}}{\text{ความถี่ที่ศูนย์กลาง}}$$

ความสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์ที่ต่อผ่านที่ความถี่ศูนย์กลางควรมีค่าเท่ากับ 104 dB

จากสมการในรูปที่ 4.11 จะได้ว่า

1. คำนวณค่าการลดทอนที่ ω_0 ได้ = 104 dB

2. คำนวณค่าความสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายที่ความถี่คัทออฟได้ = 0.74 dB

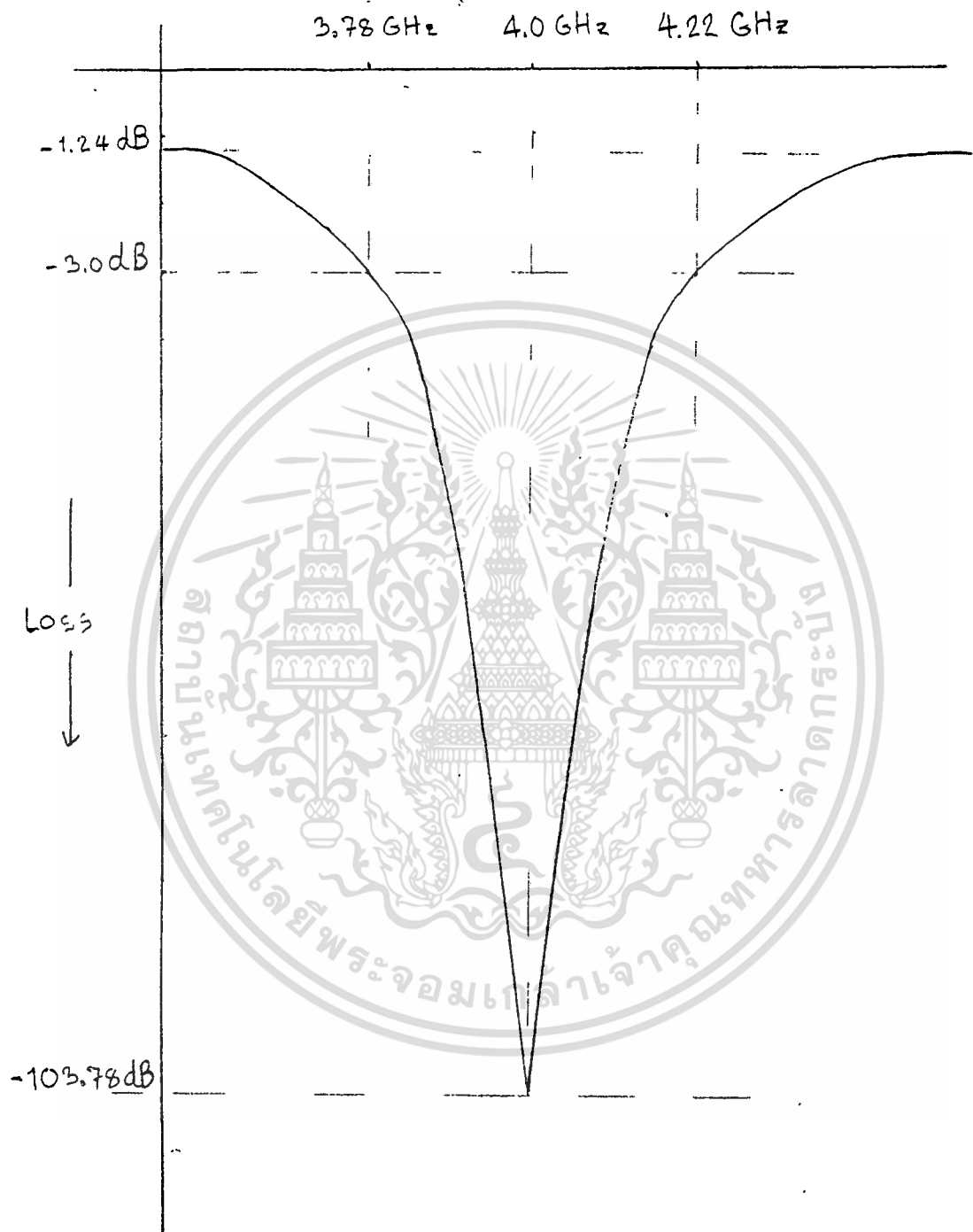
3. คำนวณค่าความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับได้ = 0.22 dB

