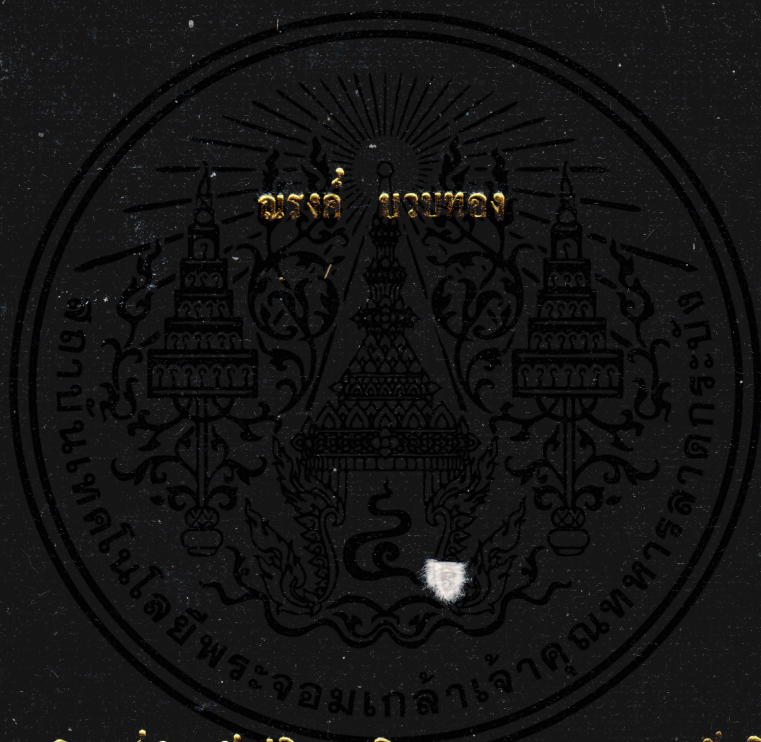


การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ใช้การขั้วอินโทลจริงและโพลวิกฤต  
DESIGN FOR MULTIPLE-REAL-POLE/MULTIPLE-CRITICAL-POLE FILTER



วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

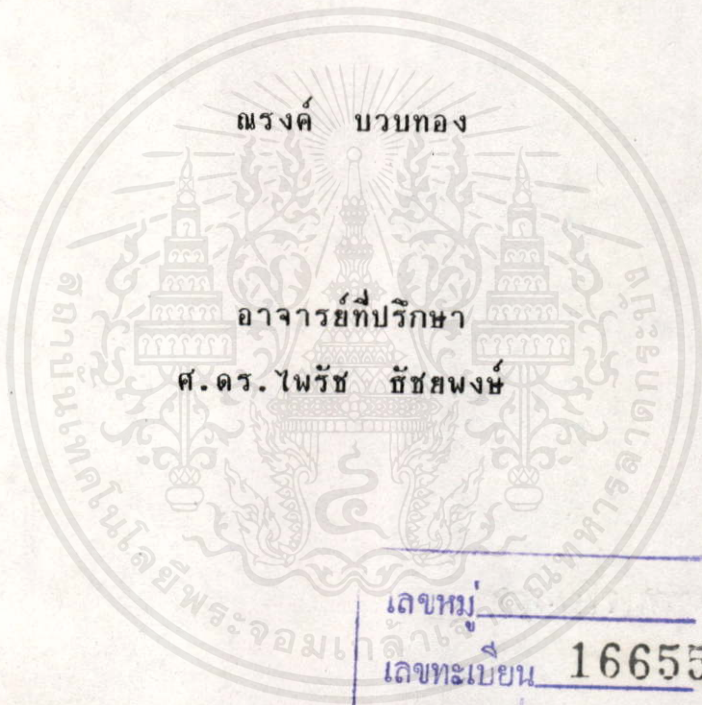
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2533

ISBN 974-0155-33-1

กองห้องสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรรองความถี่ที่ใช้การช้อนโวลจริงและโพลวิกฤต



เลขหมู่ \_\_\_\_\_  
เลขทะเบียน 16655  
วัน, เดือน, ปี 8 ก.ค. 2534

วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2533

DESIGN FOR MULTIPLE-REAL-POLE/MULTIPLE-CRITICAL-POLE FILTER

Narong Buabthong

ADVISOR

Prof. Dr. Pairash Thajchayapong

B.Sc. (1<sup>st</sup> Hons, London)

A.C.G.I. Ph.D. (Cantab)

DISSERTATION FOR THE DEGREE OF MASTER OF ENGINEERING  
IN ELECTRICAL ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY  
CHAOKHUN TAHARN LADKRABANG

ACADEMIC YEAR 1990

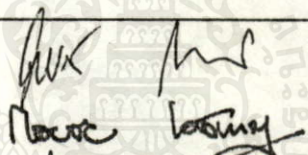

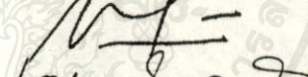
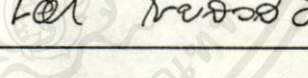
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับสาร ซึ่งไม่มีเพื่อการตีพิมพ์อื่น ๆ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ ISBN 974-8155-33-1 ราชองเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
แบบฟอร์มการให้คะแนนการสอบวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ใช้การช้อน โพลจริงและ โพลวิกฤต  
Design For Multiple-real Pole/Multiple-critical-Pole Filter

รายนามนักศึกษา นายณรงค์ บวมทอง รหัสประจำตัว 27126-013  
หลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ศ.ดร. ไพรัช รัชชพงษ์

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมการสอบ	ลายมือชื่อ
ศ.ดร. ไพรัช รัชชพงษ์	
ผศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ	
รศ.ดร. พุศิกดิ์ ชีวสุวิทย์	
รศ.ดร. วัลลภ สู่ระกำพลธร	
ดร. เอก ไชยสวัสดิ์	

ค่าระดับคะแนนรวมทั้งเป็น เอกฉันท์จากคณะกรรมการสอบ 0 (OUTSTANDING)

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 17 พฤษภาคม 2534 เวลา 13.30 น.

สถานที่สอบ ห้องประชุมสำนักวิจัยคอมพิวเตอร์

บัณฑิตวิทยาลัย รับรองแล้ว

  
(นายศุภชัย รัตโนภาส)  
รองอธิการบดีฝ่ายวิชาการ

รักษาราชการแทนคณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาใดๆและต้องอ้างอิงถึงบัณฑิตวิทยาลัย  
วันที่ 20 เดือน พ.ค. พ.ศ. 2534

## บทคัดย่อ

วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท ซึ่งให้ผลตอบสนองขนาดราบเรียบที่สุดในย่านผ่านสัญญาณ การสร้างวงจรใช้วิธีคาสเคดด้วยวงจรลำดับที่สอง ทำให้ได้อัตราการคัทออฟที่ค่อนข้างต่ำ แต่อาจทำให้สูงขึ้นได้โดยเพิ่มจำนวน วงจรที่นำมาคาสเคดกัน

วงจรกรองความถี่แบบเมอร์โรแมฟ (MURROMAF) ใช้วิธีการช้อนรากจริงของฟังก์ชัน ทำให้สามารถนำไปสร้างวงจรด้วยวิธีคาสเคดวงจรลำดับที่สาม ดังนั้นเมื่อเปรียบเทียบกับในลำดับที่เท่ากัน แบบเมอร์โรแมฟยอมใช้จำนวนโอเปอเรชันแอมพลิฟายเออร์น้อยกว่าแบบบัตเตอร์เวิร์ท

วงจรกรองความถี่ที่มีลำดับสูงๆ จะมีผลเสียในด้านค่าตัวประกอบ Q ของวงจรจะสูง ซึ่งมีผลทำให้ความไวสูง จึงยากต่อการสร้างเป็นวงจร การลดค่าตัวประกอบ Q สามารถทำได้โดยการช้อนโพลวิกฤต วายและเชน (CHE-HO WEI and Y. CHIEN) ได้นำหลักการนี้ร่วมกับหลักการของเมอร์โรแมฟสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดใหม่ ซึ่งฟังก์ชันประกอบด้วยการช้อนโพลจริงและการช้อนโพลวิกฤต ทำให้ได้วงจรที่มีค่าตัวประกอบ Q ต่ำและสร้างวงจรด้วยวงจรลำดับที่สาม

วิทยานิพนธ์นี้ได้แสดงการออกแบบวงจรกรองความถี่ ที่ฟังก์ชันประกอบด้วยการช้อนโพลจริงและการช้อนโพลวิกฤต 3 ประเภทด้วยกัน ประเภทแรกจะให้ผลตอบสนองในย่านผ่านสัญญาณเป็นแบบขอดคลื่นเท่ากันหมด ประเภทสองให้ผลตอบสนองในย่านผ่านสัญญาณเป็นแบบปรับคณสมบัติได้ตั้งแต่แบบราบที่สุดจนถึงแบบขอดคลื่นเท่ากันหมด ประเภทสามให้ผลตอบสนองในย่านผ่านสัญญาณเป็นแบบราบเรียบที่สุดที่มีอัตราการบั่นทอนสูง ซึ่งให้ผลที่ดีกว่าของวายและเชน [9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ABSTRACT

The Butterworth filter is normally realized by cascading second order blocks. The MURROMAF filter uses multiple-real-root polynomial aiming at realization by third order blocks. In comparison with the Butterworth filter, MURROMAF use operation amplifier less than Buterworth.

The higher order filter has high Q-factor yielding high sensitivity and is very difficult to be realizable. The reduction of Q-factor can be achieved by using multiple-critical-pole polynomial.

This thesis describes techniques to obtain three classes of multiple-real-pole/multiple-critical-pole filter. The first one has equiripple in the passband while the second one exhibits the transitional characteristics between the maximally flat type and the equiripple type. Finally, the maximally flat type with sharp cutoff is achieved which has a better result than that of Wei and Chine [9].

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ศ.ดร.ไพรัช ชัยพงษ์ เป็นอย่างสูง ที่ได้ให้การประสิทธิ์  
ประสาทวิชาการแก่ผู้เขียน ตลอดจนช่วยแนะนำและให้คำปรึกษาในการทำวิทย  
นิพนธ์นี้จนสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

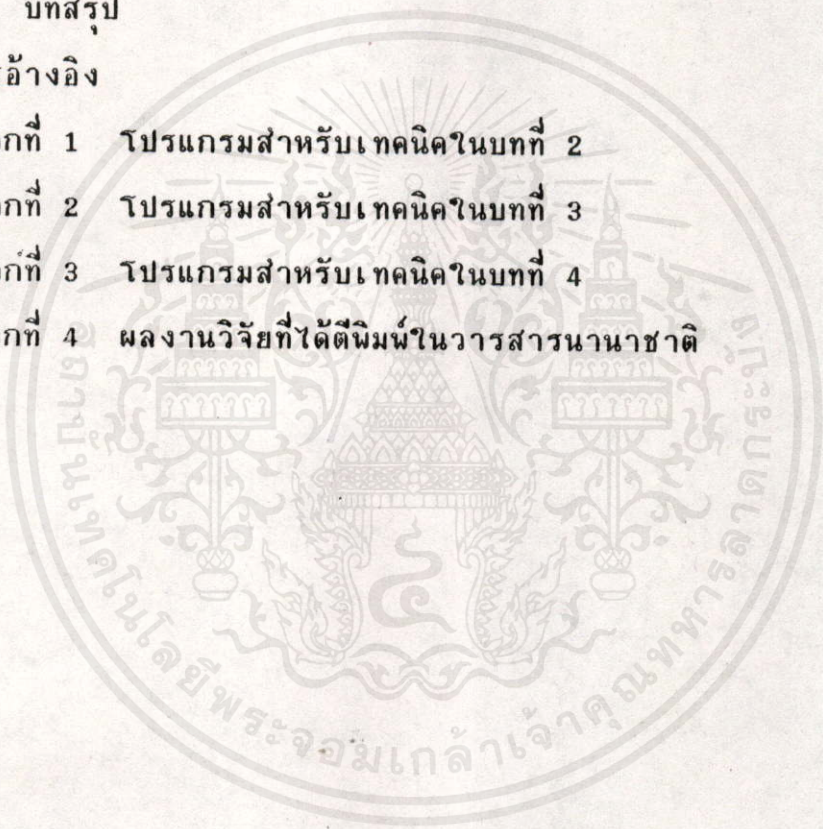
สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ	ง
ABSTRACT	จ
กิตติกรรมประกาศ	ฉ
สารบัญ	ช
สารบัญตารางประกอบ	ซ
สารบัญรูปประกอบ	ฅ
บทนำ	1
บทที่ 1 ความรู้เบื้องต้น	2
1.1 ตัวประกอบ Q (Q Factor)	2
1.2 ความไว (Sensitivity)	4
1.3 ฟังก์ชันบัตเตอร์เวิร์ธ	6
1.4 ฟังก์ชันเมอร์โรแมฟ	7
1.5 ฟังก์ชันมูโครแมฟ-มูโครเออร์	7
1.6 วงจรกรองความถี่แบบราบเรียบที่สุดที่ใช้การซ้อน โพลจริงและโพลวิกฤต	8
บทที่ 2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบอาร์ซีแอกทีฟ ซึ่งใช้ การซ้อนโพลจริงและโพลวิกฤต ที่มีขนาดของริบเบิลเท่ากัน	10
2.1 การออกแบบฟังก์ชัน	10
2.2 ผลตอบสนองต่อเวลาหนึ่ง	13
2.3 ตัวอย่างการออกแบบ	13
บทที่ 3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อาร์ซีแอกทีฟ ชนิดที่ ปรับคุณสมบัติได้ ซึ่งใช้การซ้อนโพลจริงและโพลวิกฤต	19
3.1 การออกแบบฟังก์ชันให้มีคุณสมบัติแบบราบเรียบที่สุด	19
3.2 การออกแบบฟังก์ชันที่ปรับคุณสมบัติได้	21
3.3 ตัวอย่างการออกแบบ	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งนี้ ลิขสิทธิ์จะโอนให้สถาบันอื่นโดยไม่มีเงื่อนไขอันเนื่องมาจากการนำเอกสารนี้ไปใช้

บทที่ 4	การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อาร์ซีแอกทีฟ ชนิดราบ เรียบที่สุด ซึ่งใช้การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต ที่ให้อัตรา การบั่นทอนสูง	29
4.1	การออกแบบฟังก์ชัน	29
4.2	ตัวอย่างการออกแบบ	35
บทที่ 5	การทดลองวงจร	49
บทที่ 6	บทสรุป	58
เอกสารอ้างอิง		59
ภาคผนวกที่ 1	โปรแกรมสำหรับเทคนิคในบทที่ 2	61
ภาคผนวกที่ 2	โปรแกรมสำหรับเทคนิคในบทที่ 3	76
ภาคผนวกที่ 3	โปรแกรมสำหรับเทคนิคในบทที่ 4	80
ภาคผนวกที่ 4	ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ	86



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

## สารบัญตารางประกอบ

หน้า

ตารางที่	1.1 แสดงความไวของ $Q$ ของวงจรถัดเลนและคีย์ ที่มีค่าอัตราขยาย $K$	6
ตารางที่	2.1 แสดงค่า $Q_c$ และค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน	14
ตารางที่	2.2 แสดงตำแหน่งโพลและตัวประกอบ $Q$	15
ตารางที่	3.1 แสดงตำแหน่งโพลและตัวประกอบ $Q$	25
ตารางที่	4.1 แสดงตำแหน่งโพลและตัวประกอบ $Q$	36
ตารางที่	4.2 แสดงค่า $Q_c$ ของ $n = 4, 6, 8, 10, 12$ $\mu_c = 1, 2, 3$ ; $m = 1$ และ $\mu_r = n/2$	45
ตารางที่	4.3 แสดงตำแหน่งโพลและตัวประกอบ $Q$ ของ $n = 6$ $\mu_c = 2$ $m_0 = m_1 = m_2 = 1$ $\omega_{o0} = 1.4$ $\omega_{o1} = 1.6$ $\omega_{o2} = 2.0$ rad/sec และ $\mu_r = 1, 2, 3, 4$	47
ตารางที่	5.1 เปรียบเทียบผลจาก PSpice กับผลจากการคำนวณ เมื่อ $\nu = 6$	54
ตารางที่	5.2 เปรียบเทียบผลจาก PSpice กับผลจากการคำนวณ เมื่อ $\nu = 4$	55
ตารางที่	5.3 เปรียบเทียบผลจาก PSpice กับผลจากการคำนวณ เมื่อ $\nu = 0$	56
ตารางที่	5.4 แสดงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง	57

## สารบัญรูปประกอบ

หน้า

รูปที่ 1.1	ลักษณะการตอบสนองของวงจรรองช่วงความถี่ผ่าน	2
รูปที่ 1.2	แสดงความสัมพันธ์ของโพลกับ $\omega_c$ และ $Q$	3
รูปที่ 1.3	วงจรถิลเลนและคีย์ลำดับที่สอง	5
รูปที่ 1.4	แสดงตำแหน่งโพลของฟังก์ชันแบบต่างๆ	9
รูปที่ 2.1		12
รูปที่ 2.2	แสดงผลตอบสนองย่านผ่านสัญญาณ เมื่อ $n = 6$	16
รูปที่ 2.3	แสดงผลตอบสนองย่านหยุดสัญญาณ เมื่อ $n = 6$	17
รูปที่ 2.4	แสดงผลตอบสนองกรุปดีเลย์ เมื่อ $n = 6$	18
รูปที่ 3.1		23
รูปที่ 3.2	แสดงผลตอบสนองย่านผ่านสัญญาณ เมื่อ $n = 6$	26
รูปที่ 3.3	แสดงผลตอบสนองย่านหยุดสัญญาณ เมื่อ $n = 6$	27
รูปที่ 3.4	แสดงผลตอบสนองกรุปดีเลย์ เมื่อ $n = 6$	28
รูปที่ 4.1		33
รูปที่ 4.2	แสดงผลตอบสนองสูญเสีย ของ $n = 10$ $\mu_r = 5$ $\mu_c = 2$ $m=1$ และ $\omega_c = 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5, \alpha$	46
รูปที่ 4.3	แสดงผลตอบสนองสูญเสีย ของ $n = 6$ $\mu_c = 2$ $m_0 = m_1 = m_2 = 1$ $\omega_{c0} = 1.4$ $\omega_{c1} = 1.6$ $\omega_{c2} = 2.0$ และ $\mu_r = 1, 2, 3, 4$	49
รูปที่ 5.1	วงจรถิลเลนและคีย์ลำดับที่สอง	49
รูปที่ 5.2	วงจรถิลเลนและคีย์ลำดับที่สาม	49
รูปที่ 5.3	แสดงผลตอบสนองของ $v = 6$	51
รูปที่ 5.4	แสดงผลตอบสนองของ $v = 4$	52
รูปที่ 5.5	แสดงผลตอบสนองของ $v = 0$	53

## บทนำ

การออกแบบวงจรรองความถี่ชนิดใหม่ ต้องเริ่มจากการหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณความถี่ต่างๆในแบบที่ต้องการ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงวิธีการออกแบบวงจรรองความถี่ชนิดใหม่ที่ประกอบด้วย การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต โดยได้แบ่งเนื้อหาเป็นดังนี้

บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นเกี่ยวกับตัวประกอบ Q และความไว (sensitivity) ในตอนท้ายได้กล่าวถึงฟังก์ชันการรองความถี่ ชนิดต่างๆ ซึ่งเป็นที่มาของการค้นพบฟังก์ชันใหม่

บทที่ 2 เป็นการกล่าวถึงวิธีการทางคณิตศาสตร์ ที่ใช้ในการออกแบบ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันที่มีผลตอบสนองในย่านผ่านสัญญาณเป็นแบบขอดคลื่นเท่ากันหมด ในตอนท้าย ได้แสดงตัวอย่างการออกแบบฟังก์ชัน

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงวิธีการทางคณิตศาสตร์ ที่ใช้ในการออกแบบ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันที่มีผลตอบสนองในย่านผ่านสัญญาณเป็นแบบที่สามารถปรับคุณสมบัติได้ ตั้งแต่แบบขอดคลื่นราบเรียบที่สุดจนถึงเป็นแบบขอดคลื่นเท่ากันหมด ในตอนท้ายก็ได้แสดงตัวอย่างการออกแบบฟังก์ชัน

บทที่ 4 เป็นการกล่าวถึงวิธีการทางคณิตศาสตร์ ที่ใช้ในการออกแบบ เพื่อให้ได้ฟังก์ชันที่มีอัตราการบั่นทอนสูง ซึ่งใช้การช้อนซีโรที่แกนจินตภาพ และในตอนท้ายก็ได้แสดงตัวอย่างการออกแบบฟังก์ชัน

บทที่ 5 เป็นการแสดงผลการทดลองของตัวอย่างฟังก์ชัน เพื่อให้เห็นว่าฟังก์ชันต่างๆที่ได้ออกแบบมานี้สามารถนำมาใช้ในทางปฏิบัติได้จริง การทดลองจะแสดงการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากการคำนวณกับผลที่ได้จากการใช้โปรแกรม PSpice

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลและวิจารณ์ถึงข้อดีและข้อเสียของฟังก์ชันแบบใหม่นี้ พร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการวิจัยที่สามารถพัฒนาต่อไปได้  
เพื่อให้สะดวกสำหรับผู้ค้นคว้าต่อไป ในภาคผนวกได้ให้รายละเอียดโปรแกรมที่ใช้ในแต่ละบทไว้ด้วย

## บทที่ 1

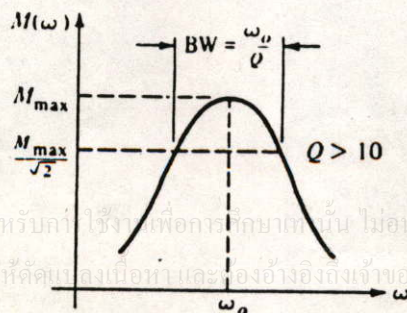
### ความรู้เบื้องต้น

การออกแบบวงจรกรองความถี่ จะต้องเริ่มต้นจากการหาฟังก์ชันกรองความถี่ที่ให้ผลตอบสนองขนาดใกล้เคียงกับฟังก์ชันในอุดมคติมากที่สุด แต่เนื่องจากวงจรใดๆ สามารถแทนได้เฉพาะฟังก์ชันที่อยู่ในรูปโพลีโนเมียลเศษส่วนเท่านั้น ดังนั้นในเบื้องต้นนี้จะได้ทำความเข้าใจเกี่ยวกับคุณลักษณะที่สำคัญของฟังก์ชันเสียก่อน

#### 1.1 ตัวประกอบ Q (Q Factor) [15], [16]

วงจรกรองความถี่แบบช่วงความถี่ผ่าน เป็นวงจรซึ่งออกแบบไว้ให้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ใดความถี่หนึ่งผ่านเท่านั้น ส่วนสัญญาณที่นอกเหนือจากช่วงความถี่นี้จะถูกบั่นทอนหมด ดังรูป 1.1  $M_{max}$  เป็นระดับค่าขยายสัญญาณสูงสุดที่ความถี่เพียงความถี่เดียว เรียกว่าเป็นความถี่เรโซแนนซ์ ( $\omega_0$ ) ถ้าความถี่แตกต่างไปจากความถี่เรโซแนนซ์ ระดับแรงดันสัญญาณออกจะลดลง และจะมีความถี่คู่หนึ่งขนานกับความถี่เรโซแนนซ์ เรียกว่าความถี่คutoff ที่ความถี่ทั้งสองนี้แรงดันสัญญาณจะเท่ากับ  $0.707 M_{max}$  ระยะห่างระหว่างความถี่นี้เรียกว่า แบนด์วิดท์ (Bandwidth) BW อัตราส่วนของความถี่เรโซแนนซ์ต่อแบนด์วิดท์เรียกว่า ตัวประกอบ Q (Quality Factor) หรือ Q ของวงจร

$$BW = \frac{\omega_0}{Q} \quad (1.1)$$



รูปที่ 1.1 ลักษณะการตอบสนองของวงจรกรองช่วงความถี่ผ่าน

นอกจากนี้ยังสามารถใช้  $\omega_0$  และ  $Q$  อธิบายตำแหน่งโพลและซีโร ของ ฟังก์ชันของวงจรใดๆได้ โดยพิจารณาจากฟังก์ชันลำดับที่สอง ตามสมการ (1.2)

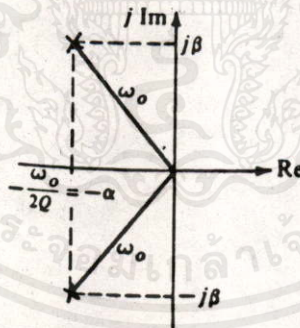
$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (1.2)$$

โพลโนเมียลส่วน  $D(s)$  สามารถจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$D(s) = (s + \alpha)^2 + \beta^2, \quad (1.3)$$

$$D(s) = s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2. \quad (1.4)$$

โดย  $-\alpha$  แทนค่าจริงของโพล  $\beta$  แทนค่าจินตภาพ  $\omega_0$  แทนขนาด (magnitude) ของโพล และ  $Q$  ก็จะเป็นค่าความชันของเส้นที่ลากจากจุดกำเนิดไปยังโพลตาม รูป 1.2



รูปที่ 1.2 แสดงความสัมพันธ์ของโพลกับ  $\omega_0$  และ  $Q$

ความสัมพันธ์ของ  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\omega_0$  และ  $Q$  แสดงได้ดังนี้

$$\text{เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ } \omega_0 = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}, \quad Q = \frac{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{2\alpha}. \quad (1.5)$$

$$\text{ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้} \quad \alpha = \frac{\omega_0}{2Q}, \quad \beta = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}. \quad (1.6)$$

เมื่อจัดตำแหน่งของโพลเรียบร้อยแล้ว การจัดโพลในเมเยลเศษสามารถจะทำให้เกิดฟังก์ชันแบบต่างๆได้เช่น ถ้าให้  $a_2 = a_1 = 0$  จะเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน ถ้า  $a_2 = a_0 = 0$  จะเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แบบช่วงความถี่ผ่าน และถ้า  $a_1 = a_0 = 0$  จะเป็น ฟังก์ชันกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน เป็นต้น

## 1.2 ความไว (Sensitivity) [15], [16], [17], [18]

การออกแบบวงจรกรองความถี่ หลังจากที่ได้ฟังก์ชันตามความต้องการแล้ว ก็ให้นำฟังก์ชันนั้นมาคำนวณค่าอุปกรณ์สร้างเป็นวงจรจริง แต่ในทางเป็นจริงค่าอุปกรณ์ต่างๆมักจะมีค่าไม่ตรงกับที่คำนวณได้ อันเนื่องมาจากการผลิต สภาวะแวดล้อมเช่น อุณหภูมิ และความชื้น หรือมีการเปลี่ยนแปลงทางเคมีเพราะมีอายุการใช้งาน ผลที่อุปกรณ์มีค่าเปลี่ยนไปนี้จะทำให้สมรรถนะของวงจรเปลี่ยนไป ไม่ตรงกับที่ได้ออกแบบไว้ การที่ค่าอุปกรณ์เปลี่ยนแล้วมีผลทำให้ฟังก์ชันของวงจรเปลี่ยนไปเรียกว่า "ความไว" ยิ่งฟังก์ชันใดมีความไวสูงก็หมายถึงว่า การเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์เพียงเล็กน้อย จะมีผลทำให้สมรรถนะของฟังก์ชันเปลี่ยนไปอย่างมาก ค่าความไวสามารถจะหาได้จาก อัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของสิ่งหนึ่งต่อการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของอีกสิ่งหนึ่ง เช่นถ้าต้องการทราบว่าความไวของ  $\omega_c$  อันเนื่องมาจากอุปกรณ์  $q$  จะหาได้จาก ค่าที่เปลี่ยนของ  $q$  คือ  $\Delta q$  ค่าการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $q$  คือ  $\Delta q/q$  และค่าที่เปลี่ยนของ  $\omega_c$  คือ  $\Delta \omega_c$  ค่าการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของ  $\omega_c$  คือ  $\Delta \omega_c/\omega_c$  ความไวของ  $\omega_c$  อันเนื่องมาจากอุปกรณ์  $q$  หาได้จาก

$$S_q^{\omega_c} = \lim_{\Delta q \rightarrow 0} \left( \frac{\frac{\Delta \omega_c}{\omega_c}}{\frac{\Delta q}{q}} \right) = \frac{q}{\omega_c} \frac{\delta \omega_c}{\delta q} \quad (q \neq 0, q \neq \infty, \omega_c \neq 0) \quad (1.7)$$

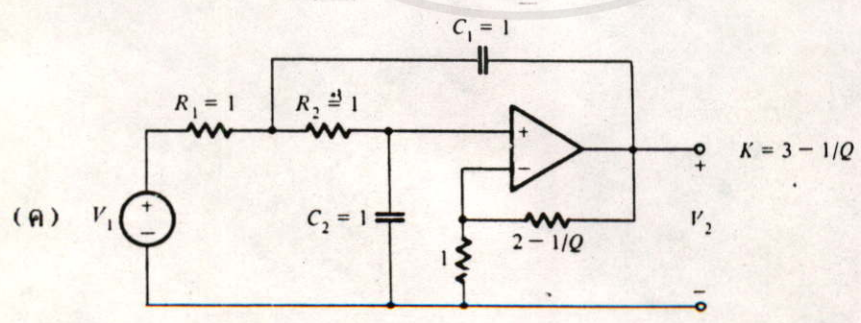
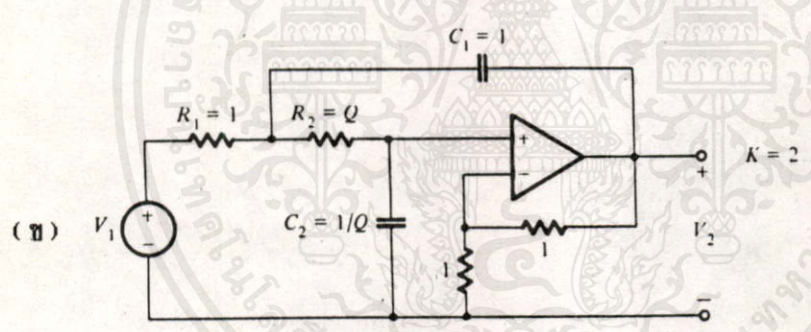
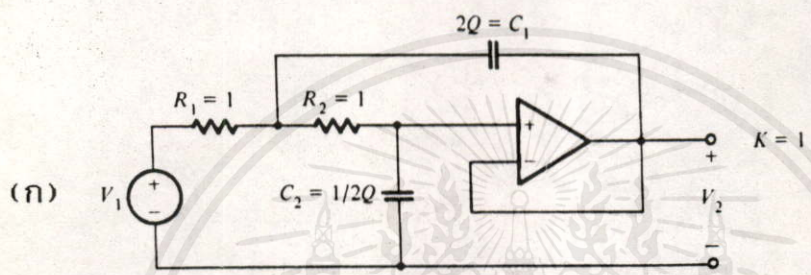
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ทำกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกันความไวของ  $Q$  อันเนื่องมาจากอุปกรณ์  $q$  หาได้จาก

$$S_q^Q = \lim_{\Delta q \rightarrow 0} \left( \frac{\frac{\Delta Q}{Q}}{\frac{\Delta q}{q}} \right) = \frac{q}{Q} \frac{\delta Q}{\delta q} \quad (q \neq 0, q \neq \infty, Q \neq 0) \quad (1.8)$$

โดย  $\Delta Q$  คือค่าการเปลี่ยนแปลงของ  $Q$

สำหรับวงจรซีลเลนและคีย์ลำดับที่สองทั้งสามแบบตามรูปที่ 1.3 สามารถหาความไวของ  $Q$  เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ต่างๆ ได้ตามตารางที่ 1.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 1.3 วงจรซีลเลนและคีย์ลำดับที่สอง (ก) แบบที่ 1, (ข) แบบที่ 2 และ (ค) แบบที่ 3

ตารางที่ 1.1 แสดงความไวของ  $Q$  ของวงจรซีลเลนและคีย์ ที่มีค่าอัตราขยาย  $K$

	แบบที่ 1 $K = 1$	แบบที่ 2 $K = 2$	แบบที่ 3 $K = 3 - 1/Q$
$S_{K_1}^Q$	0	$-\frac{1}{2} + Q$	$-\frac{1}{2} + Q$
$S_{K_2}^Q$	0	$\frac{1}{2} - Q$	$\frac{1}{2} - Q$
$S_{C_1}^Q$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} + Q$	$-\frac{1}{2} + 2Q$
$S_{C_2}^Q$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2} - Q$	$\frac{1}{2} - 2Q$
$S_K^Q$	$\frac{1}{2}$	$2Q$	$3Q - 1$
$S_{K_1}^K$	0	-1	$-(2Q - 1)$
$S_{K_2}^K$	0	1	$2Q - 1$
$S_{K_1}^K$	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{2Q - 1}{3Q - 1}$
$S_{K_2}^K$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{2Q - 1}{3Q - 1}$

จากตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่าวงจรในแบบที่ 2 และแบบที่ 3 ความไวของ  $Q$  จะขึ้นอยู่กับค่า  $Q$  ยิ่ง  $Q$  มีค่าสูงความไวก็จะยิ่งสูง สิ่งนี้เป็นการแสดงให้เห็นได้ว่า ฟังก์ชันใดที่มีค่า  $Q$  สูง ความไวก็จะสูงด้วย สมรรถนะของวงจรก็มีโอกาสผิดพลาดได้ง่าย

### 1.3 ฟังก์ชันบัตเตอร์เวิร์ธ [15], [16], [17], [18]

ฟังก์ชันบัตเตอร์เวิร์ธ เป็นฟังก์ชันที่ตั้งอยู่บนพื้นฐานของฟังก์ชันลำดับที่สอง ซึ่งมีรูปแบบฟังก์ชันขนาดกำลังสองคือ

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0}{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}} \quad (1.9)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลลงเนื้อหา และต้องขออนุญาตของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $n$  เป็นลำดับของฟังก์ชัน ซึ่งอาจเป็นเลขจำนวนคู่หรือจำนวนคี่ก็ได้ ถ้า  $n$  เป็นจำนวนคู่โพลของฟังก์ชันจะเป็นจำนวนเชิงซ้อนที่จับคู่คอนจูเกตกัน การสร้างวงจรด้วยวิธีคาสเคดต้องใช้วงจรลำดับที่สองทั้งหมด แต่ถ้า  $n$  เป็นเลขจำนวนคี่ แสดงว่าฟังก์ชันประกอบด้วยโพลจริงหนึ่งโพล กับส่วนที่เหลือซึ่งเป็นโพลเชิงซ้อนที่จับคู่คอนจูเกตกัน การสร้างวงจรด้วยวิธีคาสเคดจะใช้วงจรลำดับที่สามหนึ่งวงจรนอกนั้นเป็นวงจรลำดับที่สอง

#### 1.4 ฟังก์ชันเมอร์โรแมฟ [6], [7]

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบบัตเตอร์เวิร์ธหรือแบบเชบีเชฟ มีโพลจริงได้สูงสุดเพียงโพลเดียว (ในกรณีฟังก์ชันคี่) ดังนั้นการสร้างวงจรด้วยวิธีคาสเคดจึงสามารถใช้วงจรร้อยลำดับที่สามได้เพียงวงจรเดียว นอกนั้นต้องเป็นลำดับที่สอง ส่วนฟังก์ชันเมอร์โรแมฟนี้ จะเป็นฟังก์ชันที่มีลักษณะเดียวกับฟังก์ชันบัตเตอร์เวิร์ธ แต่ได้กำหนดให้มีการซ้อนโพลจริง  $\mu$  ตำแหน่งเดียวกัน เท่ากับจำนวนคู่ของโพลเชิงซ้อน ดังนั้นการสร้างวงจรจึงสามารถใช้การคาสเคดด้วยวงจรร้อยลำดับที่สามได้ทั้งหมด รูปแบบของฟังก์ชันขนาดกำลังสองเป็นดังนี้

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{1}{(1+\alpha^2\omega^2)^\mu \left[ \prod_{i=0}^n a_i (\alpha\omega)^{2i} \right]} \quad (1.10)$$

โดยที่  $\mu$  = จำนวนโพลจริงที่ซ้อนกัน  
 $\alpha$  = ตัวประกอบการสเกลที่ทำให้  $G(j\omega)^2 = 1/2$   
 $n$  = จำนวนโพลเชิงซ้อน

ลำดับของฟังก์ชันมีค่าเท่ากับ  $n+\mu$  โดย  $\mu$  ควรเท่ากับ  $n/2$  เพื่อให้สามารถสร้างวงจรด้วยวงจรร้อยลำดับที่สามได้ทั้งหมด สำหรับค่าสัมประสิทธิ์  $a_i$  ( $i=0, 1, 2, \dots, n$ ) หาได้จาก  $(-1)^i \binom{\mu+i-1}{i}$

1.5 ฟังก์ชันมูโครแมฟ-มูโครเออร์ [4], [5] เป็น โมโนมูโครให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณไม่มากนักในการสร้างแบบจำลองของระบบควบคุมเชิงอำนาจของแอกสทรกทอริงที่มีการนำไปใช้ในการสร้างวงจรกรองความถี่แบบแอดคทีฟ มักจะนำวงจรลำดับที่สองมาต่อคาสเคด (cascade) กันเป็นส่วนๆ โดยแต่ละส่วนจะประกอบด้วยคู่ของโพล

เชิงซ้อนของทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน และจะมีโพลอยู่คู่หนึ่งที่ให้ค่า  $Q$  สูงที่สุดเรียกว่า โพลวิกฤต ทำให้การสร้างวงจรในส่วนนี้เป็นไปได้ยากและมีราคาสูง เนื่องจากต้องใช้อุปกรณ์ที่มีเสถียรภาพสูง

มีบางคนได้เสนอวิธีลดค่า  $Q$  โดยการหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันพิเศษ ซึ่งเพิ่มดีกรีให้สูงขึ้น แต่มีค่า  $Q$  ลดลง ฟังก์ชันเหล่านี้หาได้โดยวิธีออปติไมเซชัน (Optimization) แต่ก็ไม่สามารถกำหนดฟังก์ชันได้อย่างแน่นอนตายตัว เพราะแต่ละฟังก์ชันขึ้นอยู่กับวิธีออปติไมเซชัน พรีเมอลี (Premoli) ได้เสนอการลดค่า  $Q$  รุ่นใหม่ โดยเพิ่มจำนวนโพลคู่วิกฤต ทำให้ได้ฟิลเตอร์รุ่นใหม่อีก 2 แบบคือ มัลติครอแมฟ (MULTiple-Critical-ROot-MAXimally-Flat) และ มัลติครอเออร์ (MULTiple-Critical-ROot-EQUAL-Ripple) โดยมีลักษณะของโพลีโนเมียล ดังนี้

$$\begin{aligned} \Gamma_{m+s}(j\omega, H)\Gamma_{m+s}(-j\omega, H) &= |\Gamma_{m+s}(j\omega, H)|^2 \\ &= W(\omega^2) \cdot A(\omega^2). \end{aligned} \quad (1.11)$$

โดย 
$$W(\omega^2) = (\omega^4/\omega_{oc}^4 - h_c\omega^2/\omega_{oc}^2 + 1)^{\mu_c} \quad (1.12)$$

$$A(\omega^2) = \sum_{i=0}^{m-2} a_i \omega^{2i} \quad (1.13)$$

$$h_c = 2 - 1/Q_c^2. \quad (1.14)$$

$\mu_c$  = จำนวนชั้นของโพลคู่วิกฤต

เมื่อเทียบกับฟังก์ชันแบบบัตเตอร์เวิร์ทหรือแบบเชบ์เชฟแล้ว ในลำดับที่เท่ากัน ฟังก์ชันแบบมัลติครอแมฟและมัลติครอเออร์ จะให้ค่า  $Q$  ที่ต่ำกว่าฟังก์ชันทั้งสอง ดังนั้นการนำไปสร้างเป็นวงจรจริงย่อมทำได้วงจรที่มีค่าความไวต่ำ

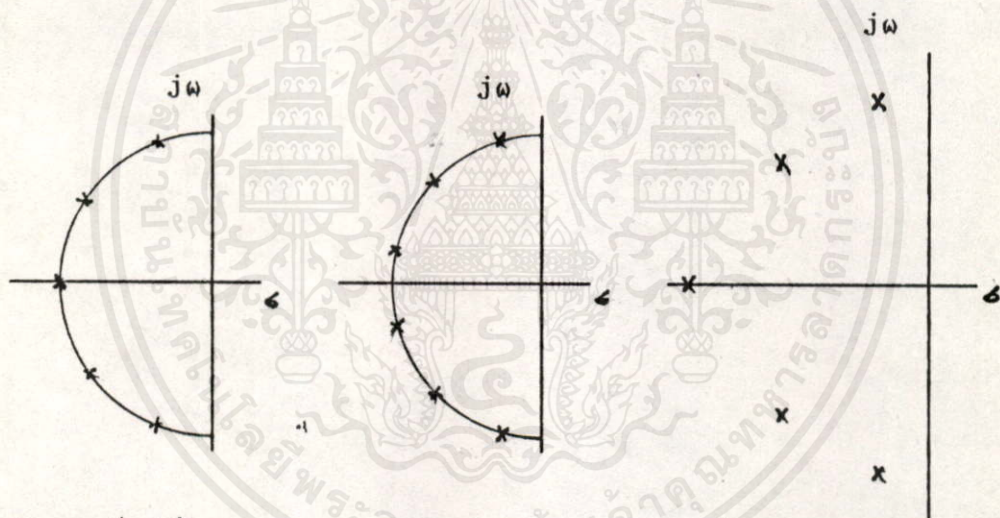
## 1.6 วงจรกรองความถี่แบบราบเรียบที่สุดที่ใช้การซ้อนโพลจริงและโพลวิกฤต [9]

วายและเซนได้นำคุณสมบัติที่ดีของฟังก์ชันแบบเมอร์โรแมฟและมัลติครอแมฟ มาสร้างเป็นฟังก์ชันใหม่ โดยการทำให้ได้ฟังก์ชันที่มีค่า  $Q$  ของโพลวิกฤตต่ำ และเมื่อนำไปสร้างเป็นวงจรจริงจะใช้การคาสเคดของวงจรลำดับที่สามได้ ลักษณะของฟังก์ชันการบั่นทอนกำลังสองเป็นดังนี้

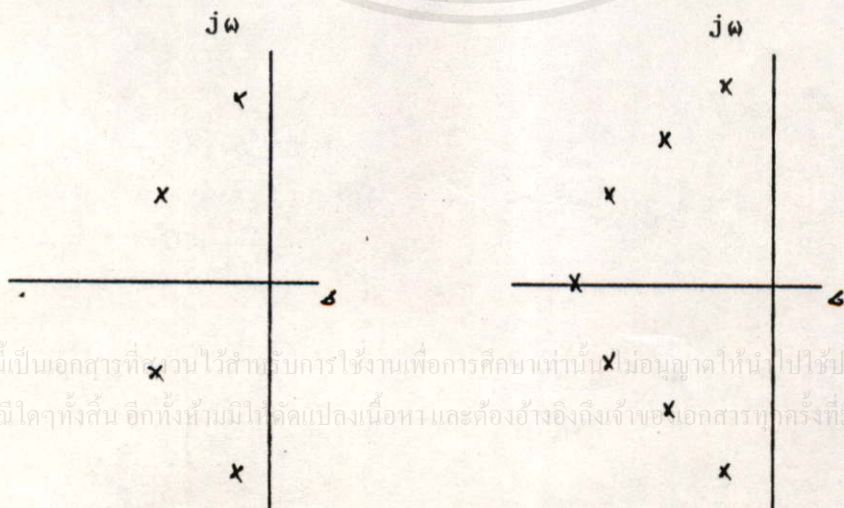
$$A_N(\omega^2) = (1+\omega^2)^{\mu_r} (\beta\omega^4 - h_c\omega^2 + 1)^{\mu_c} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega^{2i} \quad (1.15)$$

- โดย  $n$  = เลขจำนวนคู่  
 $\mu_r$  = จำนวนขั้วของโพลจริง  
 $\mu_c$  = จำนวนขั้วของโพลวิกฤต  
 $Q_c$  = ตัวประกอบ  $Q$  ของโพลวิกฤต

ค่าสัมประสิทธิ์  $h_c = (2 - 1/Q_c^2)\sqrt{\beta}$  และลำดับของฟังก์ชัน  $N = \mu_r + \mu_c + n - 2$   
 ดังนั้น ถ้า  $2\mu_r = n$  การสร้างเป็นวงจรถะใช้วงจrlำดับที่สาม  $\mu_r$  ส่วน และลำดับที่สอง  $\mu_c - 1$  ส่วน ตำแหน่งโพลของฟังก์ชันแบบต่างๆ แสดงอยู่ในรูปที่ 1.4



ก. บัตเตอร์เวิร์ท  $n = 5$  และ  $n = 6$  ค. เมอร์โรวแมพ  $n = 4, \mu = 2$



ง. มุโครแมพ  $m = 4, \mu_c = 2$  จ. วายและเซน  $n=6, \mu_r = 3, \mu_c = 2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ขออนุญาตไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบอาร์ซีแอกทีฟ  
ซึ่งใช้การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต ที่มีขนาดของริบเปิลเท่ากัน

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟที่ประกอบด้วยการช้อนโพลจริงและการช้อนโพลวิกฤตถูกเสนอโดยวายและเซน [9] วงจรกรองความถี่ลักษณะนี้มีข้อดีที่สามารถลดจำนวนการใช้โอปแอมป์และยังให้ค่าความไวที่ดีขึ้น แต่การออกแบบของวายและเซนยังจำกัดอยู่ที่เป็นวงจรกรองความถี่แบบราบเรียบที่สุด ดังนั้นในบทนี้จึงได้แสดงให้เห็นถึงการออกแบบ ให้เป็นวงจรที่ให้ขนาดของริบเปิลเท่ากันโดยโพลยังคงประกอบด้วยการช้อนโพลจริงและการช้อนโพลวิกฤต อนึ่งถึงแม้ว่าการออกแบบของพรีโมลี [11] จะสามารถสร้างวงจรกรองความถี่ลักษณะนี้ได้ด้วยก็ตาม แต่กรรมวิธีทางคณิตศาสตร์ของพรีโมลี ต้องใช้วิธีการออฟติไมเซชันซึ่งยุ่งยากกว่าวิธีที่จะเสนอในบทนี้มาก เพราะวิธีทางคณิตศาสตร์ที่ใช้ในบทนี้ ใช้การแก้สมการเชิงเส้น กับการใช้รีเมสแอลกอริทึม (Remez's Algorithm) เท่านั้น

### 2.1 การออกแบบฟังก์ชัน

จากวายและเซนกำหนดฟังก์ชันการบั่นทอนกำลังสองดังนี้

$$A_N(\omega^2) = (1+\omega^2)^{\mu_r} (\beta\omega^4 - h_c\omega^2 + 1)^{\mu_c} \prod_{i=0}^{n-2} a_i \omega^{2i} \quad (2.1)$$

โดย

$n$  = เลขจำนวนคู่

$\mu_r$  = จำนวนช้อนของโพลจริง

$\mu_c$  = จำนวนช้อนของโพลวิกฤต

$Q_c$  = ตัวประกอบ  $Q$  ของโพลวิกฤต

ค่าสัมประสิทธิ์  $h_c = (2 - 1/Q_c^2)\sqrt{\beta}$  และลำดับของฟังก์ชัน  $N = \mu_r + 2\mu_c + n - 2$

ดังนั้น ถ้า  $2\mu_r = n$  การสร้างเป็นวงจรถะใช้วงจรถ้าดับที่สาม  $\mu_r$  ส่วน และ  
 ลำดับที่สอง  $\mu_c - 1$  ส่วน แต่ถ้าใช้  $2\mu_r = n - 2$  การสร้างเป็นวงจรถะใช้วงจรถ้า  
 ลำดับที่สาม  $\mu_r$  ส่วน และลำดับที่สอง  $\mu_c$  ส่วน

สำหรับการออกแบบเพื่อให้ขนาดของริบเปิลเท่ากัน จะต้องหาตัวแปร  
 $n+1$  ตัว ได้แก่  $a_0, a_1, \dots, a_{n-2}, \beta, h_c$  ด้วยวิธี รีเมส โดยกำหนดให้

$$A_N(\omega_j^2) = C_j \quad (2.2)$$

ให้  $j = 1, 2, \dots, n+1$  และ  $0 < \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_n < \omega_{n+1}$   $C_j = 1$   
 ถ้า  $j$  เป็นเลขคู่ และ  $C_j = 1 + \epsilon^2$  ถ้า  $j$  เป็นเลขคี่ เพื่อหลีกเลี่ยงการแก้สมการ  
 ไม่เป็นเชิงเส้น จึงสมการใหม่เป็นสองสมการคือ

$$\sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega_j^{2i} = \frac{C_j}{(1+\omega_j^2)^{\mu_r} (\beta \omega_j^4 - h_c \omega_j^2 + 1)^{\mu_c}} \quad (2.3)$$

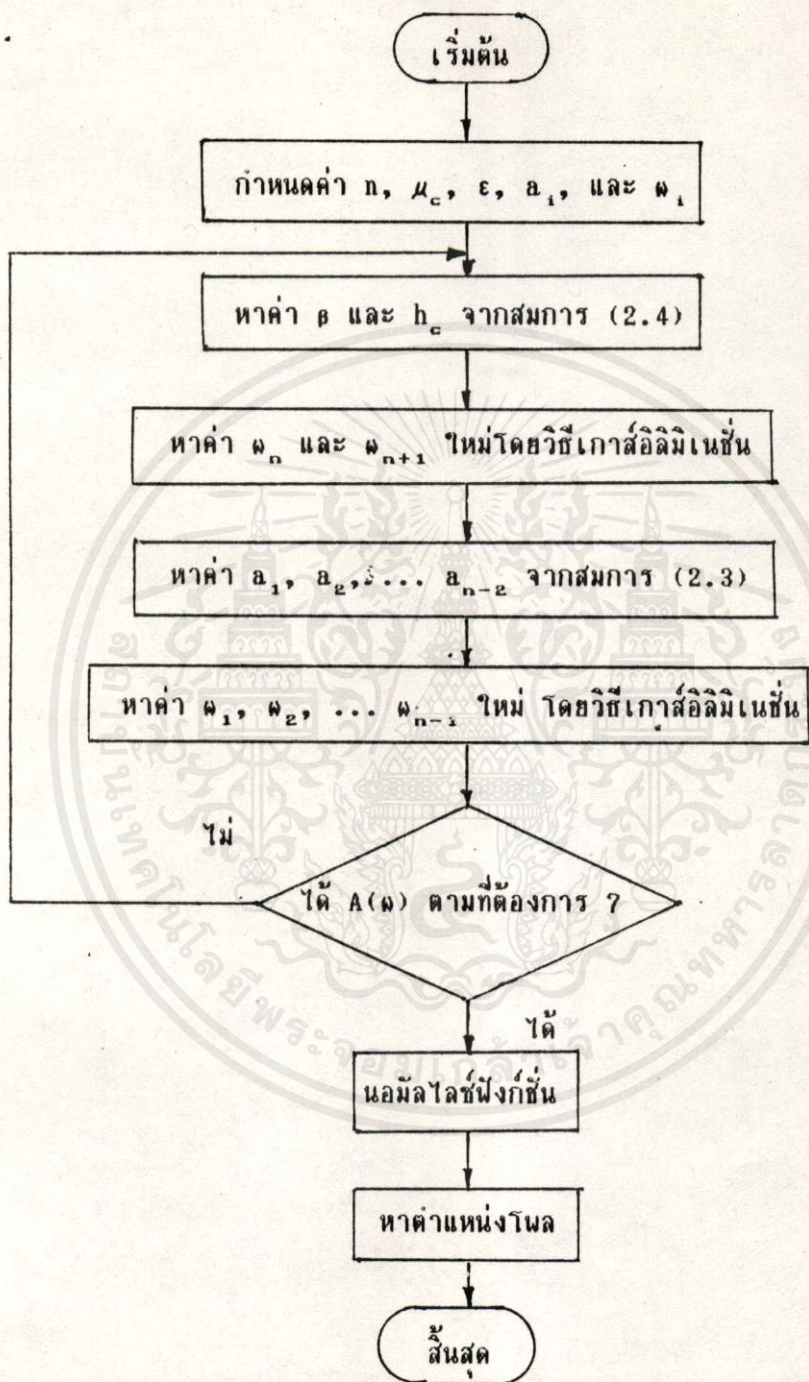
สำหรับ  $j = 1, 2, \dots, n-1$  และ

$$\beta \omega_j^4 - h_c \omega_j^2 = \left[ \frac{C_j}{(1+\omega_j^2)^{\mu_r} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega_j^{2i}} \right]^{1/\mu_c} - 1 \quad (2.4)$$