* ความสูญเสียในช่วงความถี่ผ่านควรมีค่าเท่ากับความสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายบวกกับแรงดันกระเพื่อมที่ความถี่คัทออฟซึ่งได้ค่าเป็น 1.24 dB

* ความสูญเสียที่ความถี่ศูนย์กลางควรมีค่าเท่ากับการลดทอนที่ ω_0 ลบด้วยความสูญเสียเนื่องจากการสะท้อนกลับที่ ω_0 ซึ่งได้ค่าเป็น 103.78 dB

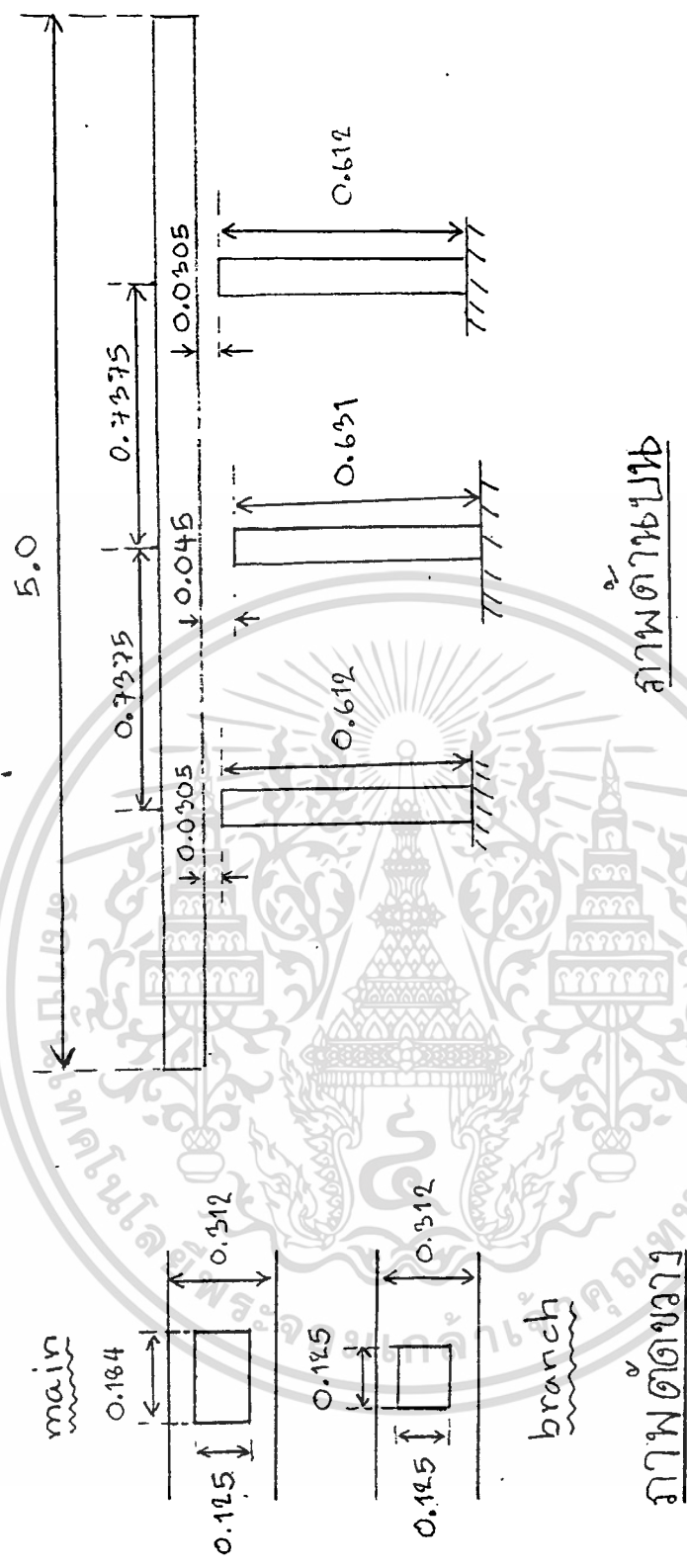
* ช่วงความถี่ที่ 3 dB คือ 3.78 GHz ถึง 4.22 GHz