สำหรับ  $j = n, n+1$

การแก้สมการ (2.3) ต้องทราบค่า  $h_c$  และ  $\beta$  ส่วนการแก้สมการ  
 (2.4) ต้องทราบค่า  $a_i$  ทั้งหมด จากนั้นเมื่อใช้วิธีเมสแอลกอริทึม ทำงานสลับกับ  
 การแก้สมการทั้งสองนี้ ก็สามารถหาค่า  $a_0, a_1, \dots, a_{n-2}, \beta$  และ  $h_c$  ที่ให้  
 $A_n(\omega^2)$  มีขนาดริบเปิลในย่านผ่านสัญญาณเท่ากัน สำหรับค่า  $\epsilon$  ได้กำหนดไว้ให้เท่า  
 กับ 1 เพื่อให้มีค่าการบั่นทอนเป็น 3 dB เมื่อนอมัลไลซ์ไว้ที่ 1 เรเดียน/วินาที

จากที่กล่าวมาทั้งหมดสามารถเขียนเป็นโพล์ซาร์ดแสดงการวิธีการได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาของงานอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 ผลตอบสนองต่อเวลาหนึ่ง

เมื่อได้ฟังก์ชันตามที่ต้องการแล้ว สิ่งที่น่าสนใจต่อมาคือเวลาหนึ่ง โดยทั่วไปจะสนใจเฉพาะเวลาหนึ่งในย่านผ่านสัญญาณเท่านั้น โดยทั่วไปสมการของเวลาหนึ่งจะเป็นดังนี้

$$D(\omega) = \sum_{i=1}^K \frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + \omega^2} + \sum_{i=1}^L \frac{(Z\omega_i/ZQ_i)(Z\omega_i^2 + \omega^2)}{(Z\omega_i^2 - \omega^2)^2 + (Z\omega_i\omega/ZQ_i)^2} \quad (2.5)$$

เมื่อฟังก์ชันการบันทึกกำลังสองเป็น

$$e(s) = \prod_{i=1}^K (s + \sigma_i) \prod_{i=1}^L \left( s^2 + \frac{Z\omega_i}{ZQ_i} s + Z\omega_i^2 \right) \quad (2.6)$$

## 2.3 ตัวอย่างการออกแบบ

เพื่อแสดงให้เห็นถึงลักษณะเด่นของฟังก์ชัน จึงขอยกตัวอย่างการออกแบบมา 2 ตัวอย่าง คือ  $n = 4$  และ  $6$   $\mu_c = n/2$  ในแต่ละตัวอย่างใช้  $\mu_c = 1, 2$  และ  $3$  ผลการออกแบบจะได้ตามตารางที่ 2.1 และถ้าให้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$F_M(s) = \frac{1}{(1 + S/\omega_1)^{\mu_c} (1 + S/(\omega_{oc} Q_{oc}) + S^2/\omega_{oc}^2)^{\mu_c} \prod_{i=1}^{(n-2)/2} \{1 + S/(\omega_{oi} Q_{oi}) + S^2/\omega_{oi}^2\}} \quad (2.7)$$

ผลการออกแบบจะเป็นตามตารางที่ 2.2 จะเห็นได้ว่า โพลวิกฤตของทั้งสองตัวอย่าง จะมีค่าลดลงเมื่อเพิ่มค่า  $\mu_c$  ขึ้น ส่วนผลตอบสนอง ในย่านผ่านสัญญาณ ย่านหยุดสัญญาณ และผลตอบสนองกรุปดีเลย์ ของ  $n = 6$  ได้แสดงไว้ในรูป 2.2, 2.3 และ 2.4 ตามลำดับ

ตารางที่ 2.1 แสดงค่า  $Q_c$  และค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน

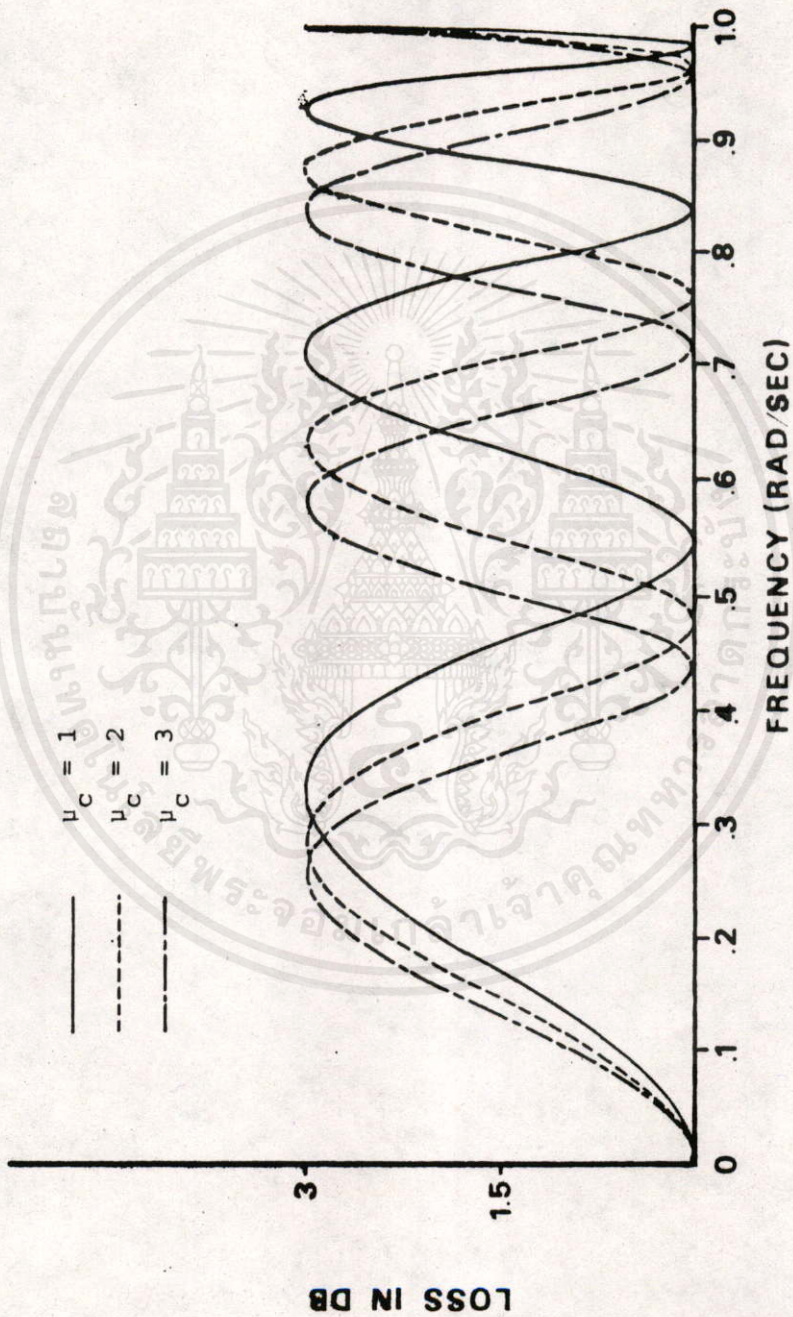
n	$\mu_c$	1	2	3
	$\delta$	0	2	4
4	$Q_c$	11.088978	4.868186	3.312717
	$h_c$	2.099836	2.056012	1.959371
	$\beta$	1.111348	1.102840	1.053605
	$a_0$	1.000000	1.000000	1.000000
	$a_1$	-4.042767	-5.354067	-6.371089
	$a_2$	4.726639	8.602452	12.461399
6	$Q_c$	24.207855	9.193007	5.720883
	$h_c$	2.048283	2.044623	2.007975
	$\beta$	1.050658	1.057598	1.039510
	$a_0$	1.000000	1.000000	1.000000
	$a_1$	-8.617192	-10.956376	-12.974592
	$a_2$	27.981319	45.203253	63.369523
	$a_3$	-38.673531	-78.214477	-128.415616
	$a_4$	19.247845	48.407459	92.729778

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 แสดงค่าแทนังโพลและตัวประกอบ Q

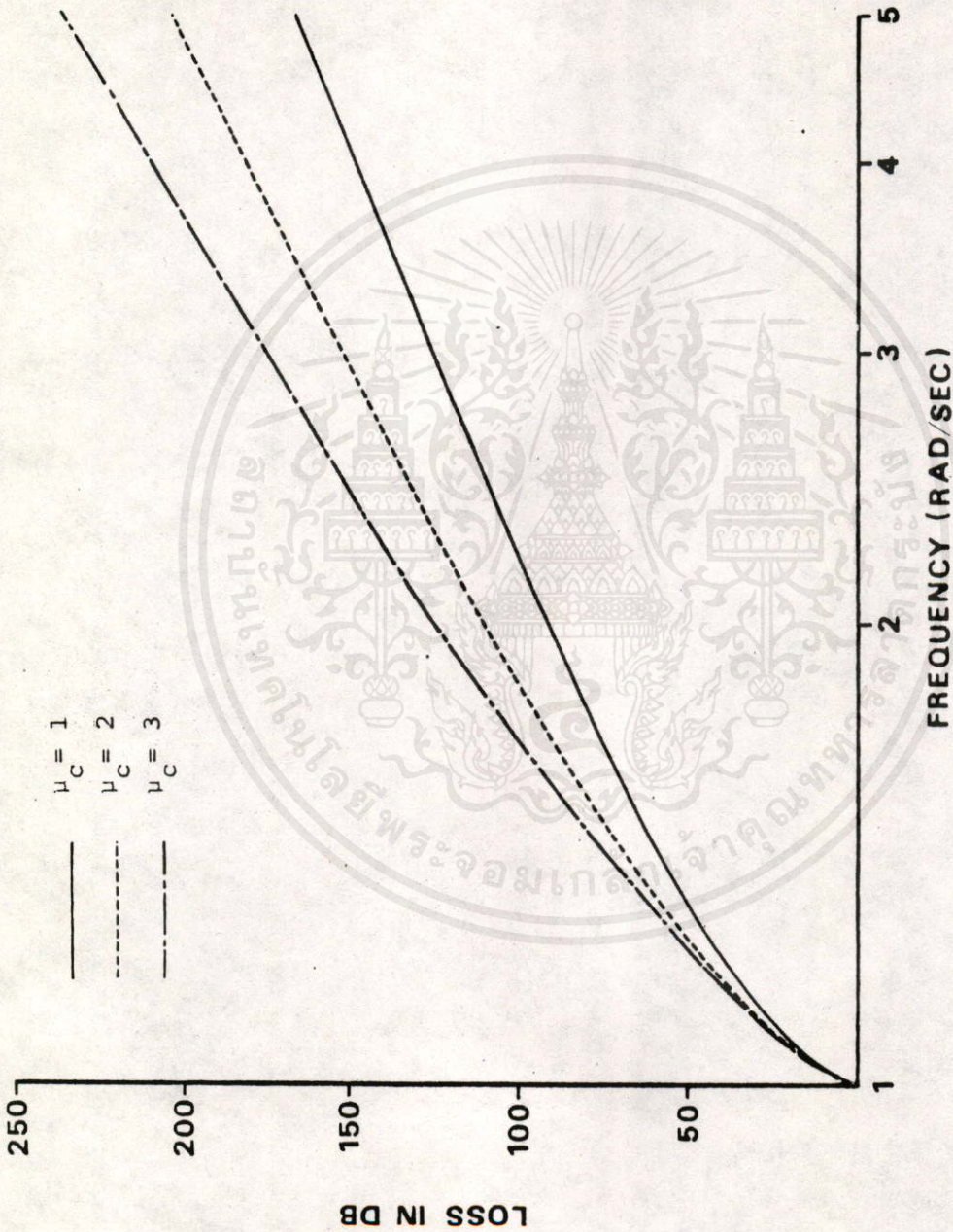
$\eta$	$\mu_c$	$N_r$	$Q_r$	$N_{oc}$	$Q_{oc}$	$N_{o1}$	$Q_{o1}$	$N_{o2}$	$Q_{o2}$
4	1	0.330450	0.5	0.973952	11.089207	0.678206	2.668110	0.564890	2.726050
4	2	0.270647	0.5	0.975825	4.868201	0.583908	2.393614	0.492691	2.600692
4	3	0.240008	0.5	0.987030	3.312716	0.532241	2.263422	0.448113	2.528092
6	1	0.340099	0.5	0.987722	24.207294	0.845163	6.988924		
6	2	0.286988	0.5	0.986097	9.193026	0.769479	5.728362		
6	3	0.258607	0.5	0.990360	5.720882	0.719130	5.129959		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ใช้เป็นการภายในและเป็นเอกสารลับที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไปว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตีพิมพ์และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



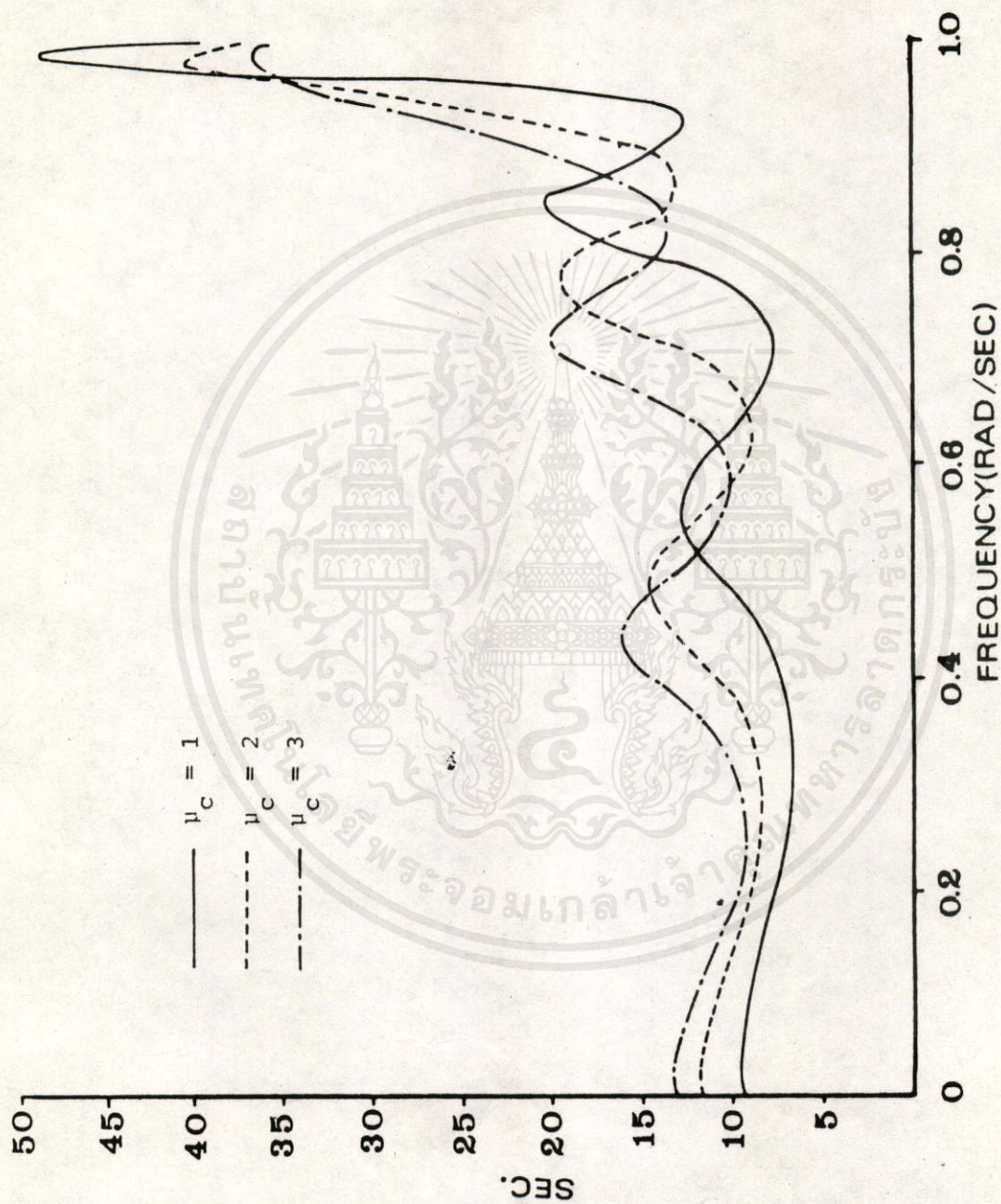
รูปที่ 2.2 แสดงผลตอบสนองอย่างผ่านสัณญาณ เมื่อ  $n = 6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 แสดงผลตอบสนองอย่างหตุสัณญาณ เมื่อ  $n = 6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ เมื่อ  $n = 6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อาร์ซีแอกทีฟ  
ที่ปรับคุณสมบัติได้ ซึ่งใช้การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต

จากที่ได้กล่าวมาในบทที่ 1 และ 2 ว่า สามารถสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต ได้ทั้งแบบราบเรียบที่สุด และแบบขนาดของริบเปิลเท่ากัน สำหรับในบทนี้จะได้แสดงให้เห็นถึงการออกแบบ ที่ทำให้คุณสมบัติของฟังก์ชันเดียวกันนี้ สามารถวางตัวอยู่ในระหว่างแบบราบเรียบที่สุดกับแบบขนาดของริบเปิลเท่ากันหมดได้ ทำให้เป็นประโยชน์สำหรับนักออกแบบที่ต้องการอิสระในการเลือกแบบของวงจรกรองความถี่กับความไวของวงจร

### 3.1 การออกแบบฟังก์ชันให้มีคุณสมบัติแบบราบเรียบที่สุด [9]

เพื่อจะออกแบบฟังก์ชันให้มีคุณสมบัติเป็นได้ทั้งแบบราบเรียบที่สุด และแบบขนาดของริบเปิลเท่ากัน ดังนั้นจำเป็นต้องรู้จักวิธีการออกแบบของวายและเซน ที่สามารถทำให้ฟังก์ชันเป็นแบบราบเรียบที่สุดได้ ซึ่งมีวิธีการดังต่อไปนี้

กำหนดฟังก์ชันการบั่นทอนกำลังสองเป็น

$$A_N(\omega^2) = (1 + \omega^2)^{\mu_c} (\beta\omega^4 - h_c\omega^2 + 1)^{\mu_r} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega^{2i} \quad (3.1)$$

โดย

$n$  = เลขจำนวนคู่

$\mu_r$  = จำนวนช้อนของโพลจริง

$\mu_c$  = จำนวนช้อนของโพลวิกฤต

ค่าสัมประสิทธิ์  $h_c = (2 - 1/Q_c^2)/\beta$   $Q_c =$  ตัวประกอบ  $Q$  ของโพลวิกฤต  
และลำดับของฟังก์ชัน  $N = \mu_r + 2\mu_c + n - 2$  ให้  $\mu_r = n/2$  เพื่อการสร้างเป็นวงจร  
จะใช้วงจรลำดับที่สาม  $\mu_r$  ส่วน และลำดับที่สอง  $\mu_c - 1$  ส่วน

เพื่อความสะดวกต่อการแก้สมการจึงกำหนดให้  $x = \omega^2$  และเมื่อ

$dA(x)/dx$  จะได้เป็น

$$dA(x)/dx = (1+x)^{\mu_r-1} (\beta x^2 - h_c x + 1)^{\mu_c-1} \sum_{i=0}^{n-2} r_i x^i \quad (3.2)$$

โดย

$$r_i = a_{i-2} [\beta(\mu_r + 2\mu_c + i - 2)] + a_{i-1} [-(\mu_r + \mu_c + i - 1)h_c + \beta(2\mu_c + i - 1)] + a_i [-(\mu_c + i)h_c + (\mu_r + i)] + (i+1)a_{i+1} \quad (3.3)$$

เมื่อต้องการให้เกิดยอดคลื่นราบเรียบที่สุด  $dA/dx$  ต้องเท่ากับ 0 เมื่อให้  $x = 0$  จากสมการ (3.2) ค่า  $r_i = 0$  โดย  $i = 0, 1, 2, \dots, n-1$  ค่า  $r_i$  จำนวน  $n$  เทอมนี้ประกอบด้วยตัวแปรที่ไม่รู้ค่าคือ  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-2}, \beta$  และ  $h_c$  คู่กัน เมื่อจัดให้อยู่ในรูปเมตริกซ์จะได้

$$\underline{M}\underline{a} = 0 \quad (3.4)$$

โดย

$$\underline{M} = \begin{bmatrix} \mu_r - h_c \mu_c & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -(\mu_r + \mu_c)h_c + 2\beta\mu_c & -(\mu_c + 1)h_c + \mu_r + 1 & 2 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \beta(\mu_r + 2\mu_c) & -(\mu_r + \mu_c + 1)h_c + \beta(2\mu_c + 1) & -(\mu_c + 2)h_c + \mu_r + 1 & 3 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -(\mu_r + \mu_c + m - 3)h_c & -(\mu_c + m - 2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & +\beta(2\mu_c + m - 3) & +\mu_r + m - 2 \\ & & & & & \beta(\mu_r + 2\mu_c + m - 3) & -(\mu_r + \mu_c + m) \\ & & & & & & +\beta(2\mu_c + m - 2) \end{bmatrix}$$

และทรานส์โพสเมตริกซ์  $\underline{a}^T = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-2})$  เพราะฉะนั้นถ้าทราบค่า  $\beta$  และ  $h_c$  ก็สามารถหาค่า  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-2}$  ได้ ส่วนการหาค่า  $\beta$  และ  $h_c$  จะพิจารณาจากสมการ (3.4) ที่สามารถจัดเป็นสมการย่อย

ได้ 2 สมการ คือ  $\underline{M}_1 \underline{a} = 0$  และ  $\underline{M}_2 \underline{a} = 0$  โดยเมตริกซ์ย่อย  $\underline{M}_1$  ได้จากการตัดแถวสุดท้ายของ  $\underline{M}$  ออก ( $r_{n-1} = 0$ ) และ  $\underline{M}_2$  ได้จากการตัดแถวรองแถวสุดท้ายของ  $\underline{M}$  ออก ( $r_{n-2} = 0$ ) จาก  $\underline{M}_1 \underline{a}$  และ  $\underline{M}_2 \underline{a}$  เมื่อ  $\underline{a}$  ไม่เท่ากับ 0 ดังนั้น

$$\|\underline{M}_1\| = 0 \quad (3.5)$$

และ 
$$\|\underline{M}_2\| = 0 \quad (3.6)$$

จาก 2 สมการนี้สามารถหาค่า  $\beta$  และ  $h_c$  ได้ ด้วยการแก้สมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น ค่า  $h_c$  ต้องเลือกใช้ค่าที่ให้โพลีกอนมีค่า  $Q_c$  สูงสุดตามสมการ

$$Q_c^2 = (2 - h_c/\sqrt{\mu})^{-1} \quad (3.7)$$

กล่าวโดยสรุปแล้ว ขั้นตอนการออกแบบฟังก์ชัน เพื่อให้ได้คุณสมบัติแบบราบเรียบที่สุด ให้เริ่มจากการหา  $\beta$  และ  $h_c$  จากสมการ (3.5) และ (3.6) แล้วนำค่าไปหาค่า  $a_1$  ด้วยสมการ (3.4)

### 3.2 การออกแบบฟังก์ชันที่ปรับคุณสมบัติได้ [3]

จากฟังก์ชัน (3.1) เขียนโพลีโนเมียล  $\Sigma a_i \omega^{2i}$  ใหม่เป็น

$$\sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega^{2i} = \sum_{i=0}^v a_i \omega^{2i} + \sum_{i=1}^{(n-2)-v} a_{v+i} \omega^{2(v+i)}, \quad a_0 = 1 \text{ or } 1 + \epsilon^2 \quad (3.8)$$

เมื่อ  $v$  เป็นลำดับความราบเรียบ ส่วน  $(n-2)+v$  เป็นขอดริบเปิลในย่านผ่านสัญญาณ ตามสมการ ถ้า  $v = n-2$  โพลีโนเมียลในสมการ (3.8) จะเป็นโพลีโนเมียลแบบราบเรียบที่สุด แต่ถ้า  $v = 0$  จะเป็นแบบขอดคลื่นเท่ากันหมด ถ้าไม่เท่ากับสองค่านี้ โพลีโนเมียลจะวางตัวอยู่ระหว่างโพลีโนเมียลทั้งสองชนิดนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1 กรณีที่ 1 ยอดคลื่นเป็นเลขจำนวนคี่

กำหนดให้  $a_0 = 1$  และ  $a_1, a_2, \dots, a_\nu$  เป็นส่วนทำให้เกิดความราบเรียบ ที่  $\omega_0 = 0$  หาค่าได้โดยใช้เทคนิคที่กล่าวในข้อ 3.1 ส่วนค่าสัมประสิทธิ์  $a_1$  ที่เหลือ กับ  $\beta$  และ  $h_c$  เป็นส่วนทำให้เกิดยอดคลื่น จะใช้เทคนิคที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 คือ หลักการของรีเมสหาค่า โดยทำได้ดังนี้ กำหนดให้ชุดสมการที่ไม่เป็นเชิงเส้น เป็น

$$A_N(\omega_j^2) = C_j \quad (3.9)$$

เมื่อ  $j = 1, 2, \dots, (n-\nu)$  และ  $0 < \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_{n-\nu-1} < \omega_{n-\nu}$  ค่า  $C_j = 1$  และ  $1+\varepsilon^2$  สำหรับค่า  $j$  ที่เป็นเลขคู่และเลขคี่ตามลำดับ เพื่อให้ง่ายต่อการหาค่า จัดสมการ (3.9) เป็นสมการเชิงเส้นสองสมการคือ

$$\sum_{i=1}^{(n-2)-\nu} a_{\nu+i} \omega_j^{2(\nu+i)} = \frac{C_j}{(1 + \omega_j^2)^{\mu_r} (\beta \omega_j^4 - h_c \omega_j^2 + 1)^{\mu_c}} - \sum_{i=0}^{\nu} a_i \omega_j^{2i} \quad (3.10)$$