จากการคำนวณเมื่อนำชิ้นงานไปทดสอบควรจะได้เอ๊าท์พุทมีลักษณะสัญญาณดังรูป



รูปที่ 5.3

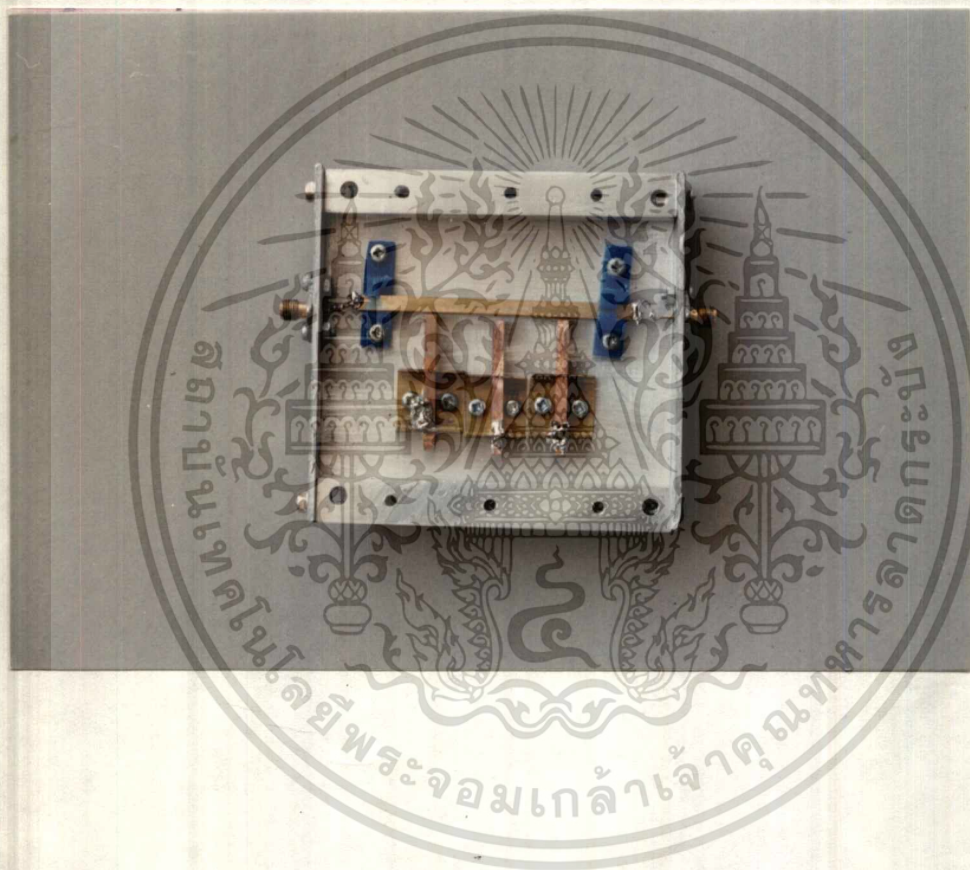
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หน่วย cm

รูปที่ 5.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดลอง

เมื่อนำชิ้นงานไปทดสอบผ่านเครื่องเน็ตเวิร์กอนาไลเซอร์โดยป้อนกำลังงานอินพุตเข้าไป ซึ่งมีขนาดช่วงเป็น 10 dB/ช่อง

หลักการของ S-parameter (Scattering parameter) ดังนี้



a1 คือสนามไฟฟ้าของสัญญาณที่เข้าสู่อินพุตของคอมโพเนนต์

b1 คือสนามไฟฟ้าของสัญญาณที่ออกจากอินพุตของคอมโพเนนต์

b2 คือสนามไฟฟ้าของสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของคอมโพเนนต์

a2 คือสนามไฟฟ้าของสัญญาณที่เข้าสู่เอาต์พุตของคอมโพเนนต์

การวัดค่าต่างๆ จะใช้พารามิเตอร์ดังนี้

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{ใช้วัดสัมประสิทธิ์การสะท้อนของอินพุต}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{ใช้วัดเกนหรือความสูญเสีย}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{ใช้วัดไอโซเลชัน (Isolation)}$$

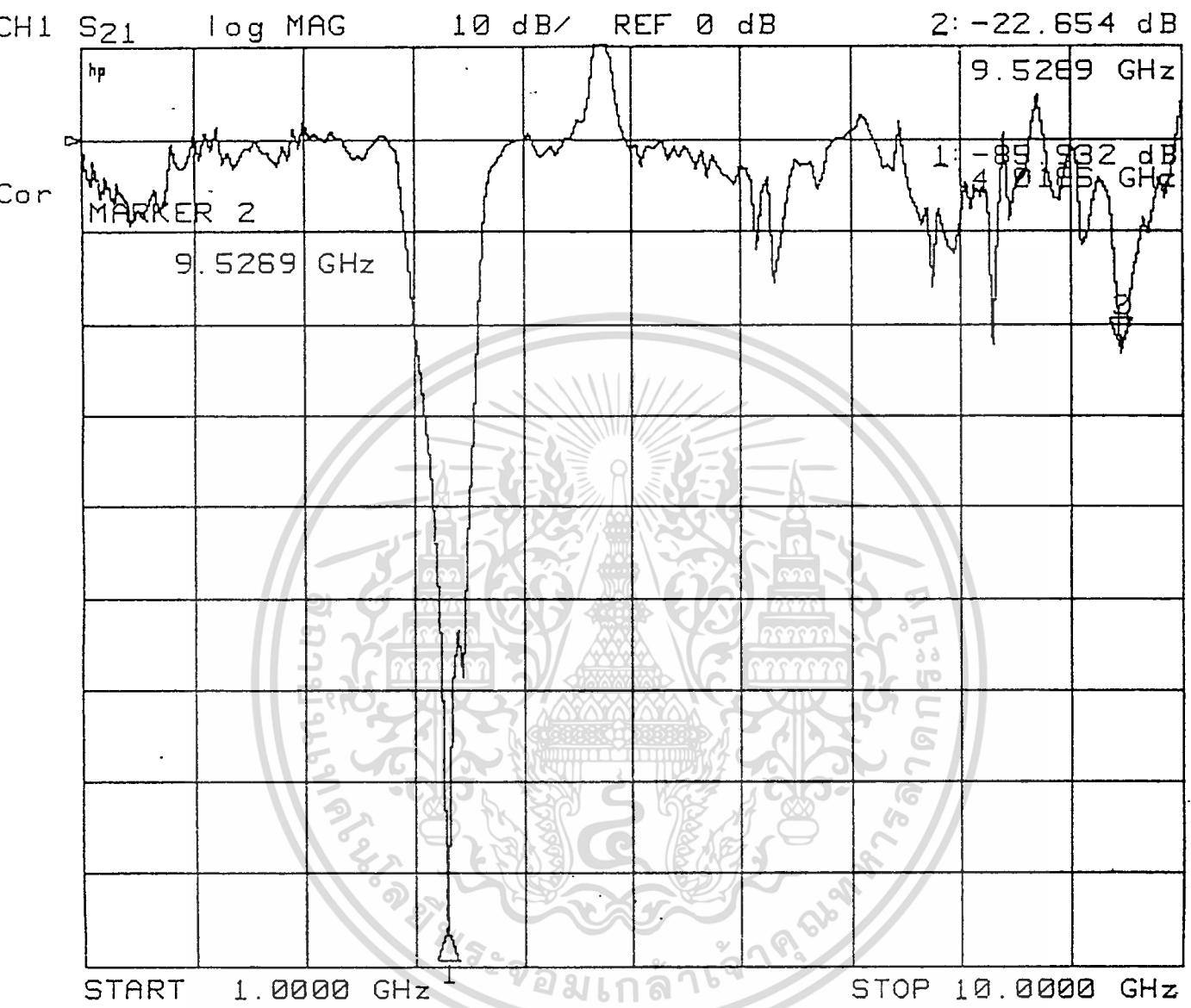
เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างสำหรับอาจารย์ผู้สอนที่อาจารย์ผู้สอนท่านนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 $S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$ ใช้วัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของเอาต์พุต
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวัดชิ้นงานคือตัวรองความถี่แบบช่วงหยุดนั้นเราจะใช้เน็ตเวิร์คอนาไลเซอร์ดังนี้