สำหรับ  $j = 1, 2, \dots, n-\nu-2$  และ

$$\beta \omega_j^4 - h_c \omega_j^2 = \left[ \frac{C_j}{(1 + \omega_j^2)^{\mu_r} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega_j^{2i}} \right]^{1/\mu_c} - 1 \quad (3.11)$$

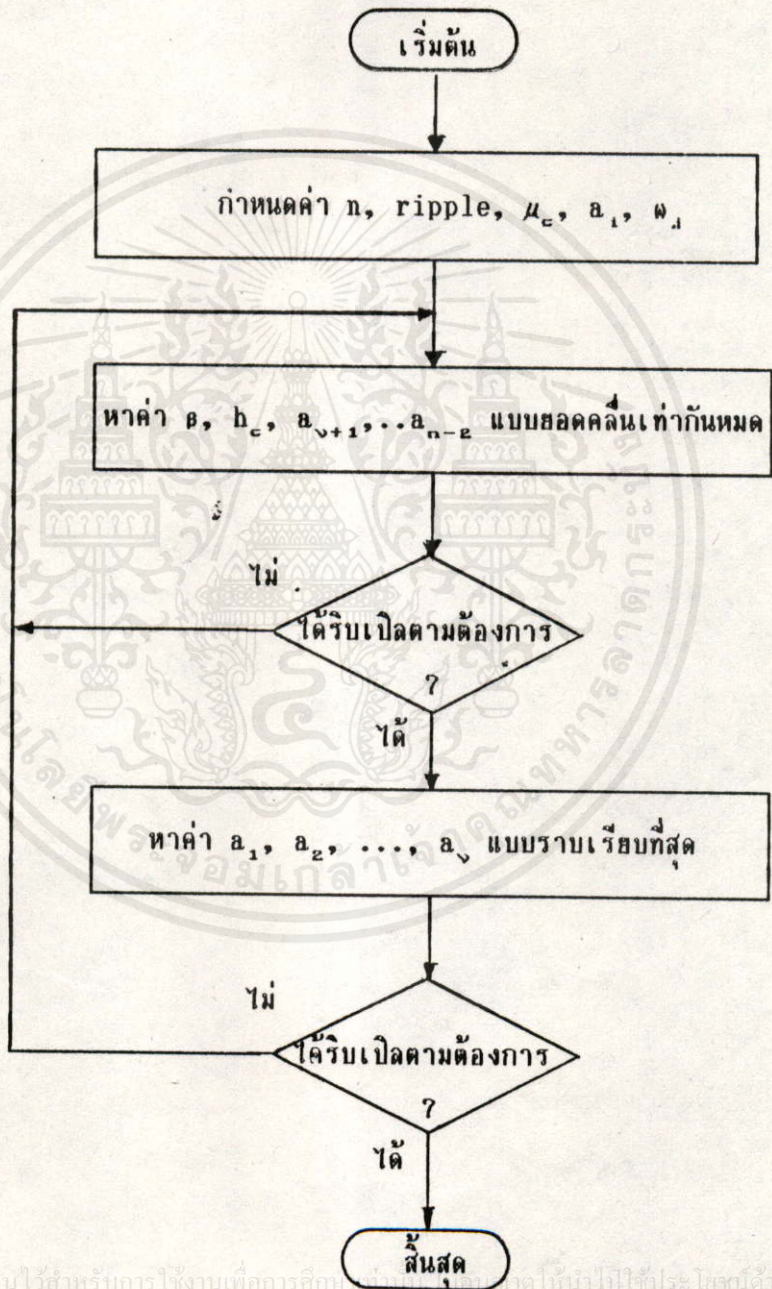
สำหรับ  $j = n-\nu-1, n-\nu$

ใช้วิธีการรีเมสสลับกันระหว่างสมการทั้งสองนี้ ค่า  $a_\nu, a_{\nu+1}, \dots, a_{n-2}, \beta$  และ  $h_c$  ก็จะกำหนดค่าได้

เป็นที่น่าสังเกตว่า  $\beta$  และ  $h_c$  จะปรากฏอยู่ทั้งในสมการ (3.4) ของการหาค่าแบบราบเรียบที่สุด และในสมการ (3.10), (3.11) ของการหาค่าแบบยอดคลื่นเท่ากันหมด ซึ่งค่าทั้งสองนี้เป็นส่วนทำให้เกิดยอดคลื่นสองยอดใกล้เคียงกับจุด

ค้ทอพอ ดั้งนั้นการที่จะให้ฟังก์ชันมีคุณสมบัติได้ตามต้องการ ต้องทำการหาค่าตัวแปร ด้วยวิธีทั้งสองสลับกันจนกระทั่งได้ผลตามต้องการ

วิธีการออกแบบตามที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนี้ สามารถเขียนเป็นโฟลว์ชาร์ ได้ตามรูปที่ 3.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 กรณีที่ 2 ยอดคลื่นเป็นเลขจำนวนคู่

ในกรณีนี้มีความแตกต่างจากกรณีแรกสองประการ คือ

$$(1) a_0 = 1 + \varepsilon^2$$

(2)  $C_j = 1$  และ  $1 + \varepsilon^2$  สำหรับ  $j$  เป็นเลขคี่ และเลขคู่ ตามลำดับ ส่วนเทคนิคต่างๆก็ยังคงเหมือนกรณีที่ 1 อีกประการหนึ่งยอดคลื่นจะเกิดได้น้อยที่สุดเพียงสองยอดคลื่น คือเกิดจาก  $\beta$  และ  $h_c$  ดังนั้นการหา  $a_1$  จากกรณีนี้จะเป็นการหาแบบราบเรียบที่สุดเท่านั้น

### 3.3 ตัวอย่างการออกแบบ

ได้แสดงการออกแบบ ที่  $n = 6$   $\mu_c = 2$  และ  $\varepsilon = 1$  และถ้าให้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็น

$$F_N(s) = \frac{1}{(1 + S/\omega_r)^{\mu_r} (1 + S/(\omega_{oc} Q_{oc}) + S^2/\omega_{oc}^2)^{\mu_c} \prod_{i=1}^{(n-2)/2} \{1 + S/(\omega_{oi} Q_{oi}) + S^2/\omega_{oi}^2\}} \quad (3.12)$$

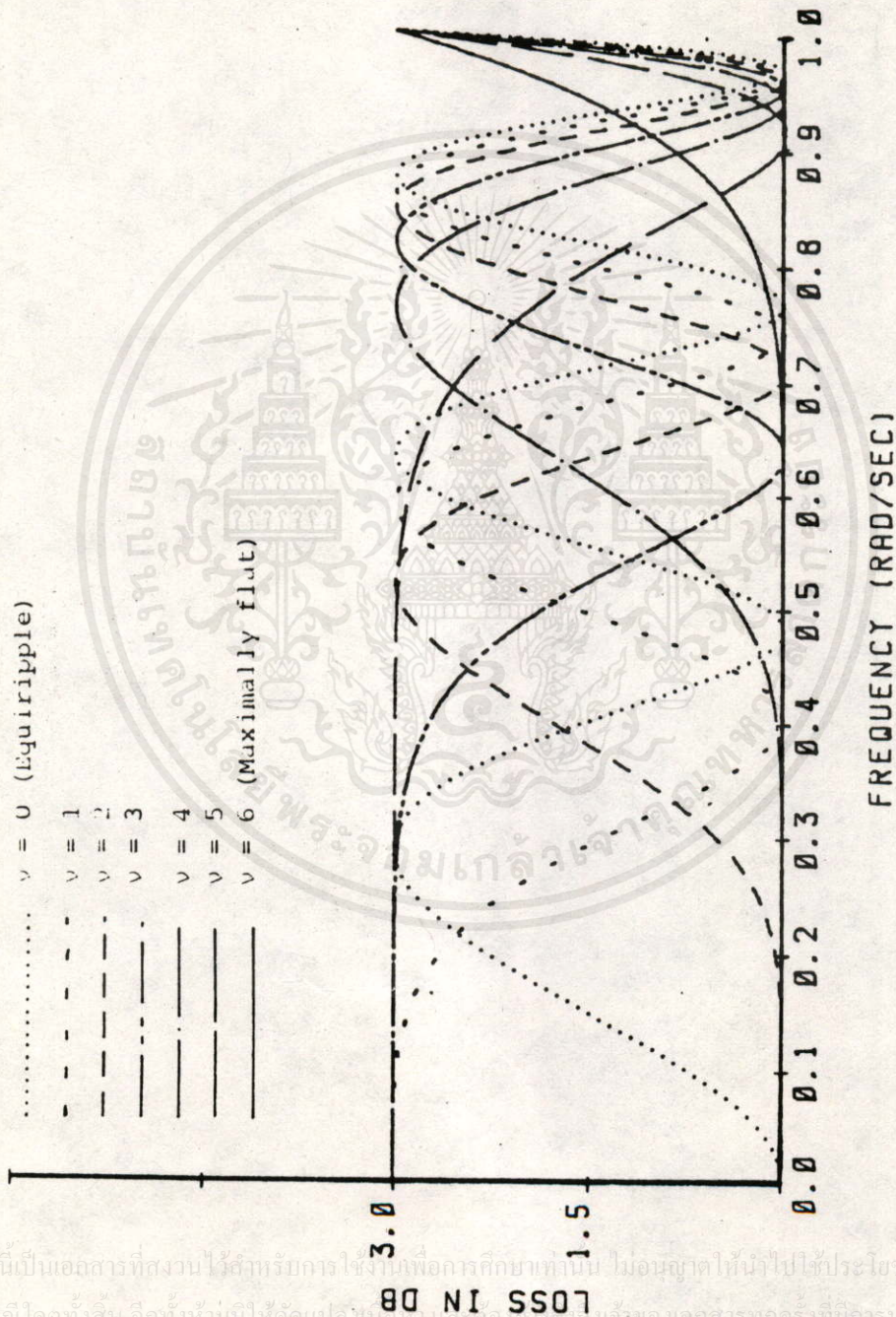
ผลการออกแบบ ตั้งแต่แบบราบเรียบที่สุด แล้วมียอดคลื่นเพิ่มขึ้น จนเป็นแบบยอดคลื่นเท่ากันหมดได้แสดงไว้ในตารางที่ 3.1 ผลตอบสนองในย่านผ่านสัญญาณ ย่านหยุดสัญญาณ และผลตอบสนองกรุปดีเลย์ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.2, 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ ผลการออกแบบทั้งหมดนี้เป็นผลที่ผ่านการอิมัลไลซ์ไว้แล้วที่

$$\omega_{cut} = 1 \text{ rad/s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

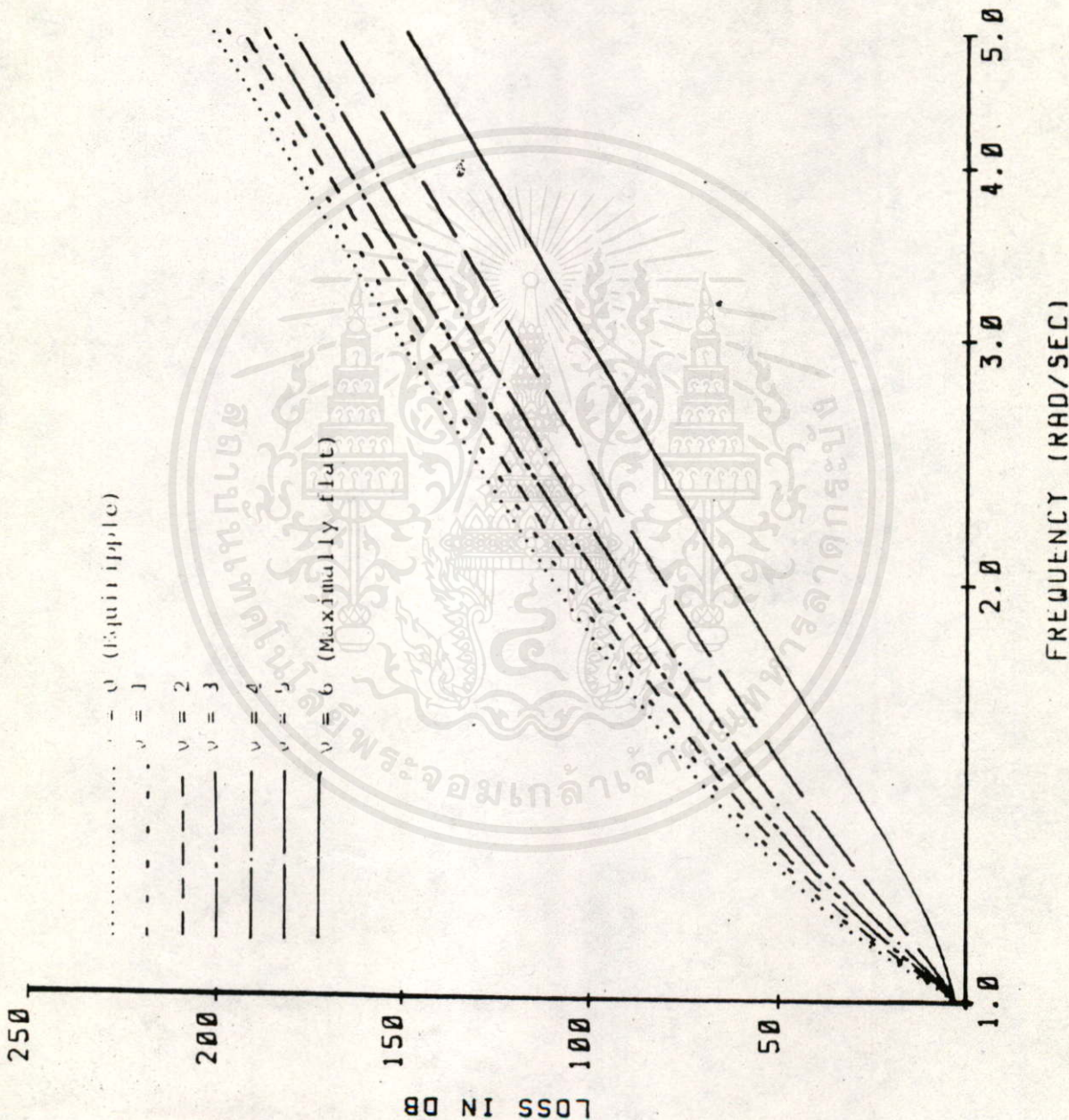
ตารางที่ 3.1 แสดงค่าแหล่งโพลและตัวประกอบ Q

v	$\omega_r$	$Q_r$	$\omega_{0c}$	$Q_{0c}$	$\omega_{01}$	$Q_{01}$	$\omega_{02}$	$Q_{02}$
0	0.288988	0.5	0.986097	9.193007	0.769479	5.728362	0.492691	2.600692
1	0.423759	0.5	0.985146	8.425742	0.746660	4.947913	0.430362	1.782810
2	0.486858	0.5	0.984116	7.646180	0.717110	4.071319	0.389246	0.885868
3	0.626696	0.5	0.982527	6.544418	0.661288	2.760960	0.500472	0.676836
4	0.715563	0.5	0.981088	5.313506	0.614401	1.279694	0.572700	0.617289
5	0.913979	0.5	0.982789	3.731118	0.755894	0.696971	0.742183	0.582132
6	1.159985	0.5	1.064774	1.971070	0.940557	0.781347	0.959167	0.565062

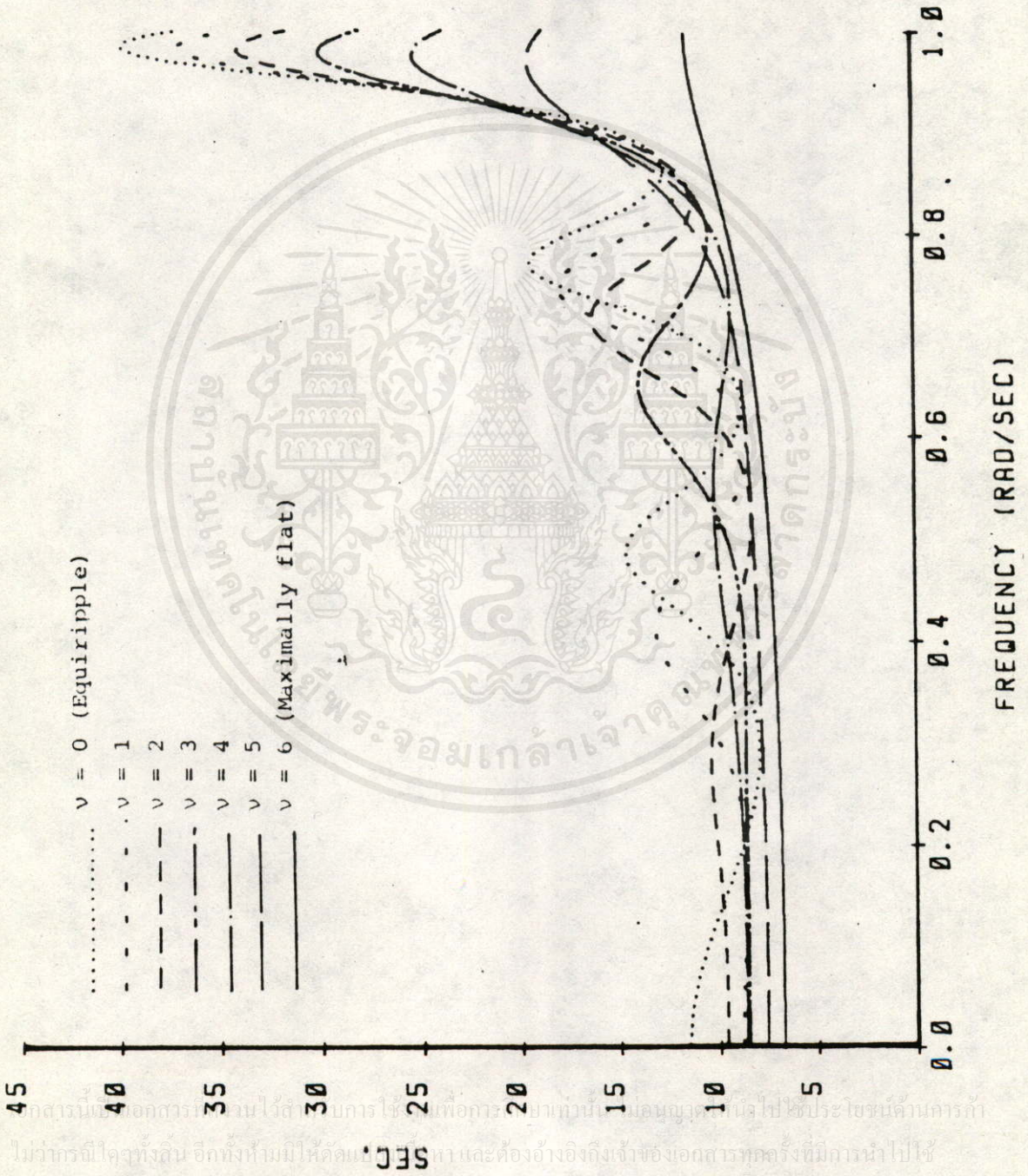


รูปที่ 3.2 แสดงผลตอบสนองผ่านย่านสัญญาณ เมื่อ  $n = 6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการอ้างอิงเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีกหนึ่งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน อาร์ซีแอดคทีฟ ชนิดราบเรียบที่สุด  
ซึ่งใช้การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต ที่ให้อัตราการบั่นทอนสูง

วายและเซ่น นอกจากจะได้เสนอวิธีการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน  
ชนิดราบเรียบที่สุดที่ใช้การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต [9]ไว้แล้ว ยังได้เสนอวิธี  
เพิ่มอัตราการคัทออฟ ด้วยวิธีการรวมซีโร ที่แกนจินตภาพไว้ในฟังก์ชัน แต่ด้วยวิธี  
ทางคณิตศาสตร์ที่วายและเซ่นใช้ ทำให้ฟังก์ชันที่ได้มีข้อเสียสองประการคือ หนึ่ง  
ไม่เป็นแบบราบเรียบที่สุดที่รอบๆ  $\omega = 0$  จริง คือขนาดในย่านผ่านสัญญาณได้เกิด  
การสูญเสียขึ้น สองจำนวนการช้อนซีโร ที่ให้เป็น  $2m \leq n-2 -\mu_r$  ทำให้เห็นได้  
ว่า จำนวนการช้อนของซีโร  $m$  ขัดแย้งกับจำนวนการช้อนของโพลจริง  $\mu_r$  คือถ้า  
 $\mu_r$  เพิ่มขึ้นเพื่อเพิ่มจำนวนวงจรลำดับที่สาม จะมีเพียงบางวงจรเท่านั้นที่ประกอบ  
ด้วยซีโร หรือในอีกกรณีหนึ่งถ้าเพิ่ม  $m$  เพื่อให้มีวงจรที่ประกอบด้วยซีโรมากขึ้น ก็  
จะมีวงจรลำดับที่สองมากขึ้น

ดังนั้นในบทนี้จะได้กล่าวถึง เทคนิคที่ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความ  
ถี่ต่ำผ่าน อาร์ซีแอดคทีฟ ชนิดราบเรียบที่สุด ซึ่งใช้การช้อนโพลจริงและโพลวิกฤต  
ที่ให้อัตราการบั่นทอนสูง ด้วยการช้อนซีโรที่แกนจินตภาพ เทคนิคที่จะกล่าวต่อไปนี้  
จะแก้ข้อบกพร่องต่างๆของวายและเซ่นได้หมด

4.1 การออกแบบฟังก์ชัน

กำหนดฟังก์ชันขนาดกำลังสองเป็น

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{(1-\omega^2/\omega_0^2)^{2m}}{[1+(\alpha\omega)^2]^r [1-h_c(\alpha\omega)^2 + \beta(\alpha\omega)^4]^c [1+\sum_{i=1}^{n-2} a_i(\alpha\omega)^{2i}]} \quad (4.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยสเปกตรัมและการสื่อสาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
โดย

$n$  = เลขจำนวนคู่

$\mu_r$  = จำนวนขั้วของโพลจริง

$\mu_c$  = จำนวนขั้วของโพลวิกฤต

$m$  = จำนวนขั้วของซีโรที่แกนจินตภาพ  $\pm j\omega_0$

$\alpha$  = ตัวประกอบนอร์มัลไลซ์ ที่ทำให้  $|H(j)|^2 = 1/2$

เพื่อให้เป็นไปตามเงื่อนไขของการออกแบบ ดีกรีของโพลีโนเมียลเศษ ต้องไม่เกินดีกรีของโพลีโนเมียลส่วน ดังนั้น

$$2m \leq \mu_r + 2\mu_c + n - 2 \quad (4.2)$$

จากสมการ (4.1) หลังจากกำหนดลำดับของฟังก์ชัน  $\mu_r + 2\mu_c + n - 2$  และตัวแปรที่เกี่ยวข้องคือ  $\omega_0$  และ  $m$  แล้ว ต้องหาค่าสัมประสิทธิ์  $a_1, a_2, \dots, a_{n-2}, \beta, h_c$  และ  $\alpha$  ด้วยวิธีประมาณค่าแบบราบเรียบที่สุด [17] โดยกระจายสมการ (4.1) ให้อยู่ในรูปของโพลีโนเมียลเศษส่วนในเทอม  $\omega^2$  สำหรับเศษ  $(1 - \omega^2/\omega_0^2)^{2m}$  กระจายได้เป็น

$$(1 - \omega^2/\omega_0^2)^{2m} = 1 + \sum_{k=1}^{2m} b_k \omega^{2k} \quad (4.3)$$

โดย

$$b_k = (-1)^k \binom{2m}{k} (1/\omega_0^2)^k \quad (4.4)$$

$k = 1, 2, \dots, 2m$  และ  $b_k = 0$  เมื่อ  $k > 2m$  โพลีโนเมียลส่วน  $(1 + \omega^2)^{\mu_r}$  กระจายได้เป็น

$$(1 + \omega^2)^{\mu_r} = \sum_{k=0}^{\mu_r} p_k \omega^{2k} \quad (4.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา  $k=0$   $p_k$  มอนอเมียลให้นำไปใช้ประโยชน์ได้ทันที  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_k = \binom{\mu_r}{k} \quad (4.6)$$

$k = 0, 1, \dots, \mu_c$  และ  $p_k = 0$  เมื่อ  $k < 0$  หรือ  $k > \mu_c$  สำหรับโพลีโนเมียล  $(1 - h_c \omega^2 + \beta \omega^4)^{\mu_c}$  กระจายได้เป็น

$$(1 - h_c \omega^2 + \beta \omega^4)^{\mu_c} = \sum_{k=0}^{2\mu_c} q_k \omega^{2k} \quad (4.7)$$

$$q_k = \sum_i (-1)^i \binom{\mu_c}{i} \binom{\mu_c - i}{(k-i)/2} (h_c)^i (\beta)^{(k-i)/2} \quad (4.8)$$

โดย  $k = 0, 1, 2, \dots, 2\mu_c$  และ  $i = 0, 2, 4, \dots, k$  เมื่อ  $k$  เป็นเลขคู่ หรือ  $i = 1, 3, 5, \dots, k$  เมื่อ  $k$  เป็นเลขคี่ และ  $q_k = 0$  เมื่อ  $k > 2\mu_c$  เมื่อคูณ โพลีโนเมียล (4.5) กับโพลีโนเมียล (4.7) จะได้เป็น

$$(1 + \omega^2)^{\mu_r} (1 - h_c \omega^2 + \beta \omega^4)^{\mu_c} = \sum_{k=0}^{\mu_r + 2\mu_c} c_k \omega^{2k} \quad (4.9)$$

โดย

$$c_k = \sum_{i=0}^{2\mu_c} p_{k-i} q_i \quad (4.10)$$

สำหรับ  $k = 0, 1, 2, \dots, \mu_r + 2\mu_c$  เมื่อคูณ (4.9) กับโพลีโนเมียล  $(1 + \sum a_i (\alpha \omega)^2)$  แล้วเทียบสัมประสิทธิ์ของ  $\omega^{2i}$  ระหว่างสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลพิเศษกับสัมประสิทธิ์ของโพลีโนเมียลส่วนจะได้เป็น

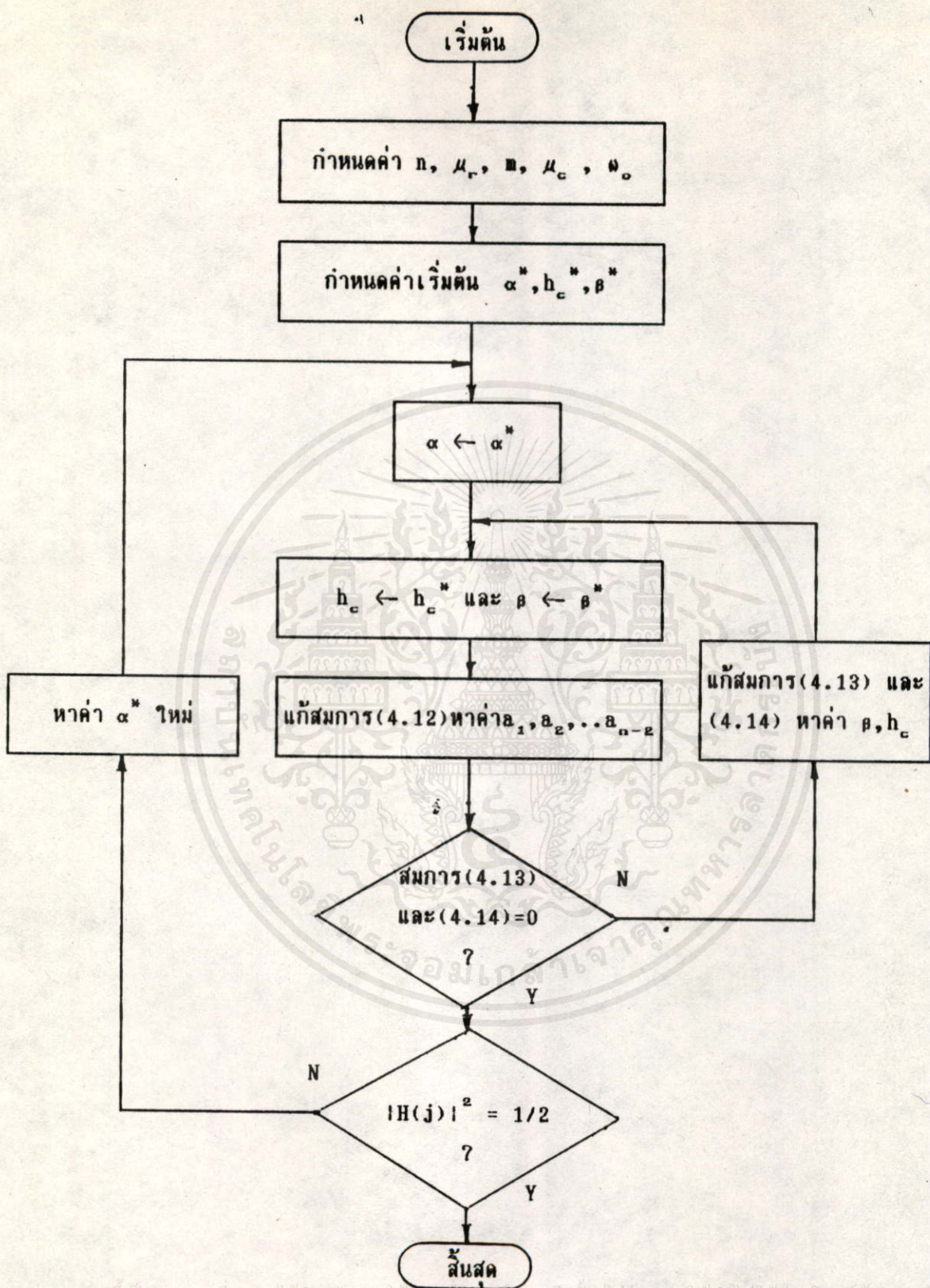
$$\underline{d} + \underline{M} \underline{a} = \underline{b} \quad (4.11)$$

เมื่อต้องการหาค่า  $a_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n-2$ ) จะต้องมีสมการที่ติดค่า  $a_i$

จำนวน  $n-2$  สมการ เขียนสมการ (4.11) ใหม่ได้เป็น

$$\underline{M} \underline{a} = \underline{b} - \underline{d} \quad (4.12)$$





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเอกสารเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1

ตามสมการที่ (4.1) มีการช้อนคู่ซีโรที่แกนจินตภาพ อยู่เพียงตำแหน่งเดียวเท่านั้น ถ้าต้องการให้เกิดการกำจัดสัญญาณรบกวนบางสัญญาณ ที่ปรากฏอยู่หลายๆ ความถี่ สามารถทำได้โดยการช้อนคู่ซีโรขึ้นหลายๆตำแหน่งใหม่ดังนี้

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\prod_{j=0}^l (1 - \omega^2 / \omega_{0j}^2)^{2m_j}}{[1 + (\alpha\omega)^2]^{\mu_r} [1 - h_c(\alpha\omega)^2 + \beta(\alpha\omega)^4]^{\mu_c} [1 + \sum_{i=1}^{n-2} a_i(\alpha\omega)^{2i}]}$$

(4.15)

$$= \frac{1 + \sum_{j=1}^{2(m_0+m_1+\dots+m_l)} b_j \omega^{2j}}{[1 + (\alpha\omega)^2]^{\mu_r} [1 - h_c(\alpha\omega)^2 + \beta(\alpha\omega)^4]^{\mu_c} [1 + \sum_{i=1}^{n-2} a_i(\alpha\omega)^{2i}]}$$

(4.16)

โดย

$$2(m_0+m_1+\dots+m_l) \leq \mu_r + 2\mu_c + n - 2$$

(4.17)

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการ (4.15) กับ (4.1) จะเห็นได้ว่ามีเพียงเศษเท่านั้นที่แตกต่างกัน ดังนั้นถ้าต้องการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ต่างๆ ต้องกระจายเศษให้อยู่ในรูปของโพลีโนเมียลในเทอม  $\omega^2$  ซึ่งทำได้โดยการกระจายไบโนเมียลโพลีโนเมียล และคูณโพลีโนเมียลเข้าด้วยกัน จะได้ผลดังนี้

$$\prod_{j=0}^l (1 - \omega^2 / \omega_{0j}^2)^{2m_j} = 1 + \sum_{j=1}^{2(m_0+m_1+\dots+m_l)} b_j \omega^{2j}$$

(4.17)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ทำให้สมการ (4.15) กลายเป็น (4.16) หลังจากนั้นไปขั้นตอนการต่างๆก็จะเหมือนกับที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น

#### 4.2 ตัวอย่างการออกแบบ

ได้แสดงตัวอย่างการออกแบบไว้ทั้งสองกรณี คือทั้งแบบที่โรอยู่ตำแหน่งเดียวกับอยู่ที่หลายๆตำแหน่ง โดยตารางที่ 4.1 ได้แสดงตำแหน่งโพลและตัวประกอบ  $Q$  (สัญลักษณ์ที่ใช้เป็นไปตามสมการ 3.12) ของ  $n = 4, 6, 8, 10, 12$   $\mu_r = n/2$   $\mu_c = 1, 2, 3$   $\omega_c$  (ในตารางเขียนเป็น  $\omega_z$ ) =  $\infty, 1.5, 1.4, 1.3, 1.2, 1.1$  rad/sec และ  $m = 1$  ตารางที่ 4.2 เป็นการสรุปค่า  $Q_c$  ของตัวอย่างนี้ จะสังเกตได้ว่า  $Q_c$  มีค่าลดลงเมื่อเพิ่ม  $\mu_c$  ส่วนรูปที่ 4.2 ได้แสดงผลตอบสนองสูญเสีย ของ  $n = 10$   $\mu_r = 5$   $\mu_c = 2$   $m = 1$  และ  $\omega_c = \infty, 1.5, 1.4, 1.3, 1.2, 1.1$  rad/sec

ส่วนผลการออกแบบ การใช้ซีโรหลายๆ ตำแหน่ง แสดงอยู่ในตารางที่

4.3 โดยใช้  $n = 6$   $\mu_c = 2$   $m_0 = m_1 = m_2 = 1$   $\omega_{c0} = 1.4$   $\omega_{c1} = 1.6$   $\omega_{c2} = 2.0$  rad/sec และ  $\mu_r = 1, 2, 3, 4$  และผลตอบแทนการสูญเสียอยู่ในรูป 4.3

ตารางที่ 4.1 แสดงตำแหน่งโพลและตัวประกอบ Q

$$n = 4 \quad \mu_c = 1 \quad \mu_r = 2$$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{o1}$	$Q_{o1}$
$\infty$	1.117395	0.5	1.003718	1.726414	1.038659	0.645720
1.5	1.254833	0.5	1.023419	2.159658	1.185189	0.704816
1.4	1.284030	0.5	1.028018	2.294202	1.222811	0.718884
1.3	1.326354	0.5	1.034336	2.526822	1.281587	0.740266
1.2	1.394493	0.5	1.042610	3.023868	1.387461	0.777007
1.1	1.532341	0.5	1.047638	4.774975	1.649018	0.855782

$$n = 4 \quad \mu_c = 2 \quad \mu_r = 2$$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{o1}$	$Q_{o1}$
$\infty$	1.030153	0.5	1.091714	1.449460	0.932772	0.610852
1.5	1.100885	0.5	1.106766	1.741827	1.024896	0.632349
1.4	1.114129	0.5	1.111855	1.827404	1.045132	0.635939
1.3	1.132458	0.5	1.120214	1.972237	1.074524	0.640598
1.2	1.160125	0.5	1.135695	2.278520	1.121637	0.646918
1.1	1.210794	0.5	1.172086	3.626616	1.215069	0.656372

$$n = 4 \quad \mu_c = 3 \quad \mu_r = 2$$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{o1}$	$Q_{o1}$
$\infty$	0.985933	0.5	1.155986	1.306563	0.878360	0.595862
1.5	1.033605	0.5	1.171852	1.527292	0.944539	0.607891
1.4	1.042524	0.5	1.178737	1.589861	0.958640	0.609734
1.3	1.055282	0.5	1.191195	1.695392	0.979527	0.612156
1.2	1.076351	0.5	1.218174	1.924506	1.015477	0.615722
1.1	1.128549	0.5	1.311797	3.554847	1.109416	0.623812

$$n = 6 \quad \mu_c = 1 \quad \mu_r = 3$$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{o1}$	$Q_{o1}$
$\infty$	1.168293	0.5	1.002436	2.448789	1.023462	0.862200

1.5	1.265769	0.5	1.010501	2.886240	1.077438	0.579855
					1.083908	0.951272
					1.201337	0.599019
1.4	1.284678	0.5	1.012846	3.020880	1.100658	0.972832
					1.230491	0.602304
1.3	1.311327	0.5	1.016430	3.249668	1.127031	1.005529
					1.273868	0.606623
1.2	1.352677	0.5	1.022174	3.721906	1.174370	1.061666
					1.345816	0.612599
1.1	1.431908	0.5	1.030338	5.283011	1.287825	1.186826
					1.496589	0.621872

$$n = 6 \quad \mu_c = 2 \quad \mu_r = 3$$

$N_z$	$N_r$	$Q_r$	$N_{oc}$	$Q_{oc}$	$N_{oi}$	$Q_{oi}$
$\infty$	1.077027	0.5	1.064776	1.971070	0.940559	0.781347
					0.950169	0.565062
1.5	1.133965	0.5	1.069446	2.272590	0.990227	0.821543
					1.026508	0.573816
1.4	1.144173	0.5	1.071575	2.361062	1.002166	0.828926
					1.042323	0.575061
1.3	1.158097	0.5	1.075355	2.508284	1.019864	0.838738
					1.064729	0.576589
1.2	1.178700	0.5	1.083003	2.804289	1.048789	0.852384
					1.099413	0.578508
1.1	1.215284	0.5	1.102849	3.807110	1.106753	0.873152
					1.164598	0.581080

$$n = 6 \quad \mu_c = 3 \quad \mu_r = 3$$

$N_z$	$N_r$	$Q_r$	$N_{oc}$	$Q_{oc}$	$N_{oi}$	$Q_{oi}$
$\infty$	1.025925	0.5	1.112114	1.723851	0.880959	0.557459
					0.892645	0.743935
1.5	1.065934	0.5	1.116433	1.954147	0.932935	0.768263
					0.935808	0.562742
1.4	1.072963	0.5	1.119178	2.019564	0.941999	0.772232
					0.946657	0.563443

1.3	1.082653 0.5	1.124493 2.127243	0.955328 0.777383
			0.962068 0.564302
1.2	1.097647 0.5	1.136657 2.342885	0.977526 0.784579
			0.986767 0.565423
1.1	1.129741 0.5	1.177862 3.167407	1.029138 0.797791
			1.042019 0.567315

$n = 8 \quad \mu_c = 1 \quad \mu_r = 4$

$W_z$	$W_r \quad Q_r$	$W_{oc} \quad Q_{oc}$	$W_{o1} \quad Q_{o1}$
$\infty$	1.197408 0.5	1.001626 3.169333	1.015215 1.090841
			1.108343 0.558354
			1.046235 0.698897
1.5	1.273281 0.5	1.005728 3.609854	1.046758 1.196437
			1.113979 0.733305
			1.211001 0.562470
1.4	1.287327 0.5	1.007075 3.746002	1.056279 1.223034
			1.233661 0.563798
			1.131288 0.739721
1.3	1.306872 0.5	1.009263 3.976238	1.071584 1.263649
			1.157450 0.748315
			1.266573 0.565453
1.2	1.336717 0.5	1.013138 4.444474	1.099583 1.333723
			1.201436 0.760450
			1.319427 0.567596
1.1	1.392601 0.5	1.020313 5.927883	1.167136 1.491455
			1.293916 0.779591
			1.424998 0.570644

$n = 8 \quad \mu_c = 2 \quad \mu_r = 4$

$W_z$	$W_r \quad Q_r$	$W_{oc} \quad Q_{oc}$	$W_{o1} \quad Q_{o1}$
$\infty$	1.108945 0.5	1.050055 2.487388	0.947696 0.963274
			0.978307 0.545212
			0.943258 0.665318
1.5	1.157043 0.5	1.051610 2.793639	0.978241 1.016674
			0.992350 0.682970

1.4	1.165464 0.5	1.052638 2.884653	1.044140 0.550024	0.986208 1.027352
1.3	1.176868 0.5	1.054616 3.035735	1.003356 0.685726	1.057354 0.550651
1.2	1.193566 0.5	1.058979 3.334854	0.998295 1.041905	1.075856 0.551400
1.1	1.222701 0.5	1.071462 4.262913	1.019206 0.689172	1.08559 1.062734
			1.104026 0.552306	1.044098 0.693574
			1.060127 1.095345	1.155596 0.553456
			1.091165 0.699502	

$$n = 8 \quad \mu_c = 3 \quad \mu_r = 4$$

$N_z$	$W_r$ $Q_r$	$W_{oc}$ $Q_{oc}$	$W_{oi}$ $Q_{oi}$
$\infty$	1.056121 0.5	1.087790 2.134999	0.906041 0.902120
			0.883062 0.647170
1.5	1.091154 0.5	1.088691 2.370499	0.903704 0.540551
			0.933064 0.936197
			0.921386 0.658444
1.4	1.097136 0.5	1.089947 2.438412	0.951940 0.543640
			0.939560 0.942215
			0.929429 0.660055
1.3	1.105238 0.5	1.092617 2.549756	0.961175 0.544021
			0.949208 0.950099
			0.974036 0.544472
1.2	1.117328 0.5	1.099216 2.767327	0.940879 0.662032
			0.965210 0.961024
			0.993859 0.545026
1.1	1.141125 0.5	1.122631 3.469096	0.958955 0.664560
			1.000631 0.979414
			0.996862 0.668407
			1.034459 0.545832

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ  
 ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ขออนุญาตจากหน่วยงานต้นสังกัดและต้องอ้างอิงถึงต้นตอเอกสารทุกครั้งที่มาใช้

$$n = 10 \quad \mu_c = 1 \quad \mu_r = 5$$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{oi}$	$Q_{oi}$
$\alpha$	1.216450	0.5	1.001145	3.888874	1.010581	1.323860
					1.031093	0.829010
					1.067276	0.632520
1.5	1.278677	0.5	1.003519	4.331351	1.132902	0.539390
					1.029289	1.439880
					1.072866	0.874220
1.4	1.289869	0.5	1.004363	4.468930	1.131870	0.650069
					1.220041	0.544640
					1.035360	1.470214
1.3	1.305330	0.5	1.005789	4.701367	1.084429	0.883327
					1.147230	0.652859
					1.238501	0.545334
1.2	1.328724	0.5	1.008488	5.171198	1.045340	1.516975
					1.102257	0.895775
					1.169829	0.656391
1.1	1.371976	0.5	1.014290	6.622705	1.264960	0.546175
					1.064057	1.598353
					1.132867	0.913743
					1.206528	0.661026
					1.306751	0.547228
					1.110146	1.782903
					1.198300	0.942662
					1.388263	0.548656
					1.280087	0.667647

$$n = 10 \quad \mu_c = 2 \quad \mu_r = 5$$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{oi}$	$Q_{oi}$
$\alpha$	1.132383	0.5	1.040792	3.000381	0.953629	1.149250
					0.959721	0.614205
					1.005214	0.534253
1.5	1.174191	0.5	1.041189	3.309323	0.944454	0.776156
					0.978439	0.801111
					1.063437	0.537307

1.4	1.181404 0.5	1.041719 3.402269	1.005832 0.624181	0.974039 1.212388
			0.986647 0.805357	1.015746 0.625596
			1.074899 0.537683	0.979732 1.225900
1.3	1.191132 0.5	1.042833 3.556781	0.988556 1.244734	1.090837 0.538125
			0.998689 0.810777	1.029812 0.627313
1.2	1.205292 0.5	1.045519 3.861451	1.003732 1.272463	1.051479 0.629420
			1.017954 0.817852	1.114875 0.538648
1.1	1.229737 0.5	1.053982 4.770439	1.035752 1.317249	1.091373 0.632101
			1.054914 0.827509	1.158207 0.539289

$n = 10$      $\mu_c = 3$      $\mu_r = 5$

$W_z$	$W_r$ $Q_r$	$W_{oc}$ $Q_{oc}$	$W_{o1}$	$Q_{o1}$
$\infty$	1.079804 0.5	1.072255 2.542079	0.916976 1.063779	0.894788 0.603325
			0.928764 0.531087	0.891349 0.746767
1.5	1.111167 0.5	1.071946 2.780650	0.936255 1.105655	0.930691 0.610010
			0.919644 0.763349	0.972336 0.533145
1.4	1.116445 0.5	1.072544 2.850493	0.941177 1.113591	0.937968 0.610897
			0.925970 0.765909	0.980542 0.533387
1.3	1.123522 0.5	1.073982 2.965202	0.948590 1.124166	0.948154 0.611955
			0.935062 0.769091	0.991841 0.533669

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ในที่อื่นได้โดยไม่ได้รับอนุญาต

1.2	1.133871 0.5	1.077900	3.187706	0.960993	1.138940
				0.963780	0.613245
				1.008874	0.534003
				0.949429	0.773156
1.1	1.153156 0.5	1.092843	3.855238	0.987908	1.162919
				0.994533	0.615014
				0.978584	0.779034
				1.041823	0.534447

$n = 12 \quad \mu_c = 1 \quad \mu_r = 6$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{o1}$	$Q_{o1}$
∞	1.229951 0.5	1.000848	4.607791	1.007764	1.558963	
				1.022417	0.963960	
				1.085847	0.597368	
				1.152815	0.530895	
1.5	1.282754 0.5	1.002343	5.051476	1.046868	0.720980	
				1.019809	1.682036	
				1.090890	0.745305	
				1.050184	1.017098	
1.4	1.292065 0.5	1.002908	5.190218	1.145353	0.607829	
				1.228492	0.534279	
				1.023958	1.715249	
				1.244074	0.534698	
1.3	1.304854 0.5	1.003885	5.424768	1.102143	0.749495	
				1.158811	0.609331	
				1.058428	1.028522	
				1.030919	1.766965	
1.2	1.324117 0.5	1.005831	5.897764	1.118951	0.754897	
				1.266200	0.535198	
				1.178287	0.611179	
				1.071397	1.044455	
1.1	1.359434 0.5	1.010469	7.337141	1.044316	1.857865	
				1.209361	0.613507	
				1.146683	0.762079	
				1.300835	0.535808	
1.1	1.359434 0.5	1.010469	7.337141	1.094189	1.067945	
				1.078214	2.065788	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถ  
 ให้นำกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงที่มา

			1.367408	0.536617
			1.202912	0.772447
			1.270218	0.616690
			1.144072	1.106629

$$n = 12 \quad \mu_c = 2 \quad \mu_r = 6$$

$W_z$	$W_r$	$Q_r$	$W_{oc}$	$Q_{oc}$	$W_{o1}$	$Q_{o1}$
$\infty$	1.150465	0.5	1.034429	3.511144	0.958483	1.337056
					0.978526	0.585869
					0.947539	0.891663
					0.954499	0.692139
					1.029155	0.527366
1.5	1.187520	0.5	1.034350	3.821690	0.972928	1.407624
					0.988608	0.706681
					1.021464	0.592285
					0.972262	0.922589
					1.081534	0.529478
1.4	1.193848	0.5	1.034625	3.916087	0.977177	1.423566
					0.996436	0.708911
					0.978630	0.928250
					1.091705	0.529728
					1.030439	0.593138
1.3	1.202364	0.5	1.035279	4.073413	0.983897	1.446230
					1.007712	0.711664
					0.988150	0.935630
					1.105793	0.530018
					1.043066	0.594155
1.2	1.214715	0.5	1.037009	4.383652	0.995738	1.480462
					1.126915	0.530357
					1.025333	0.715098
					1.003694	0.945485
					1.062303	0.595374
1.1	1.235885	0.5	1.043018	5.291964	1.021453	1.537574
					1.058096	0.719508
					1.097165	0.596875
					1.164595	0.530763
					1.034060	0.959210

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์อื่น ๆ  
 ได้หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยไว้ล่วงหน้า และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่จัดทำเอกสารนี้ไว้

$$n = 12 \quad \mu_c = 3 \quad \mu_r = 6$$

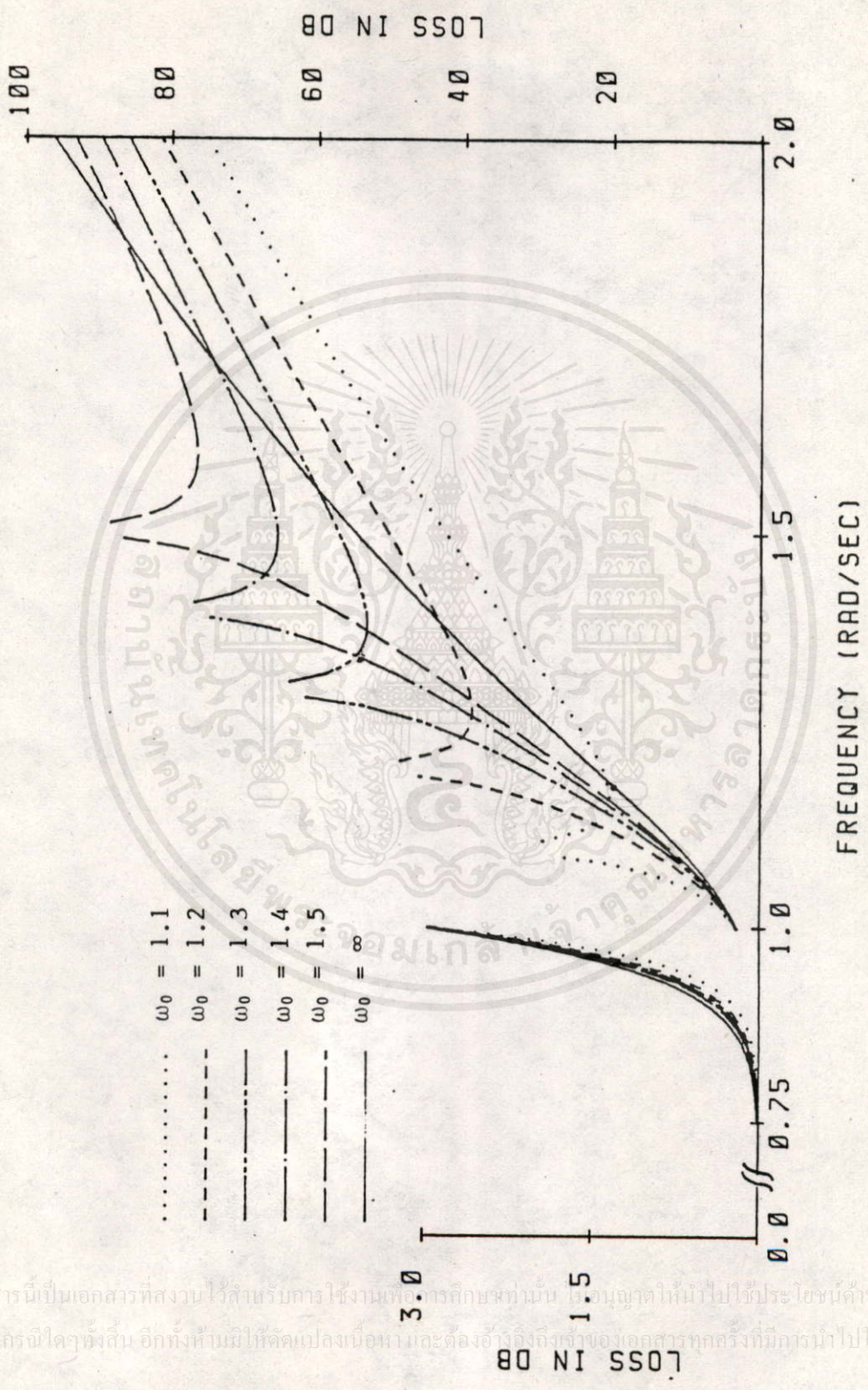
$N_z$	$N_r$	$Q_r$	$N_{DC}$	$Q_{DC}$	$N_{01}$	$Q_{01}$
∞	1.098957	0.5	1.061450	2.946317	0.925800	1.226919
					0.952528	0.525069
					0.896675	0.674607
					0.900068	0.850716
					0.911743	0.578577
1.5	1.127439	0.5	1.060695	3.188807	0.940170	1.275130
					0.945419	0.583049
					0.992497	0.526549
					0.921744	0.871896
					0.924567	0.684655
1.4	1.132191	0.5	1.060965	3.258134	0.944029	1.284833
					0.952102	0.583614
					0.999951	0.526718
					0.926878	0.875407
					0.930552	0.686086
1.3	1.138531	0.5	1.061759	3.375645	0.949933	1.297986
					0.961372	0.584276
					1.010154	0.526912
					0.934358	0.879837
					0.939016	0.687814
1.2	1.147690	0.5	1.064207	3.603453	0.959951	1.316656
					0.975353	0.585062
					0.952049	0.689931
					0.946280	0.885553
					1.025331	0.527137
1.1	1.164132	0.5	1.074394	4.263301	0.981597	1.346619
					1.001715	0.586069
					0.970107	0.893628
					0.977144	0.692741
					1.053558	0.527419