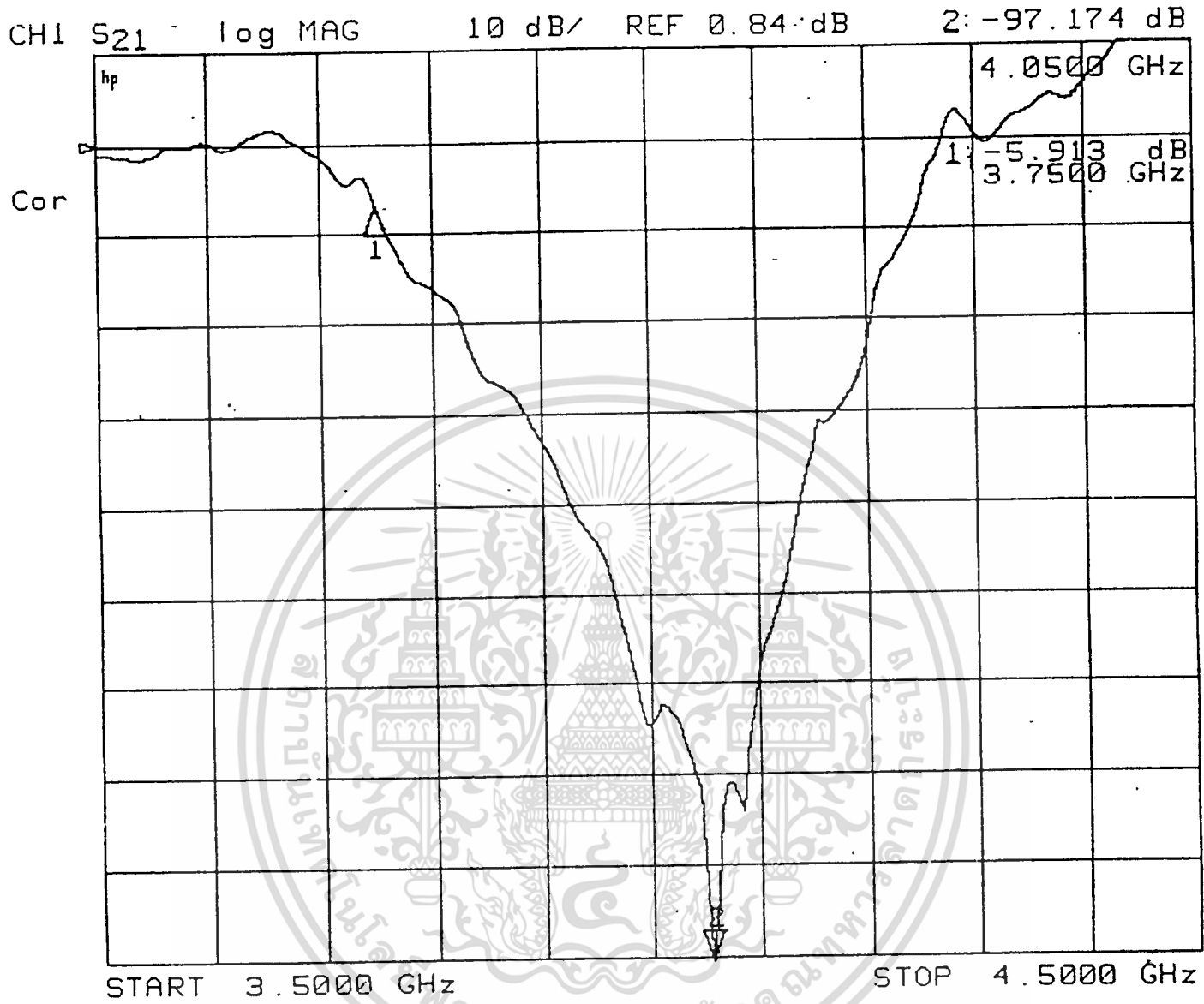
1. วัดความสูญเสียที่เกิดจากชิ้นงานพารามิเตอร์ S_{21}
2. วัดค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่อินพุทโดยใช้พารามิเตอร์ S_{11}