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่า  $Q_c$  ของ  $n = 4, 6, 8, 10, 12$   $\mu_c = 1, 2, 3$

$$m = 1 \text{ และ } \mu_r = n/2$$

$\mu_c$	$n$	4	6	8	10	12
	$\omega_0$					
1	$\infty$	1.726414	2.448789	3.169333	3.888874	4.607791
	1.5	2.159658	2.886240	3.609854	4.331351	5.051476
	1.4	2.294202	3.020880	3.746002	4.468930	5.190218
	1.3	2.526822	3.249668	3.976238	4.701367	5.424768
	1.2	3.023868	3.721906	4.444474	5.171198	5.897764
	1.1	4.774975	5.283011	5.927883	6.622705	7.337141
2	$\infty$	1.449460	1.971070	2.487388	3.000381	3.511144
	1.5	1.741827	2.272590	2.793639	3.309323	3.821690
	1.4	1.827404	2.361062	2.884653	3.402269	3.916087
	1.3	1.972237	2.508284	3.035735	3.556781	4.073413
	1.2	2.278520	2.804289	3.334854	3.861451	4.383652
	1.1	3.626616	3.807110	4.262913	4.770439	5.291964
3	$\infty$	1.306563	1.723850	2.134999	2.542079	2.946317
	1.5	1.527292	1.954147	2.370499	2.780650	3.186807
	1.4	1.589861	2.019564	2.438421	2.850493	3.258134
	1.3	1.695392	2.127243	2.549756	2.965202	3.375645
	1.2	1.924506	2.342885	2.767327	3.187706	3.603453
	1.1	3.554847	3.167407	3.469096	3.855238	4.263301



รูปที่ 4.2 แสดงผลตอบสนองสองสูญเสีย ของ  $n = 10$   $\mu_r = 5$   $\mu_c = 2$   
 $\eta = 1$  และ  $\omega_0 = 1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5,$  และ  $\infty$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานต่ออาจารย์เท่านั้น กรุณาอย่าเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOSS IN DB

3.0  
1.5

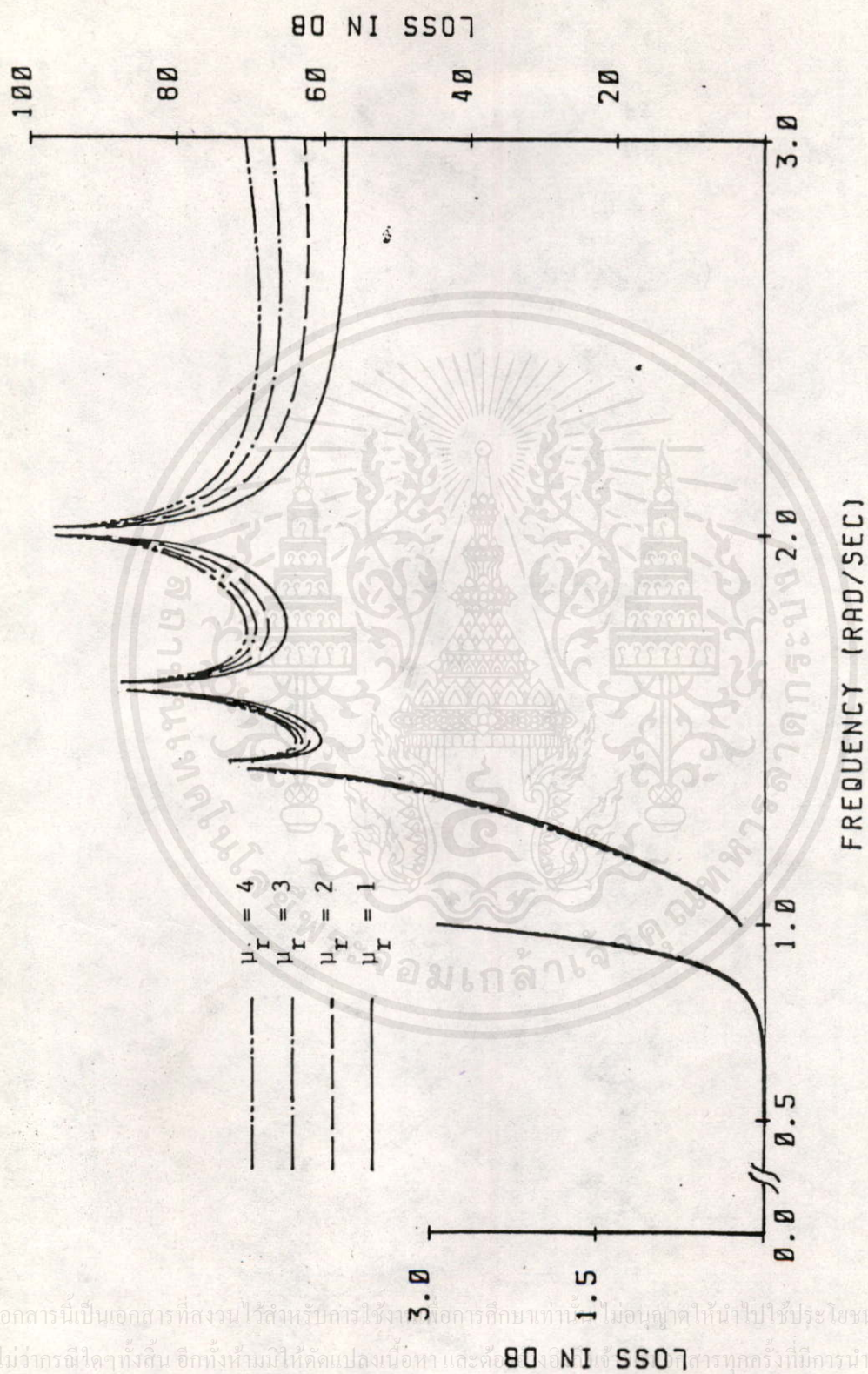
ตารางที่ 4.3 แสดงตำแหน่งโพลและตัวประกอบ Q ของ  $n = 6 \mu_c = 2$

$$\omega_0 = \omega_1 = \omega_2 = 1 \quad \omega_{o0} = 1.4 \quad \omega_{o1} = 1.6$$

$$\omega_{o2} = 2.0 \text{ rad/sec} \quad \text{และ } \mu_r = 1, 2, 3, 4$$

$\mu_r$	โพลจริง		โพลวิกฤต		โพลเชิงซ้อน	
	$\omega_r$	$Q_r$	$\omega_{oc}$	$Q_{oc}$	$\omega_D$	$Q_D$
1	1.078324	0.5	1.069467	2.653196	1.051189	0.872361
					1.124776	0.572790
2	1.184496	0.5	1.067008	2.724091	1.052431	0.902387
					1.152571	0.590141
3	1.265383	0.5	1.065588	2.770577	1.053856	0.921309
					1.169941	0.600995
4	1.332444	0.5	1.064655	2.803697	1.055054	0.934440
					1.181771	0.608510

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



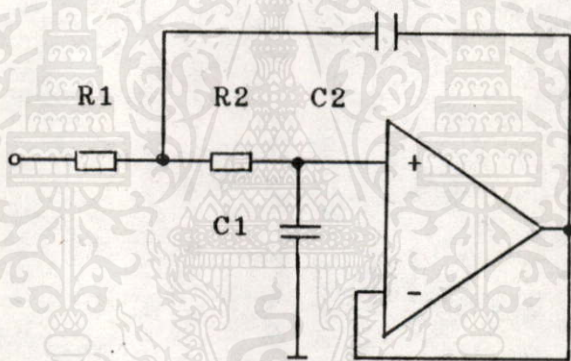
รูปที่ 4.3 แสดงผลตอบสนองสูญเสีย ของ  $n = 6$   $\mu_c = 2$   $m_0 = 2$   $m_1 = m_2 = 1$   
 $\omega_{00} = 1.4$ ,  $\omega_{01} = 1.6$ ,  $\omega_{02} = 2.0$  และ  $\mu_r = 1, 2, 3, 4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และตีพิมพ์ซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

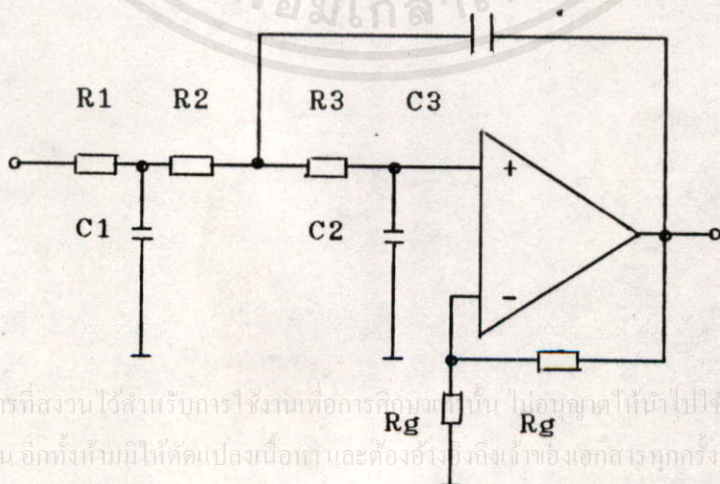
## บทที่ 5

## การทดลองและวงจร

เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่า ฟังก์ชันกรองความถี่ที่ได้ออกแบบสามารถนำไปใช้ในทางปฏิบัติได้จริง จึงได้ทำการทดลองออกแบบวงจร โดยใช้เทคนิคในบทที่ 3 ทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 1 kHz ด้วยวงจร 3 แบบคือแบบราบเรียบที่สุด ( $v = 6$ ) แบบที่มีขดคลื่น 2 ขด ( $v = 4$ ) และ แบบขดคลื่นเท่ากันหมด ( $v = 0$ ) โดยกำหนดให้  $n = 6$   $\mu_r = 3$   $\mu_c = 2$  และ  $\epsilon = 1$  ใช้วงจรซัลเลนและคีย์ลำดับที่สอง 1 วงจร ลำดับที่สาม 3 วงจร วงจรทั้งสองแบบเป็นตามรูปที่ 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ



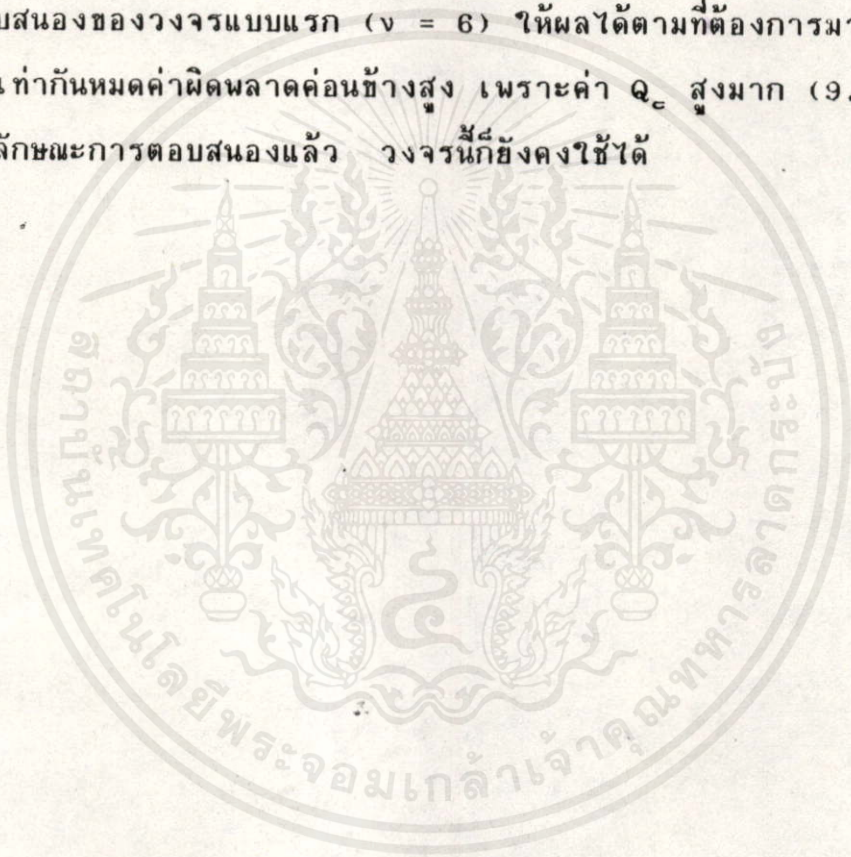
รูปที่ 5.1 วงจรซัลเลนและคีย์ลำดับที่สอง

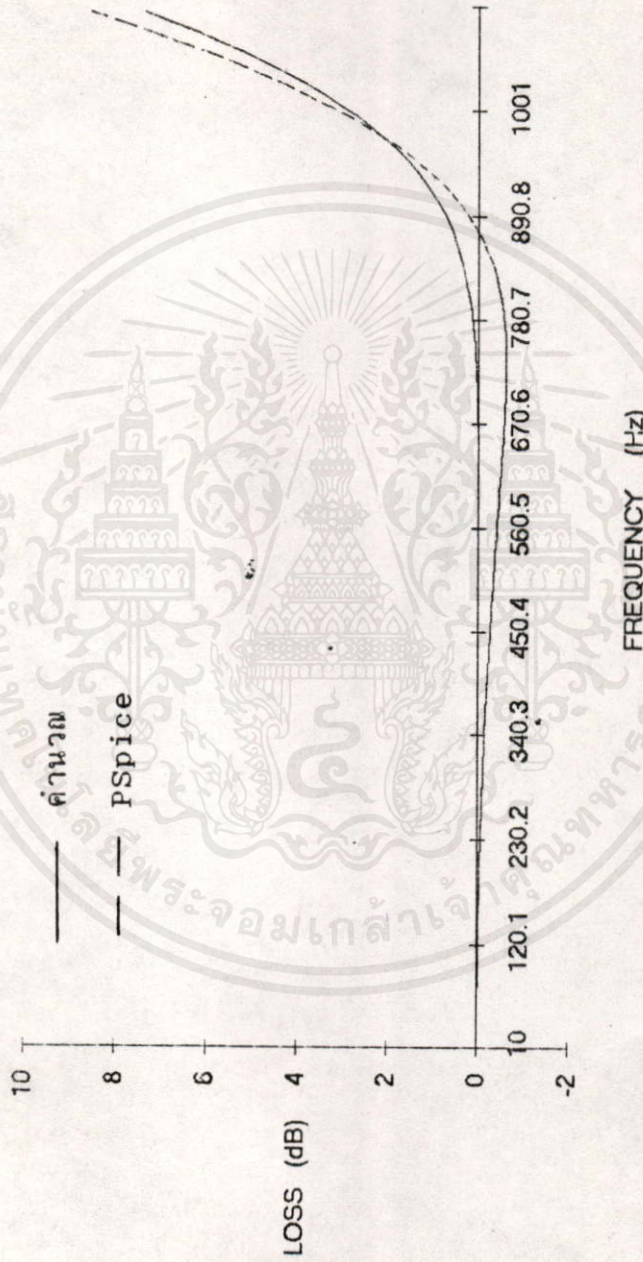


รูปที่ 5.2 วงจรซัลเลนและคีย์ลำดับที่สาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

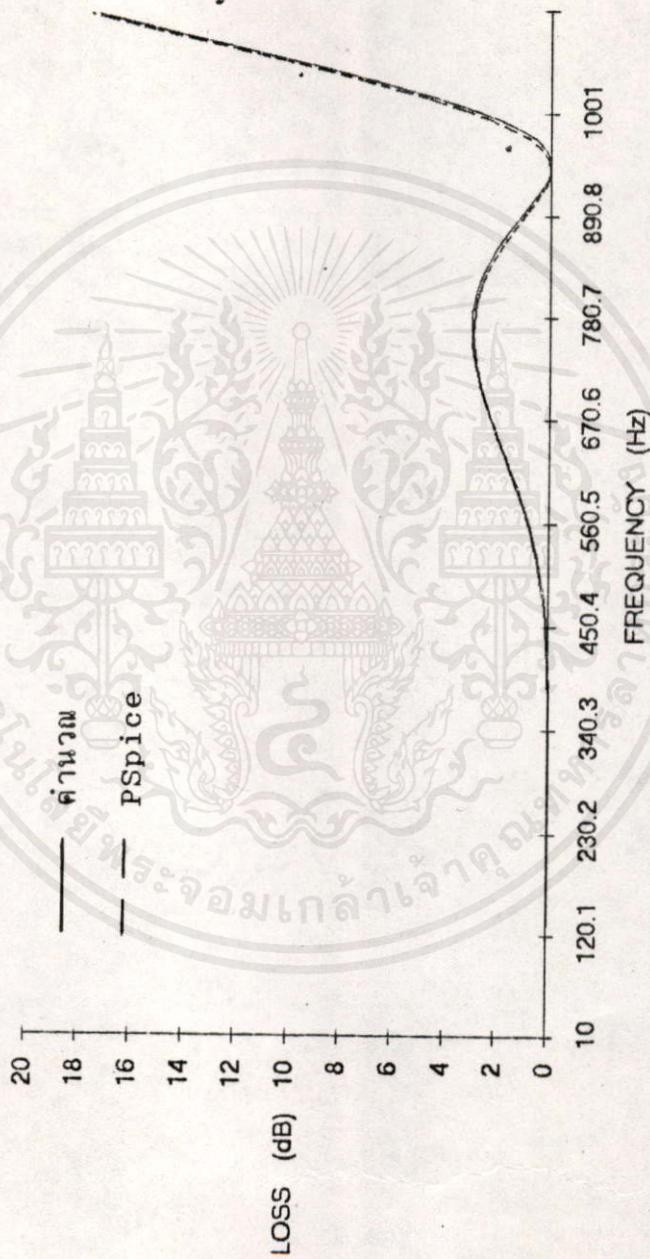
ค่าอุปกรณ์ที่ออกแบบได้ปรากฏตามตารางที่ 5.4 สำหรับออปแอมป์ใช้เบอร์ UA741 แรงดันแหล่งจ่าย 15 โวลต์ จำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมจำลองการทำงาน PSpice หาค่าแรงดันขาออกแล้วนำมาคำนวณหาการสูญเสีย เปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณจากฟังก์ชันโดยตรง ความถี่ที่ใช้ในการทดสอบใช้ตั้งแต่ 10 Hz - 1.1kHz ผลการจำลองของแต่ละวงจรแสดงอยู่ในตารางที่ 5.1 ถึง 5.3 ส่วนรูปภาพแสดงด้วยรูปที่ 5.3 ถึง 5.5 ซึ่งจะเห็นว่าผลตอบสนองของวงจรแบบแรก ( $v = 6$ ) ให้ผลได้ตามที่ต้องการมาก ส่วนแบบยอดคลื่นเท่ากันหมดค่าผิดพลาดค่อนข้างสูง เพราะค่า  $Q_c$  สูงมาก (9.193) แต่ถ้าดูตามลักษณะการตอบสนองแล้ว วงจรนี้ก็ยังคงใช้ได้





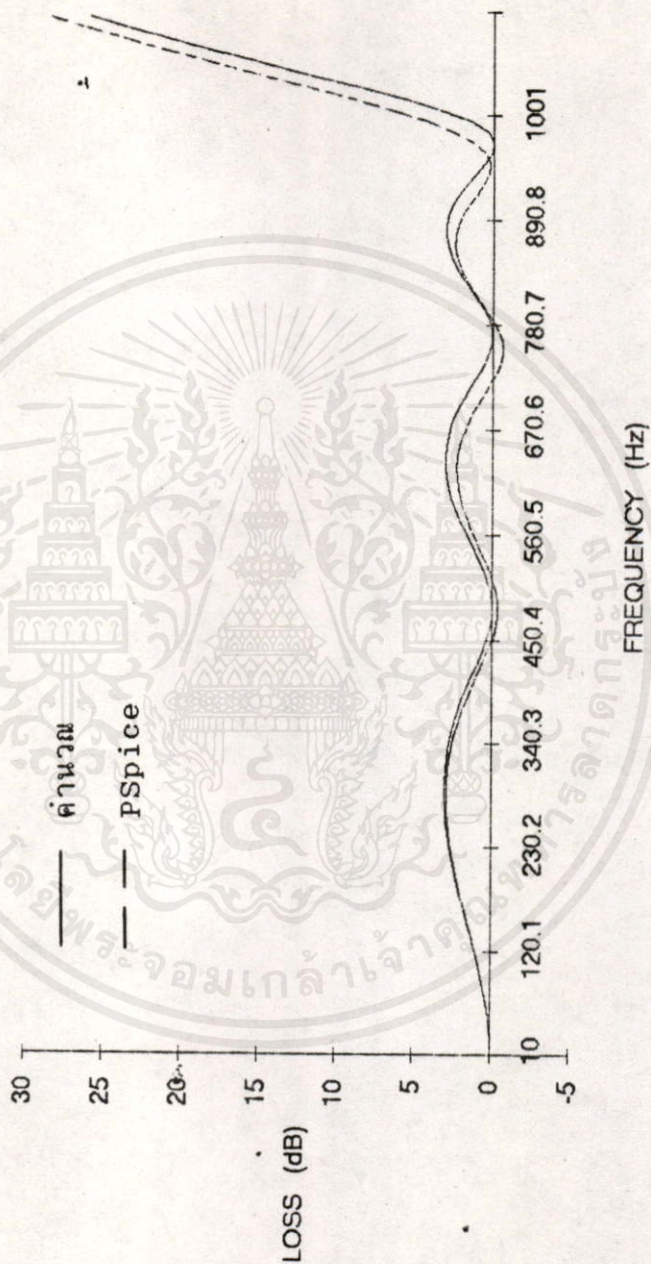
รูปที่ 5.3 แสดงผลตอบสองของ  $v = 6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงผลตอบสนองของ  $\nu = 4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกหนึ่งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 แสดงผลตอบสนองของ  $v = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบผลการทดลองจาก PSpice กับ ผลการคำนวณ เมื่อ  $v = 6$  (Maximally flat)

ความถี่ (Hz)	การสูญเสีย (dB)			ความถี่ (Hz)	การสูญเสีย (dB)		
	PSpice	คำนวณ	ค่าผิดพลาด		PSpice	คำนวณ	ค่าผิดพลาด
10.00	-0.0000	0.0000	0.0000	10.80	-0.0000	0.0000	0.0000
11.66	-0.0000	-0.0000	-0.0000	12.59	-0.0000	-0.0000	-0.0000
13.59	-0.0000	0.0000	0.0000	14.68	-0.0000	0.0000	0.0000
15.85	-0.0000	-0.0000	-0.0000	17.11	-0.0000	-0.0000	-0.0000
18.48	-0.0000	-0.0000	-0.0000	19.95	-0.0000	-0.0000	-0.0000
21.54	-0.0009	0.0000	0.0009	23.26	-0.0009	0.0000	0.0009
25.12	-0.0009	-0.0000	0.0009	27.12	-0.0009	-0.0000	0.0009
29.29	-0.0009	-0.0000	0.0009	31.62	-0.0009	-0.0000	0.0009
34.15	-0.0017	0.0000	0.0017	36.87	-0.0017	0.0000	0.0017
39.81	-0.0017	0.0000	0.0017	42.99	-0.0017	0.0000	0.0017
46.42	-0.0017	0.0000	0.0017	50.12	-0.0017	0.0000	0.0017
54.12	-0.0017	0.0000	0.0017	58.43	-0.0017	0.0000	0.0017
63.10	-0.0017	0.0000	0.0017	68.13	-0.0017	0.0000	0.0017
73.56	-0.0104	0.0000	0.0104	79.43	-0.0104	0.0000	0.0104
85.77	-0.0104	0.0000	0.0104	92.61	-0.0104	0.0000	0.0104
100.00	-0.0104	-0.0000	0.0104	108.00	-0.0104	-0.0000	0.0104
116.60	-0.0191	0.0000	0.0191	125.90	-0.0191	0.0000	0.0191
135.90	-0.0191	-0.0000	0.0191	146.80	-0.0191	-0.0000	0.0191
158.50	-0.0278	0.0000	0.0278	171.10	-0.0278	0.0000	0.0278
184.80	-0.0451	0.0000	0.0451	199.50	-0.0451	0.0000	0.0451
215.40	-0.0623	0.0000	0.0623	232.60	-0.0623	0.0000	0.0623
251.20	-0.0796	0.0000	0.0796	271.20	-0.0796	0.0000	0.0796
292.90	-0.1053	0.0000	0.1053	316.20	-0.1053	0.0000	0.1053
341.50	-0.1482	0.0000	0.1482	368.70	-0.1482	0.0000	0.1482
398.10	-0.1992	0.0000	0.1993	429.90	-0.1992	0.0000	0.1993
464.20	-0.2753	0.0001	0.2755	501.20	-0.2753	0.0001	0.2755
541.20	-0.3841	0.0011	0.3851	584.30	-0.3841	0.0011	0.3851
631.00	-0.5079	0.0087	0.5165	681.30	-0.5079	0.0087	0.5165
735.60	-0.5894	0.0680	0.6575	794.30	-0.5894	0.0680	0.6575
857.70	-0.1139	0.4979	0.6118	926.10	-0.1139	0.4979	0.6118
1000.00	3.2946	3.0103	-0.2843	1080.00	3.2946	3.0103	-0.284
1166.00	12.9778	11.3839	-1.5939	1259.00	12.9778	11.3839	-1.593
1359.00	26.8552	24.8601	-1.9951	1468.00	26.8552	24.8601	-1.995

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบผลการทดลองจาก PSpice กับ ผลการคำนวณ เมื่อ  $v = 4$ 

ความถี่(Hz)	การสูญเสีย (dB)		ค่าผิดพลาด	ความถี่(Hz)	การสูญเสีย (dB)		ค่าผิดพลาด
	PSpice	คำนวณ			PSpice	คำนวณ	
10.00	-0.0000	-0.0000	-0.0000	10.80	-0.0000	-0.0000	-0.0000
11.66	-0.0000	0.0000	0.0000	12.59	-0.0000	0.0000	0.0000
13.59	-0.0000	0.0000	0.0000	14.68	-0.0000	0.0000	0.0000
15.85	-0.0000	-0.0000	-0.0000	17.11	-0.0000	-0.0000	-0.0000
18.48	-0.0000	0.0000	0.0000	19.95	-0.0000	0.0000	0.0000
21.54	-0.0000	-0.0000	-0.0000	23.26	-0.0000	-0.0000	-0.0000
25.12	-0.0000	-0.0000	-0.0000	27.12	-0.0000	-0.0000	-0.0000
29.29	-0.0000	0.0000	0.0000	31.62	-0.0000	0.0000	0.0000
34.15	-0.0000	0.0000	0.0000	36.87	-0.0000	0.0000	0.0000
39.81	-0.0000	0.0000	0.0000	42.99	-0.0000	0.0000	0.0000
46.42	-0.0009	0.0000	0.0009	50.12	-0.0009	0.0000	0.0009
54.12	-0.0009	0.0000	0.0009	58.43	-0.0009	0.0000	0.0009
63.10	-0.0017	0.0000	0.0017	68.13	-0.0017	0.0000	0.0017
73.56	-0.0017	0.0000	0.0017	79.43	-0.0017	0.0000	0.0017
85.77	0.0017	-0.0000	0.0017	92.61	-0.0017	-0.0000	0.0017
100.00	-0.0017	-0.0000	0.0017	108.00	-0.0017	-0.0000	0.0017
116.60	-0.0017	0.0000	0.0017	125.90	-0.0017	0.0000	0.0017
135.90	-0.0104	0.0000	0.0104	146.80	-0.0104	0.0000	0.0104
158.50	-0.0104	0.0000	0.0104	171.10	-0.0104	0.0000	0.0104
184.80	-0.0104	0.0000	0.0104	199.50	-0.0104	0.0000	0.0104
215.40	-0.0191	0.0001	0.0192	232.60	-0.0191	0.0001	0.0192
251.20	-0.0278	0.0006	0.0284	271.20	-0.0278	0.0006	0.0284
292.90	-0.0278	0.0028	0.0306	316.20	-0.0278	0.0028	0.0306
341.50	-0.0278	0.0124	0.0401	368.70	-0.0278	0.0124	0.0401
398.10	0.0035	0.0522	0.0487	429.90	0.0035	0.0522	0.0487
464.20	0.1490	0.2051	0.0562	501.20	0.1490	0.2051	0.0562
541.20	0.6398	0.6955	0.0557	584.30	0.6398	0.6955	0.0557
631.00	1.7390	1.7874	0.0485	681.30	1.7390	1.7874	0.0485
735.60	2.8758	2.9411	0.0653	794.30	2.8758	2.9411	0.0653
857.70	1.7146	1.8597	0.1452	926.10	1.7146	1.8597	0.1452
1000.00	3.3980	3.0103	-0.3877	1080.00	3.3980	3.0103	-0.3877
1166.00	26.7148	26.4437	-0.2712	1259.00	26.7148	26.4437	-0.2712

ตารางที่ 5.3 เปรียบเทียบผลการทดลองจาก PSpice กับ ผลการคำนวณ เมื่อ  $\nu = 0$  (Equiripple)

ความถี่ (Hz)	การสูญเสีย (dB)			ความถี่ (Hz)	การสูญเสีย (dB)		
	PSpice	คำนวณ	ค่าผิดพลาด		PSpice	คำนวณ	ค่าผิดพลาด
10.00	0.0104	0.0091	-0.0014	10.80	0.0104	0.0091	-0.0014
11.66	0.0130	0.0123	-0.0007	12.59	0.0130	0.0123	-0.0007
13.59	0.0174	0.0167	-0.0007	14.68	0.0174	0.0167	-0.0007
15.85	0.0235	0.0227	-0.0008	17.11	0.0235	0.0227	-0.0008
18.48	0.0313	0.0309	-0.0005	19.95	0.0313	0.0309	-0.0005
21.54	0.0427	0.0419	-0.0008	23.26	0.0427	0.0419	-0.0008
25.12	0.0567	0.0568	0.0002	27.12	0.0567	0.0568	0.0002
29.29	0.0768	0.0771	0.0003	31.62	0.0768	0.0771	0.0003
34.15	0.1040	0.1044	0.0004	36.87	0.1040	0.1044	0.0004
39.81	0.1401	0.1412	0.0011	42.99	0.1401	0.1412	0.0011
46.42	0.1888	0.1908	0.0020	50.12	0.1888	0.1908	0.0020
54.12	0.2539	0.2572	0.0033	58.43	0.2539	0.2572	0.0033
63.10	0.3402	0.3456	0.0054	68.13	0.3402	0.3456	0.0054
73.56	0.4548	0.4624	0.0076	79.43	0.4548	0.4624	0.0076
85.77	0.6044	0.6154	0.0110	92.61	0.6044	0.6154	0.0110
100.00	0.7974	0.8129	0.0155	108.00	0.7974	0.8129	0.0155
116.60	1.0408	1.0632	0.0224	125.90	1.0408	1.0632	0.0224
135.90	1.3407	1.3710	0.0303	146.80	1.3407	1.3710	0.0303
158.50	1.6955	1.7375	0.0419	171.10	1.6955	1.7375	0.0419
184.80	2.0887	2.1461	0.0574	199.50	2.0887	2.1461	0.0574
215.40	2.4785	2.5577	0.0792	232.60	2.4785	2.5577	0.0792
251.20	2.7831	2.8935	0.1104	271.20	2.7831	2.8935	0.1104
292.90	2.8504	3.0041	0.1537	316.20	2.8504	3.0041	0.1537
341.50	2.4278	2.6451	0.2172	368.70	2.4278	2.6451	0.2172
398.10	1.2129	1.5181	0.3052	429.90	1.2129	1.5181	0.3052
464.20	-0.2921	0.0699	0.3621	501.20	-0.2921	0.0699	0.3621
541.20	0.8318	1.2258	0.3940	584.30	0.8318	1.2258	0.3940
631.00	2.2673	3.0163	0.7489	681.30	2.2673	3.0163	0.7489
735.60	-0.4915	0.5259	1.0174	794.30	-0.4915	0.5259	1.0174
857.70	2.4221	2.8920	0.4700	926.10	2.4221	2.8920	0.4700
1000.00	6.2352	3.0104	-3.2248	1080.00	6.2352	3.0104	-3.2248
1166.00	40.0209	37.8716	-2.1493	1259.00	40.0209	37.8716	-2.1493

ตารางที่ 5.4 แสดงค่าอุปกรณ์ ที่ใช้ในการทดลอง

SECOND ORDER BLOCK	v = 6	v = 4	v = 0	หน่วย
R( 1) =	7.234530	7.234530	7.234530	KOHMS
R( 2) =	7.234530	7.234530	7.234530	KOHMS
C( 1) =	0.005581	.002070	.001197	$\mu$ F
C( 2) =	0.086725	.233787	.404481	$\mu$ F
THIRD ORDER				
BLOCK # 1				
R( 1) =	7.717139	10.702047	25.422952	KOHMS
R( 2) =	18.970262	64.533970	129.550207	KOHMS
R( 3) =	1.966682	.795998	.409117	KOHMS
C( 1) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
C( 2) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
C( 3) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
THIRD ORDER				
BLOCK # 2				
R( 1) =	12.424435	14.672346	25.827300	KOHMS
R( 2) =	8.121996	20.593440	101.037965	KOHMS
R( 3) =	3.656528	4.639297	.847996	KOHMS
C( 1) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
C( 2) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
C( 3) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
THIRD ORDER				
BLOCK # 3				
R( 1) =	15.974912	24.424496	27.753063	KOHMS
R( 2) =	6.057437	10.740659	66.445258	KOHMS
R( 3) =	3.736382	6.149958	2.927029	KOHMS
C( 1) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
C( 2) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F
C( 3) =	0.022	0.022	0.022	$\mu$ F

หมายเหตุ สำหรับวงจรลำดับที่ 3 ต้องให้อัตราขยายของวงจรเป็น 2 ดังนั้นใช้ความต้านทานสองตัวกำหนดอัตราขยายเป็น  $R_g = 10$  KOHMS

## บทที่ 6

## บทสรุป

วงจรรองความถี่ที่ใช้การซ้อนโพลจริงและโพลวิกฤต ได้ให้คุณลักษณะที่ดีด้วยกันสองประการ หนึ่งสามารถสร้างเป็นวงจรลำดับที่สามได้ ดังนั้นยอมให้ลำดับได้สูงกว่าวงจรที่คาสเคดด้วยลำดับที่สอง ซึ่งหมายถึงสมรรถนะการลดทอนสัญญาณที่ดีกว่า หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งในการสร้างวงจรลำดับที่เท่ากัน วงจรที่คาสเคดด้วยลำดับที่สาม ยอมใช้โอเปอเรชันแอมพลิฟายเออร์ที่น้อยกว่า ทำให้มีผลดีในด้านการลดการใช้กำลังงานไฟฟ้า ความร้อนที่กำเนิดจากวงจร และอัตราส่วนสัญญาณรบกวนต่อสัญญาณ สองค่าตัวประกอบคือลดลง ทำให้ความไวของวงจรลดลง การคัดเลือกอุปกรณ์ในการสร้างวงจรจึงง่ายขึ้น

หนึ่งสามารถที่จะพัฒนาวงจรรองความถี่ให้มีการคัทออฟสูงขึ้น ได้โดยเพิ่มซีโรที่แกนจินตภาพลงในทรานส์เฟอ์ฟังก์ชัน ทำให้เกิดประโยชน์ในด้านที่สามารถเลือกกำจัดสัญญาณรบกวนรอบๆ ความถี่ที่ทราบค่าได้หลายตำแหน่ง โดยการกำหนดความถี่ซีโรขึ้นที่ตำแหน่งนั้นๆ แต่การจัดวางซีโรลักษณะที่ทำอยู่นี้ยังไม่สามารถจะควบคุมค่าลดทอนในย่านหยุดสัญญาณลงได้ ดังนั้นแนวทางในการพัฒนาต่อไป คือการทำให้ขนาดของริบเบิลในย่านหยุดสัญญาณมีค่าเท่ากัน จะเป็นการทำให้เกิดค่าลดทอนต่ำสุด ในแต่ละช่วงของย่านหยุดสัญญาณเท่ากันได้

## เอกสารอ้างอิง

1. ศ.ดร.ไพรัช ชัยพงษ์, ณรงค์ บวมทอง "วงจกรองความถี่ต่ำแบบแอคทีฟพอร์ซี ชนิดราบเรียบที่สุด ซึ่งใช้การซ้อนโพลจริงและโพลวิกฤต ที่ให้อัตราการันทนสูง", การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10 . หน้า 2-57 - 2-65
2. P. Thajchayapong, N.Buabthong, and S.Vannakrajrojn "An alternative design for a multiple-real-pole/multiple-critical-pole all-pole equiripple RC active low-pass filter," Proc. IEEE., Vol.74, No.8, pp.1162-1163, 1986.
3. P. Thajchayapong, and N. Buabthong, "Transitional multiple-real-pole transfer functions for lowpass RC-active filter design," INT.J.Electronics, Vol.64, No.5, pp. 703-707, 1988.
4. A. Premoli, "The MUCROMAF polynomials: An approach to the maximally flat approximation of RC active filter with low sensitivity," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-20, pp. 77-80, 1973.
5. A. Premoli, "A new class of equal-ripple filtering functions with low Q-factors: The MUCROER polynomials," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-21, pp.609-613, 1974.
6. M. Biey, A. Premoli, "Maximally flat approximation of low pass RC active filters with multiple real pole," Electro. Lett., vol. 33, no. 3, pp. 76-77, Feb. 1979.
7. M. Biey, A. Premoli, "Design of maximally flat low-pass filters with multiple real pole: the MURROMAF polynomial," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-25, pp.19-27, 1978.
8. M. Biey, A. Premoli, "New class of multiple-real-root equal ripple (m.u.r.r.o.r.) polynomials for the design of active filters by cascading 3rd-order blocks," IEE J. Electron. Circuits Syst.,

- vol. 3, pp. 53-57, 1979.
9. C. Wei, Y. Chien, "Multiple-real-pole and multiple-critical-pole maximally flat active RC lowpass filter," Proc. of ISCAS 85, vol.1, pp. 313-316, 1985.
  10. M. Biey, A. Premoli, "Lowpass filters by cascading low-Q 3rd-order blocks," Proc. Inst. Eng., vol. 129, pt. G, no. 1, pp. 26-27, Feb. 1982.
  11. A. Premoli, "Multiple-pole and zero approximation of general attenuation specifications," IEEE Trans. Circuits Syst., vol CAS-27, pp. 1218-1224, Dec. 1980.
  12. L.P. Huelsman, "Equal-valued-capacitor active-RC-network realisation of a 3rd-order lowpass Butterworth characteristics," Electron Lett., vol. 7, pp. 217-272, May 1971.
  13. S. Tirtoprodjo, "Constraint removal for Huelsman's equal-valued-capacitor active RC circuit," ibid., vol. 7, no. 16, pp. 448-449, Aug. 1971.
  14. S.A. Boctor, "Design of a third-order single amplifier filter," IEEE Trans. Circuit Syst., vol. CAS-22, pp. 329-334, Apr. 1975.
  15. A. Budak, Passive and Active Network Analysis and Synthesis. Boston : Houghton Mifflin, 1974.
  16. V. Valkenburg, Analog Filter Design. New York: CBS college Publishing, 1982.
  17. L.P. Huelsman and P.E. allen, Introduction to the Theory and Design of Active Filters. New York : McGraw-Hill, 1980.
  18. W. K. Chen, Passive and Active filters theory and implementations. New York : John Wiley , 1986.

ภาคผนวกที่ 1

โปรแกรมสำหรับเทคนิคในบทที่ 2

```

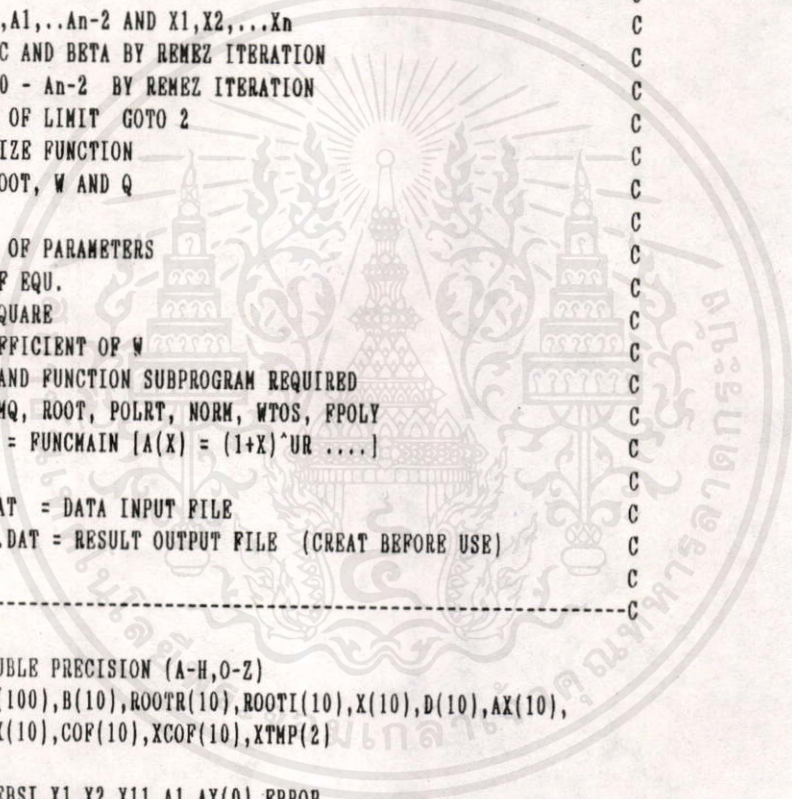
C-----C
C
C PROGRAM EQUIR
C
C PURPOSE
C A MULTIPLE-REAL-POLE/MULTIPLE-CRITICAL-POLE ALL-POLE
C EQUIREPPLE FILTER RC ACTIVE LOWPASS FILTERS
C
C PROCEDURE
C 1.SET A0,A1,..An-2 AND X1,X2,..Xn
C 2.FIND HC AND BETA BY REMEZ ITERATION
C 3.FIND A0 - An-2 BY REMEZ ITERATION
C 4.IF OUT OF LIMIT GOTO 2
C 5.NORMALIZE FUNCTION
C 6.FIND ROOT, W AND Q
C
C DESCRIPTION OF PARAMETERS
C NX = N OF EQU.
C X = W SQUARE
C AX = COEFFICIENT OF W
C
C SUBROUTINE AND FUNCTION SUBPROGRAM REQUIRED
C SUB = SIMQ, ROOT, POLRT, NORM, WTOS, FPOLY
C FUNCTION = FUNCHAIN [A(X) = (1+X)^UR ....]
C
C FILE
C FILTER.DAT = DATA INPUT FILE
C SOLUTION.DAT = RESULT OUTPUT FILE (CREAT BEFORE USE)
C-----C

```

```

IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION A(100),B(10),ROOTR(10),ROOTI(10),X(10),D(10),AX(10),
* RX(10),COF(10),XCOP(10),XTMP(2)
C
C READ NX,UC,EBSI,X1,X2,X11,A1,AX(0),ERROR
C
C OPEN(5,FILE='FILTER.DAT')
C OPEN(6,FILE='SOLUTION.DAT')
C READ(5,1000)NX,UC,EBSI,A1,ERROR
1000 FORMAT(I2,F3.1,D3.1,D3.1,D10.8)
C READ(5,1010)X(1),X(2),X(3),X(4),X(5),X(6)
C WRITE(*,1015)X(1),X(2),X(3),X(4),X(5),X(6)
1010 FORMAT(D10.8,D10.8,D10.8,D10.8,D10.8,D10.8)
1015 FORMAT(1H ,1X,F10.8,1X,F10.8,1X,F10.8,1X,F10.8,1X,F10.8,1X,F10.8)
C READ(5,1012)AX(1),AX(2),AX(3),AX(4),AX(5)
C WRITE(*,1016)AX(1),AX(2),AX(3),AX(4),AX(5)
1012 FORMAT(D10.8,D10.8,D10.8,D10.8,D10.8)
1016 FORMAT(1H ,1X,F10.8,1X,F10.8,1X,F10.8,1X,F10.8,1X,F10.8)
C A2 = A1+EBSI
C UR = FLOAT(NX)/2.0

```

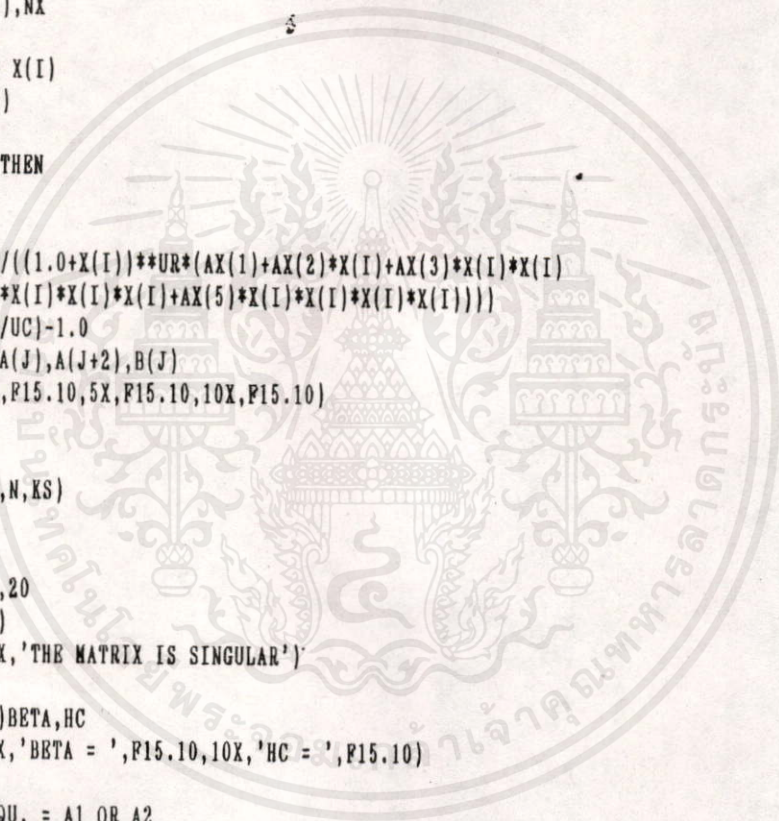


เอกสารศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 หากและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

C
C   START CASE 1
C
      IT = 0
90   IT = IT+1
      WRITE(*,1020)IT
1020 FORMAT(1H ,10X,'ITERATION = ',I3)
      DO 5 I=1,NX
5     WRITE (*,1030)I,X(I)
1030 FORMAT(1H ,10X,'X(',I2,') = ',F15.10)
C
C   FIND HC AND BETA
C
      DO 10 I=(NX-1),NX
      J = I-(NX-2)
      A(J) = X(I) * X(I)
      A(J+2) = -X(I)
      ATEMP = A2
      IF (I.EQ.NX) THEN
      ATEMP = A1
      ENDIF
      B(J) = (ATEMP/((1.0+X(I))*UR*(AX(1)+AX(2)*X(I)+AX(3)*X(I)*X(I)
*      +AX(4)*X(I)*X(I)*X(I)+AX(5)*X(I)*X(I)*X(I)*X(I)))
*      *(1.0/UC)-1.0
      WRITE(*,1035)A(J),A(J+2),B(J)
1035 FORMAT(1H ,5X,F15.10,5X,F15.10,10X,F15.10)
10   CONTINUE
      N = 2
      CALL SING(A,B,N,KS)
      BETA = B(1)
      HC = B(2)
      IF (KS) 20,30,20
20   WRITE (*,1040)
1040 FORMAT (1H,10X,'THE MATRIX IS SINGULAR')
      STOP
30   WRITE (*,1050)BETA,HC
1050 FORMAT (1H,10X,'BETA = ',F15.10,10X,'HC = ',F15.10)
C
C   FIND X THAT EQU. = A1 OR A2
C
      N = 2
      D(1) = 0.0
      D(2) = 0.0
      D(3) = AX(1)
      D(4) = 0.0
      D(5) = 0.0
      D(6) = 0.0
      D(7) = 0.0
      D(8) = 0.0
      D(9) = 0.0
      D(10) = 0.0
      CALL ROOT(N,D,BETA,HC,COF,UR,UC)
      IF (N-2) 50,60,50
50   WRITE (*,1070)
1070 FORMAT (1H ,10X,'ROOT ERROR')
      STOP

```



เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้จัดพิมพ์เนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

60 DO 70 I = (NX-1),NX
   J = I-(NX-2)
   X(I) = COP(J)
   ATEMP = FUNCMAIN(N,AX,X(I),UR,UC,HC,BETA)
70 WRITE(*,1080)X(I),ATEMP
1080 FORMAT (' A(',F15.10,') = ',F15.10)
C
C FIND AX(2),AX(3),AX(4),AX(5) REMARK AX(2) IS A(1) ON EQU.
C

```

```

106 DO 110 I=1,NX-2
    A(I) = X(I)
    A(I+4) = X(I)*X(I)
    A(I+8) = X(I)*X(I)*X(I)
    A(I+12) = X(I)*X(I)*X(I)*X(I)
    ATEMP = A2
    IF ((I.EQ.2).OR.(I.EQ.4))THEN
    ATEMP = A1
    ENDIF
    XTEMP = 1
    DO 120 J = 1,INT(UC)
120 XTEMP = XTEMP*(BETA*X(I)*X(I)-HC*X(I)+1)
    B(I) = (ATEMP/((1.0+X(I))*UR*XTEMP))-AX(1)

```

```

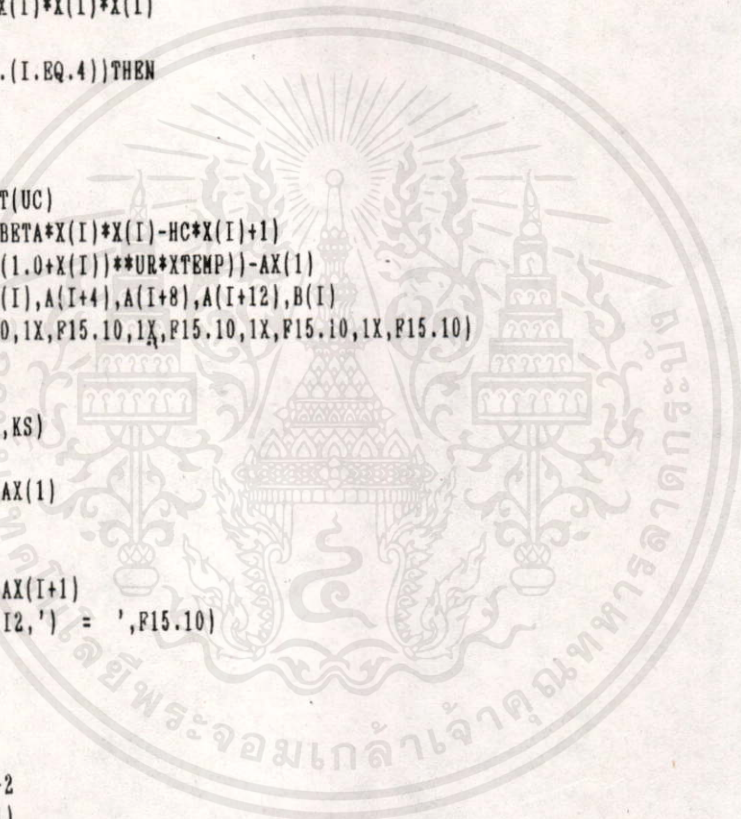
C WRITE(*,1103)A(I),A(I+4),A(I+8),A(I+12),B(I)
1103 FORMAT(1X,F15.10,1X,F15.10,1X,F15.10,1X,F15.10,1X,F15.10)
110 CONTINUE
N = 4
CALL SIMQ(A,B,N,KS)
I = 0
WRITE(*,1100)I,AX(1)
DO 105 I = 1,N
AX(I+1) = B(I)
105 WRITE(*,1100)I,AX(I+1)
1100 FORMAT (' A(',I2,') = ',F15.10)