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

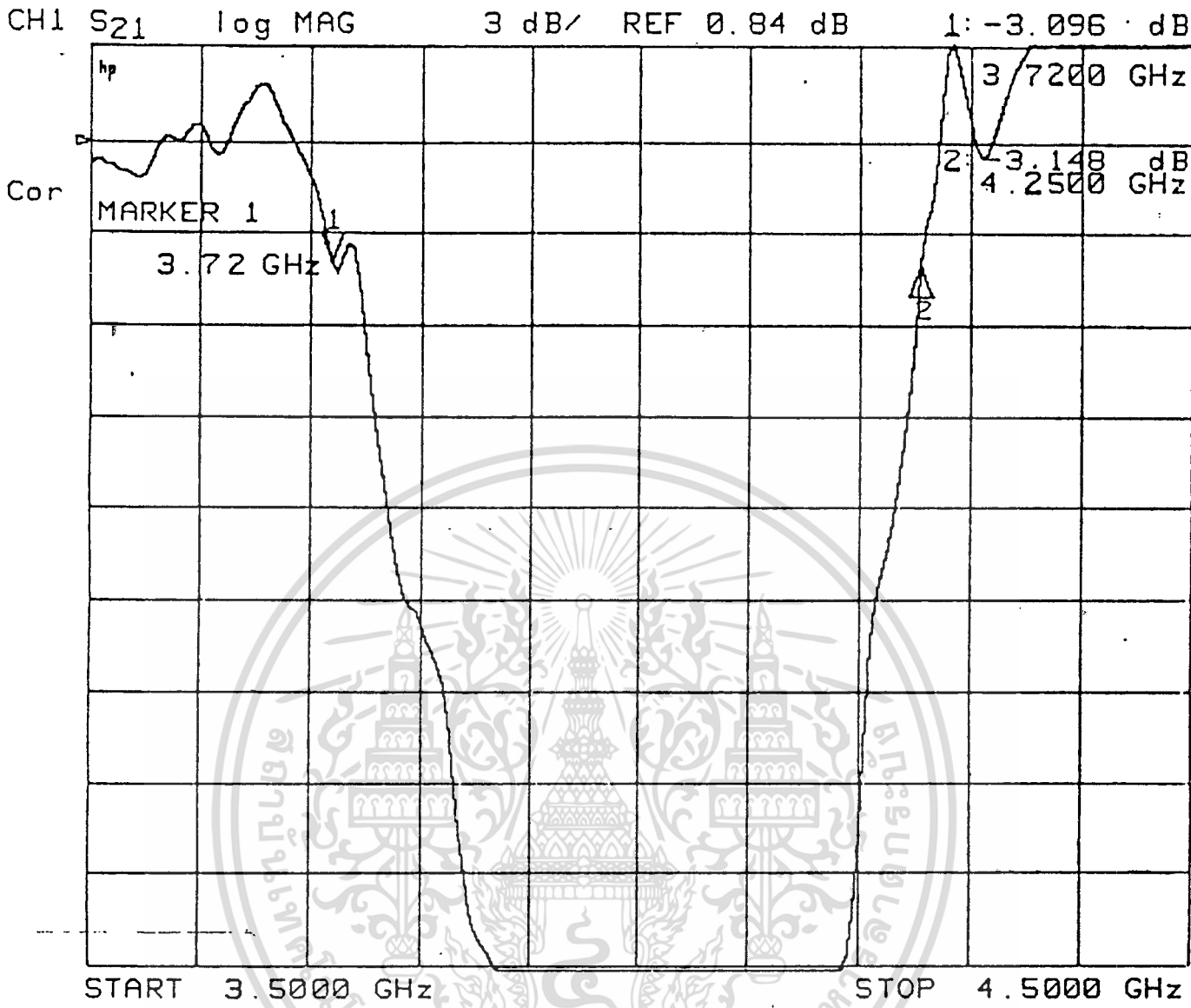


รูปที่ 6.1



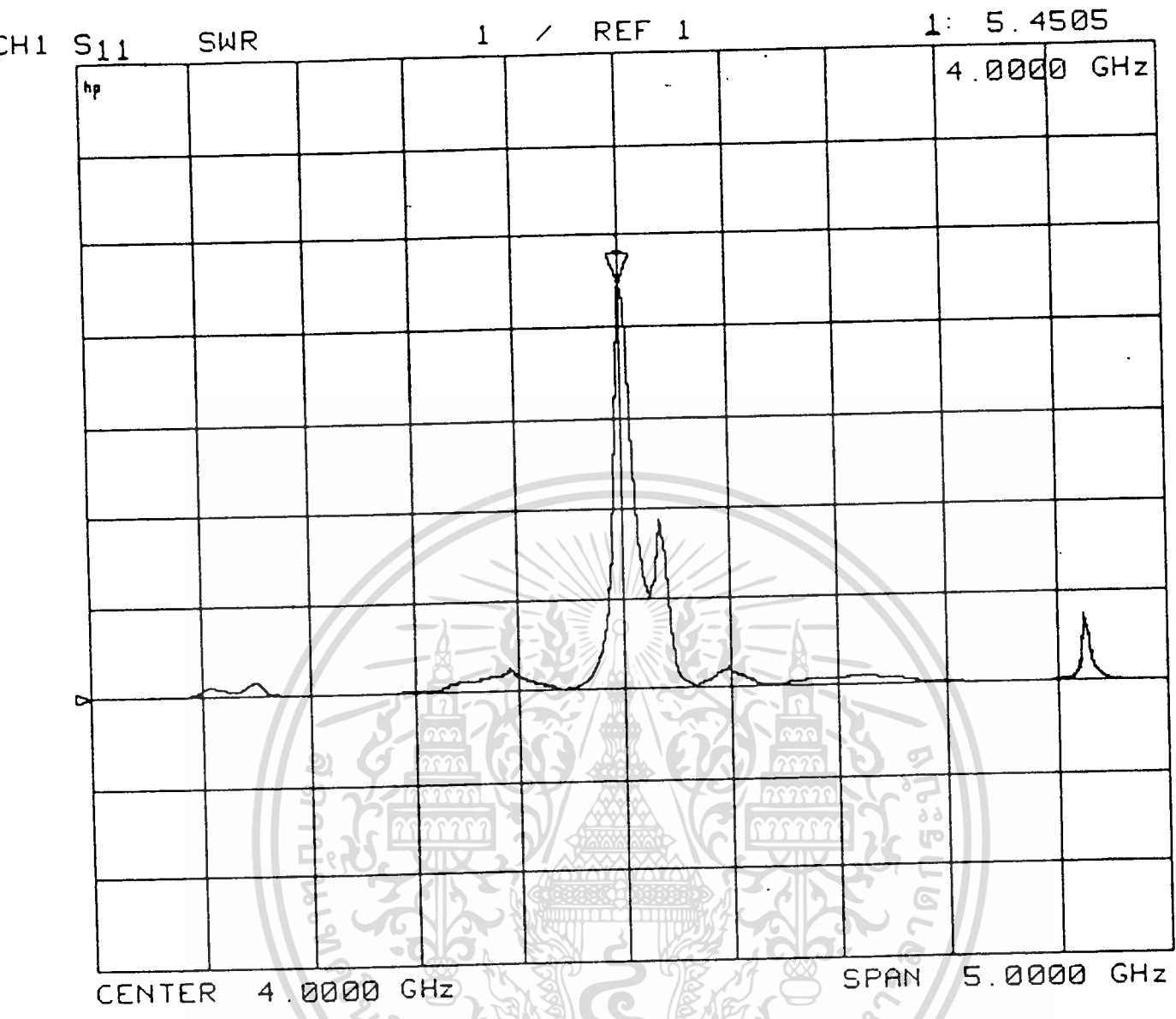
รูปที่ 6.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.3 -

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า ช่วงแบนด์วิดธ์ที่ 3 dB มีค่ามากกว่าที่คำนวณได้คิดเป็น 0.2045 % ค่าความสูญเสียในช่วงความถี่ผ่านควรมีค่าของแรงดันกระเพื่อมเป็น 1.24 dB. ซึ่งจากผลการทดลอง จากกราฟพบว่าในช่วงความถี่ผ่านได้ผลไม่ตรงกับที่คำนวณไว้ อย่างไรก็ตาม ความสูญเสียที่เกิดขึ้นก็ยังมีค่าน้อยกว่า 3 dB (ซึ่งค่าของกำลังงาน(power)เอาท์พุทจะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังงานอินพุท)ซึ่งยอมรับได้

ค่าความสูญเสียที่ความถี่ศูนย์กลางควรมีค่าสูงสุด 104 dB แต่จากผลการทดลองมีค่า 97.174 dB ซึ่งแตกต่างจากที่คำนวณได้เล็กน้อย พร้อมกับความถี่ศูนย์กลางเลื่อนไปที่ 4.05 GHz คิดเป็น 0.12%

จะสังเกตได้ว่าผลการทดลองที่ได้ จะมีค่าที่แตกต่างออกไปจากที่คำนวณได้ เหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจาก

- ความสูญเสีย ที่เกิดจากวัสดุที่ใช้ทำชิ้นงาน ซึ่งรวมไปถึงขนาดที่คลาดเคลื่อนของชิ้นงาน
- ความสูญเสีย ที่เกิดจาก ฟริงกิงฟิลด์ (fringing field) ที่ แก๊ป (gap)
- ความสูญเสีย ที่เกิดจากการที่อิมพีแดนซ์ของ เมนไลน์ (main line) กับ แบรินช์ไลน์ (branch line) ไม่ตรงกัน
- ความสูญเสีย ที่เกิดจากการเชื่อมต่อชิ้นงาน

กิตติกรรมประกาศ

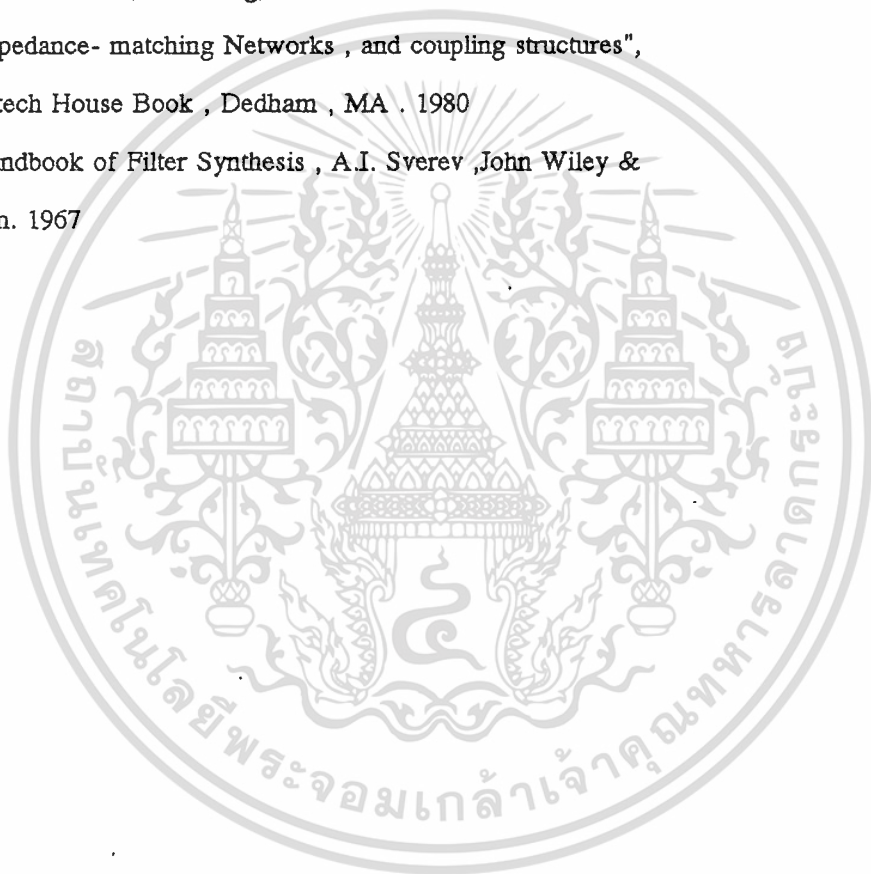
คณะผู้จัดทำขอขอบคุณ ผศ.สมผล โกศลวิตร ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สจล.ที่เป็นอาจารย์ที่ปรึกษาและคอยให้คำแนะนำและให้การช่วยเหลือเป็นอย่างดี ขอขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนที่คอยให้กำลังใจและให้ความช่วยเหลืออย่างดียิ่ง ขอขอบคุณพี่ๆ ที่ช่วยให้คำแนะนำการใช้ อุปกรณ์ ขอขอบคุณเป็นอย่างสูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. G.L. Mathaei ,L . Young, E.M.T. Jones," Microwave Filter , Impedance- matching Networks , and coupling structures", Artech House Book , Dedham , MA . 1980
2. Handbook of Filter Synthesis , A.I. Sverev ,John Wiley & Son. 1967



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้