```

```

C
C FIND X CASE 2
C
N = NX
115 DO 116 I = 0,N-2
116 D(I+3) = AX(I+1)
CALL ROOT(N,D,BETA,HC,COP,UR,UC)
IF (N-6) 125,130,125
125 WRITE (*,1110)
1110 FORMAT(/,' INPUT X1,X2')
READ(*,1120)X(1),X(2)
1120 FORMAT(/,F15.10,F15.10)
130 DO 140 I = 1,NX
X(I) = COP(I)
ATEMP = FUNCMAIN(N,AX,X(I),UR,UC,HC,BETA)
WRITE(*,1080)X(I),ATEMP
ASET = A2
IF (MOD(I,2).EQ.0) THEN
ASET = A1
ENDIF
IF (DABS(ASET-ATEMP) - ERROR) 133,133,135
133 ITEND = 1
GOTO 140

```



เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของกรมวิทยาศาสตร์แห่งชาติ ซึ่งงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อกรมวิทยาศาสตร์แห่งชาติ

```

135 ITEND = 0
140 CONTINUE
    IF (ITEND .EQ. 0) THEN
        GOTO 90
    ENDIF
    XTMP(1) = X(NX)
    XTMP(2) = XTMP(1) + 5
    CALL NORM(NX,UC,UR,BETA,HC,AX,XTMP,ALPHA)
    CALL WTOS(NX,UC,UR,BETA,HC,AX,ALPHA)
    STOP
    END

```

```

C-----C
C  SUBROUTINE NORM                                C
C  C                                              C
C  PURPOSE                                        C
C    FIND NORMALIZE FACTOR AND NORMALIZE FUNCTION C
C  C                                              C
C  DESCRIPTION OF PARAMETERS                     C
C    ALPHA = NORMALIZE FACTOR                   C
C    BETA,HC AND AX CHANGE TO NORMALISED VALUE C
C  USAGE                                         C
C    CALL NORM(N,UC,UR,BETA,HC,AX,X,ALPHA)      C
C  OUTPUT                                        C
C    FILE                                        C
C-----C

```

```

SUBROUTINE NORM(N,UC,UR,BETA,HC,AX,X,ALPHA)
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION AX(10),X(2)
ERROR = 0.0000004
ATEMP1 = FUNCHAIN(N,AX,X(1),UR,UC,HC,BETA)
ATEMP2 = FUNCHAIN(N,AX,X(2),UR,UC,HC,BETA)
WRITE(*,1020)ATEMP1,ATEMP2
1020 FORMAT(/, ' A(X1) = ',F13.6,5X,'A(X2) = ',F13.6,/)
15  XT = (X(1)+X(2))/2.0
    ATEMP1 = FUNCHAIN(N,AX,XT,UR,UC,HC,BETA)
    WRITE(*,1030)XT,ATEMP1
1030 FORMAT(' X = ',F9.6,' A(X) = ',F13.6)
    IF ( DABS(2.0-ATEMP1) .LT. ERROR ) GO TO 100
    IF ( 2.0-ATEMP1 ) 30,100,20
20  X(1) = XT
    GO TO 15
30  X(2) = XT
    GO TO 15
100 WRITE(6,1032)XT
1032 FORMAT(' NORMALIZED FACTOR = ',F13.6)
    HC = HC*XT
    BETA = BETA*XT*XT
    WRITE (6,1035)HC,BETA
1035 FORMAT(' HC = ',F13.6,' BETA' = ',F13.6)

```

```

DO 40 I = 1,N-1
AX(I) = AX(I)*XT**(I-1)
40 WRITE (6,1040)I-1,AX(I)
1040 FORMAT(' A(',I1,') = ',F13.6)
ALPHA = XT
RETURN
END

```

C-----

FUNCTION FUNCHAIN(N,AX,X,UR,UC,HC,BETA)

```

C
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION AX(10)
ATEMP = 0.0
DO 10 I = 1,N-1
10 ATEMP = ATEMP+AX(I)*X**(I-1)
FUNCHAIN = ((1.0+X)**UR)*((BETA*X*X-HC*X+1)**UC)*ATEMP
RETURN
END

```

C-----

C SUBROUTINE ROOT

C USAGE

C CALL ROOT(N,D,BETA,HC,COF,UR,UC)

C-----

```

SUBROUTINE ROOT(N,D,BETA,HC,COF,UR,UC)
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION A(100),B(10),ROOTR(10),ROOTI(10),X(10),D(15),AX(10),
* RX(10),COF(10),XCOF(10)

```

```

C
WRITE(*,900)D(1),D(2),D(3),D(4)
900 FORMAT(/,F13.6,3X,F13.6,3X,F13.6,3X,F13.6)
WRITE(*,900)BETA,HC,UR,UC
DO 10 I = 0,N
XCOF(I+1) = D(I+1)*(BETA*(UR+2.0*UC+FLOAT(I)-2.0))
* +D(I+2)*(-(UR+UC+FLOAT(I)-1.0)*HC
* +BETA*(2.0*UC+FLOAT(I)-1.0))
* +D(I+3)*(-(UC+FLOAT(I))*HC+(UR+FLOAT(I)))
* +(FLOAT(I)+1.0)*D(I+4)
10 WRITE (*,950)XCOF(I+1)
950 FORMAT(1H ,5X,F13.6)
M = N
CALL POLRT(XCOF,COF,M,ROOTR,ROOTI,IER)
IF (IER .NE. 0) THEN
WRITE(*,1000)
1000 FORMAT(1H ,10X,'ERROR NO ROOT ')
ENDIF
NTEMP = 0
DO 20 I = 1,N
WRITE(*,1010)ROOTR(I),ROOTI(I)
1010 FORMAT(1H ,5X,'REAL = ',F13.6,10X,'IMAGINARY = ',F13.6)
IF ((DABS(ROOTI(I)).LT.0.0000001).AND.(DABS(ROOTR(I)).GE.0.0))THEN
NTEMP = NTEMP + 1
COF(NTEMP) = ROOTR(I)
ENDIF
20 CONTINUE

```

```

C SORT
C
N = NTEMP
DO 30 I = 1,N-1
DO 30 J = I,N
IF (COF(I).GT.COF(J)) THEN
TEMP = COF(J)
COF(J) = COF(I)
COF(I) = TEMP
ENDIF
30 CONTINUE
N = NTEMP
DO 40 I = 1,N
40 WRITE(*,1010)COF(I)
RETURN
END

```

```

C-----C
C SUBROUTINE WTOS C
C C C
C PURPOSE C
C CHANGE !G(JW);^2 TO G(S) AND SET COEFFICIENT FOR C
C SUB FPOLY C
C C C
C USAGE C
C CALL WTOS(N,UC,UR,BETA,HC,AX,ALPHA) C
C OUTPUT C
C FILE C
C-----C

```

```

SUBROUTINE WTOS(N,UC,UR,BETA,HC,AX,ALPHA)
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION AX(10),XCOP(10)
WRITE(6,1100)
1100 FORMAT(/,' *** SIMPLE POLE ***')
WPR = DSQRT(1.0/ALPHA)
WRITE(6,1110)WPR
1110 FORMAT(' WPR = ', F10.6)
WRITE(6,1120)
1120 FORMAT(/,' *** CRITICAL POLE ***')
XCOP(1) = 1.0
XCOP(2) = 0.0
XCOP(3) = HC
XCOP(4) = 0.0
XCOP(5) = BETA
NORDER = 4
CALL FPOLB(XCOP,NORDER)
WRITE(6,1130)
1130 FORMAT(/,' *** MULTIPLE POLE ***')
XCOP(1) = AX(1)
DO 100 I = 2,N-1
J = ((I-1)*2)+1
XCOP(J) = AX(I)*(-1)**(I-1)
J = (I-1)*2
XCOP(J) = 0.0
100 CONTINUE
NORDER = (N-2)*2
CALL FPOLB(XCOP,NORDER)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ได้เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
1140 FORMAT(/,'-----',/),/)
RETURN
END
```

```
C-----C
C SUBROUTINE PPOLY C
C C C
C PURPOSE C
C FIND ROOT, W AND Q C
C C C
C USAGE C
C CALL PPOLY(XCOF,M) C
C OUTPUT C
C FILE C
C C
```

```

SUBROUTINE PPOLE(XCOF,M)
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION XCOF(30),COF(30),ROOTR(30),ROOTI(30),AX(30)
CALL POLRT(XCOF,COF,M,ROOTR,ROOTI,IER)
IF (IER) 10,20,10
10 WRITE(6,1000)
WRITE(6,995)IER
995 FORMAT(' ERROR NUMBER ',I2)
1000 FORMAT(' ROOT ERROR')
RETURN
20 DO 30 I=1,M
30 WRITE(6,1020)ROOTR(I),ROOTI(I)
1020 FORMAT(' REAL = ',F10.6,' IMAGIN = ',F10.6)
MR = 1
ROOTR(1) = DABS(ROOTR(1))
ROOTI(1) = DABS(ROOTI(1))
DO 50 I = 2,M
ITEST = 0
DO 40 J = 1,MR
IF ((DABS(ROOTR(J)-DABS(ROOTR(I)))) .LT. 0.0000001) THEN
ITEST = ITEST+1
ENDIF
40 CONTINUE
IF (ITEST .EQ. 0) THEN
MR = MR+1
ROOTR(MR) = DABS(ROOTR(I))
ROOTI(MR) = DABS(ROOTI(I))
ENDIF
50 CONTINUE
DO 60 I = 1,MR
RR = DABS(ROOTR(I))
RIMJ = DABS(ROOTI(I))
WPC = DSQRT(RR*RR+RIMJ*RIMJ)
QPC = WPC/(2.0*RR)
60 WRITE(6,1030)WPC,QPC
1030 FORMAT(' WPC = ',F10.6,' QPC = ',F10.6)
RETURN
END
```

```
C-----C
```

C\*\*\*\*\*

C

C SUBROUTINE SIMQ

C

C PURPOSE

C OBTAIN SOLUTION OF A SET OF SIMULTANEOUS LINEAR EQUATIONS,  
C AX=B

C

C USAGE

C CALL SIMQ(A,B,N,KS)

C

C DESCRIPTION OF PARAMETERS

C A - MATRIX OF COEFFICIENTS STORED COLUMNWISE. THERE ARE  
C DESTROYED IN COMPUTATION. THE SIZE OF MATRIX A IS  
C N BY N.

C B - VECTOR OF ORIGINAL CONTAINS (LENGTH N). THERE ARE  
C REPLACED BY FINAL SOLUTION VALUES.

C N - NUMBER OF EQUATIONS AND VARIABLES, N MUST BE .GT. ONE.

C KS - OUTPUT DIGIT

C 0 FOR NORMAL SOLUTION

C 1 FOR SINGULAR SET OF EQUATIONS

C

C REMARKS

C MATRIX MUST BE GENERAL.

C IF MATRIX IS SINGULAR , SOLUTION VALUES ARE MEANINGLESS.

C AN ALTERNATIVE SOLUTION MAY BE OBTAINED BY USING MATRIX  
C INVERSION (MINV) AND MATRIX PRODUCT (GMPRO).

C

C SUBROUTINE AND FUNCTION SUBPROGRAMS REQUIRED

C NONE

C

C METHOD

C METHOD OF SOLUTION IS BY ELIMINATION USING LARGEST PIVOTA:  
C DIVISOR. EACH STATE OF ELIMINATION CONSISTS OF INTERCHANGING  
C ROW THEN NECESSARY TO AVOID DIVISION BY ZERO OR SMALL ELEMENTS.

C THE FORWARD SOLUTION TO OBTAIN VARIABLE N IS DONE IN  
C N STAGES. THE BACK SOLUTION FOR THE OTHER VARIABLES IS  
C CALCULATED BY SUCCESSIVE SUBSTITUTIONS. FINAL SOLUTION  
C VALUES ARE DEVELOPED IN VECTOR B, WITH VARIABLE 1 IN B(1),  
C VARIABLE 2 IN B(2) ... , VARIABLE IN IN-B(N). IF NO PIVOT  
C CAN BE FOUND, EXCEEDING A TOLERANCE OF 0.0, THE MATRIX IS  
C CONSIDERED SINGULAR AND KS IS SET TO 1. THIS TOLERANCE CAN  
C BE MODIFIED BY REPLACING THE FIRST STATEMENT.

C

C\*\*\*\*\*

C

C SUBROUTINE SIMQ(A,B,N,KS)

C DIMENSION A(1),B(1)

C

C FORWARD SOLUTION

C เอกสารนี้เป็นเอกสารทูลงงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

C ใบนี้สงวนลิขสิทธิ์ไว้ทั้งหมด มีให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C TOL = 0.0

C KS = 0

C JJ = -N

C DO 65 J=1,N

C JY = J+1

C JJ = JJ+N+1

```

BIGA = 0.0
IT = JJ-J
DO 30 I = J,N

```

```

SEARCH FOR MAXIMUM COEFFICIENT IN COLUMN

```

```

IJ = IT+I
IF ( ABS(BIGA) - ABS(A(IJ)) ) 20,30,30
BIGA = A(IJ)
IMAX = I
CONTINUE

```

```

TEST FOR PIVOT LESS THAN TOLERANCE (SINGULAR MATRIX)

```

```

IF (ABS(BIGA) - TOL ) 35,35,40
KS = 1
RETURN

```

```

INTERCHANGE ROWS IF NECESSARY

```

```

II = J + N*(J-2)
IT = IMAX - J
DO 50 K = J,N
II = II+N
I2 = II + IT
SAVE = A(II)
A(II) = A(I2)
A(I2) = SAVE

```

```

DEVIDE EQUATION BY LEADING COEFFICIENT

```

```

A(II) = A(II)/BIGA
SAVE = B(IMAX)
B(IMAX) = B(J)
B(J) = SAVE/BIGA

```

```

ELIMINATE NEXT VARIABLE

```

```

IF ( J-N ) 55,70,55
IQS = N * ( J-1)
DO 65 IX = JY,N
IXJ = IQS + IX
IT = J - IX
DO 60 JX = JY,N
IXJX = N * ( JX - 1) + IX
JJX = IXJX + IT
A(IXJX) = A(IXJX) - ( A(IXJ) * A(JJX) )
B(IX) = B(IX) - ( B(J) * A(IXJ) )

```

```

BACK SOLUTION

```

```

NY = N - 1
IT = N * N
DO 80 J = 1,NY
IA = IT - J
IB = N - J

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นานญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DO 80 K = 1,J
  B(IB) = B(IB) - A(IA)*B(IC)
  IA = IA - N
80 IC = IC - 1
  RETURN
  END

```

```

C *****

```

```

C
C SUBROUTINE POLRT

```

```

C PURPOSE

```

```

C COMPUTE THE REAL AND COMPLEX ROOTS OF A REAL POLYNOMIAL

```

```

C USAGE

```

```

C CALL POLRT(XCOF,COF,M,ROOTR,ROOTI,IER)

```

```

C DESCRIPTION

```

```

C XCOF - VECTOR OF M+1 COEFFICIENTS OF THE POLYNOMIAL

```

```

C ORDER FROM SMALLEST TO LARGEST POWER

```

```

C COF - WORKING VECTOR OF LENGTH M+1

```

```

C M - ORDER OF POLYNOMIAL

```

```

C ROOTR- RESULTANT VECTOR OF LENGTH M CONTAINNING REAL ROOTS
C OF THE POLYNOMIAL

```

```

C ROOTI- RESULTANT VECTOR OF LENGTH M CONTAINNING THE
C CORRESPONDING THE IMAGINARY ROOTS OF THE POLYNOMIAL

```

```

C IER - ERROR CODE WHERE

```

```

C IER=0 NO ERROR

```

```

C IER=1 M LESS THAN ONE

```

```

C IER=2 M GREATER THAN 36

```

```

C IER=3 UNABLE TO DETERMINE ROOT WITH 500 ITERATIONS

```

```

C ON 5 STARTING VALUES

```

```

C IER=4 HIGH ORDER COEFFICIENT IS ZERO

```

```

C REMARKS

```

```

C LIMITED TO 36 TH ORDER POLYNOMIAL OR LESS.

```

```

C FLOATING POINT OVERFLOW MAY OCCUR FOR HIGH ORDER

```

```

C POLYNOMIALS BUT WILL NOT AFFECT THE ACCURACY OF THE RESULTS.

```

```

C SUBROUTINE AND FUNCTION SUBPROGRAM REQUIRED

```

```

C NONE

```

```

C METHOD

```

```

C NEWTON-RAPHSON ITERATIVE TECHNIQUE. THE FINAL ITERATIONS

```

```

C ON EACH ROOT ARE PERFORMED USING THE ORIGINAL POLYNOMIAL

```

```

C RATHER THAN THE REDUCED POLYNOMIAL TO AVOID ACCUMULATED

```

```

C ERROR IN THE REDUCED POLYNOMIAL.

```

```

C *****

```

```

C SUBROUTINE POLRT(XCOF,COF,M,ROOTR,ROOTI,IER)

```

```

C DIMENSION XCOF(1),COF(1),ROOTR(1),ROOTI(1)

```

\*\*\*\*\*

IF A DOUBLE PRECISION VERSION OF THIS ROUTINE IS DESIRED, THE  
C IN COLUMN 1 SHOULD BE REMOVED FROM THE DOUBLE PRECISION  
STATEMENT WHICH FOLLOWS.

DOUBLE PRECISION XCOF,COP,ROOTR,ROOTI

THE C MUST ALSO BE REMOVED FROM DOUBLE PRECISION STATEMENTS  
APPEARING IN OTHER ROUTINES USE IN CONJUNCTION WITH THIS  
ROUTINE.

THE DOUBLE PRECISION VERSION MAY BE MODIFIED BY CHANGING THE  
CONSTANT IN STATEMENT 78 TO 1.0D-12 AND IN STATEMENT 122 TO  
122 TO 1.0D-10 . THIS WILL PROVIDE HIGHER PRECISION RESULTS AT  
THE COST OF EXECUTION TIME.

\*\*\*\*\*

IFIT = 0

N = M

IER = 0

IF ( XCOF(N+1) ) 10,25,10

IF ( N ) 15,15,32

SET ERROR CODE TO 1

IER = 1

RETURN

SET ERROR CODE TO 4

IER = 4

GOTO 20

SET ERROR CODE TO 2

IER = 2

GOTO 20

IF ( N-35 ) 35,35,30

NX = M

NXX = N + 1

N2 = 1

KJ1 = N + 1

DO 40 L=1,KJ1

MT = KJ1 - L + 1

40 COP(MT) = XCOF(L)

SET INITIAL VALUE

XO = 0.00500101

YO = 0.001000101

ZERO INITIAL VALUE ZERO

```

IN = 0
50 X = X0
C
C      INCREMENT INITIAL VALUE AND COUNTER
C
X0 = -10.0*Y0
Y0 = -10.0*X
C
C      SET X AND Y TO CURRENT VALUE
C
X = X0
Y = Y0
IN = IN+1
GOTO 59
55 IFIT = 1
XPR = X
YPR = Y
C
C      EVALUATE POLYNOMIAL AND DERIVATIVES
C
59 ICT = 0
60 UX = 0.0
UY = 0.0
V = 0.0
YT = 0.0
XT = 1.0
U = COF(N+1)
IF ( U ) 65,130,65
65 DO 70 I=1,N
L=N-I+1
TEMP = COF(L)
XT2 = X*XT - Y*YT
YT2 = X*YT + Y*XT
U = U + TEMP*XT2
V = V + TEMP*YT2
FI = I
UX = UX + FI*XT*TEMP
UY = UY - FI*YT*TEMP
XT = XT2
70 YT = YT2
SUMSQ = UX*UX + UY*UY
IF (SUMSQ) 75,110,75
75 DX = (V*UY - U*UX)/SUMSQ
X = X + DX
DY = -(U*UY + V*UX)/SUMSQ
Y = Y + DY
78 IF ( DABS(DY) + DABS(DX) - 1.0D-5 ) 100,80,80
C
C      STEP ITERATION COUNTER
C
80 ICT = ICT + 1
IF ( ICT - 500 ) 60,85,85
85 IF ( IFIT ) 100,90,100
90 IF ( IN - 5 ) 50,95,95
C
C      SET ERROR CODE TO 3
C

```

```

95  IER = 3
    GOTO 20
100 DO 105 L=1,NXX
    MT = KJ1 - L + 1
    TEMP = XCOF(MT)
    XCOF(MT) = COF(L)
105  COF(L) = TEMP
    ITEMP = N
    N = NX
    NX = ITEMP
    IF (IFIT) 120,55,120
110  IF (IFIT) 115,50,115
115  X = XPR
    Y = YPR
120  IFIT = 0
122  IF ( DABS(Y) - 1.00D-4*DABS(X)) 135,125,125
125  ALPHA = X + X
    SUMSQ = X*X + Y*Y
    N = N-2
    GOTO 140
130  X = 0.0
    NX = NX -1
    NXX = NXX-1
135  Y = 0.0
    SUMSQ = 0.0
    ALPHA = X
    N = N-1
140  COF(2) = COF(2) + ALPHA*COF(1)
145  DO 150 L = 2,N
150  COF(L+1) = COF(L+1) + ALPHA*COF(L) - SUMSQ*COF(L-1)
155  ROOTI(N2) = Y
    ROOTR(N2) = X
    N2 = N2+1
    IF (SUMSQ) 160,165,160
160  Y = -Y
    SUMSQ = 0.0
    GOTO 155
165  IF (N) 20,20,45
    END

```

C\*\*\*\*\*

C  
C SUBROUTINE NLEQ

C  
C PURPOSE

C OBTAIN SOLUTION OF A SET OF SIMULTANEOUS NON-LINEAR EQUATIONS,

C เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า เป็นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

C ผู้ทรงลิขสิทธิ์ทั้งนี้ อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C USAGE

C CALL NLEQ(N,XS,KS)

```

C
C DESCRIPTION OF PARAMETERS
C   N - NUMBER OF EQUATIONS AND VARIABLES, N MUST BE .GT. ONE.
C   XS - VECTOR OF GAUSS SOLUTION VALUES
C   KS - OUTPUT DIGIT
C       0 FOR NORMAL SOLUTION
C       1 FOR SINGULAR SET OF EQUATIONS

```

```

C SUBROUTINE AND FUNCTION SUBPROGRAMS REQUIRED
C   FUNCTION
C   SIMQ

```

```

C*****

```

```

C SUBROUTINE NLEQ(N,XS,KS,UR,UC)
C   IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
C   DIMENSION A(100),B(10),F(10),DERIV(10,10),GAM(10),X(10),XS(10)

```

```

C   KS = 0
C   KMAX=25
C   EPSI = 0.000001
C   DELTA = 0.00001
C   DO 100 K = 1, KMAX

```

```

C   DO 10 I = 1, N
C   F(I) = FUNC(I,XS,UR,UC)

```

```

C   DO 30 J = 1, N
C   XS(J) = XS(J)+DELTA
C   DO 20 I = 1, N
C   DERIV(I,J) = (FUNC(I,XS,UR,UC)-F(I))/DELTA
C   XS(J) = XS(J)-DELTA

```

```

C   DO 40 I = 1, N
C   GAM(I) = -F(I)
C   DO 40 J = 1, N
C   GAM(I) = GAM(I)+XS(J)*DERIV(I,J)

```

```

C   DO 50 I = 1, N
C   B(I) = GAM(I)
C   DO 70 I = 1, N
C   JA = I
C   DO 60 J = 1, N
C   A(JA) = DERIV(I,J)

```

```

C   60 JA = JA+N
C   70 CONTINUE
C   1000 FORMAT(/, ' STEP = ', I2)

```

```

C   CALL SIMQ(A,B,N,KS)

```

```

C   IF (KS) 90,90,80
C   IF (DABS(B(I)/XS(I)-1.0) .GE. EPSI) GO TO 98
C   90 DO 92 I = 1, N
C   IF (DABS(B(I)/XS(I)-1.0) .GE. EPSI) GO TO 98
C   92 CONTINUE

```

```

C
DO 93 I = 1,N
93 XS(I) = B(I)
RETURN
98 DO 99 I = 1,N
99 XS(I) = B(I)
100 CONTINUE
80 KS = 1
RETURN
END

```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวกที่ 2  
โปรแกรมสำหรับเทคนิคในบทที่ 3

```

C-----C
C
C PROGRAM FILT6_5
C
C PURPOSE
C FIND TRANSITIONAL ACTIVE FILTER THAT 6 RIPPLE (NU = 5)
C PROCEDURE
C 1.FIND HC AND BETA FROM EQU RIPPLE
C 2.FIND An-2 - An-4 FROM EQU RIPPLE
C 3.FIND A0 - An-5 FROM MAXIMALLY FLAT
C 4.GOTO 1 FOR LOOP
C
C DESCRIPTION OF PARAMETERS
C N = N OF EQU.
C NV = NO. OF VARIABLE TO BE SOLVE ON SIMQ
C A = COEFFICIENT OF W
C SUBROUTINE AND FUNCTION SUBPROGRAM REQUIRED
C SUB = SIMQ, ROOT, POLRT, NORM, FPOLY, NLEQ (FOR SOLV. BETA & HC)
C FUNCTION = PUNCUR, FUNCSUM, PUNCHAIN
C FILE
C DFILT6_5.DAT = INPUT DATA FILE
C SOL6_5.DAT = OUTPUT DATA FILE
C-----C
C
C IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
C DIMENSION XS(10),A(10),B(10),X(5),D(15),COF(15),XCOP(15),RX(10),
C * AS(5),AX(5)
C OPEN(5,FILE='DFILT6_5.DAT')
C OPEN(6,FILE='SOL6_5.DAT')
C READ (5,1000)N,NRIPPLE,UC
1000 FORMAT(2I2,F10.6)
C UR = FLOAT(N)/2.0
C EBSI = 1.0
C A2 = 2.0
C A1 = A2-EBSI
C-----C
C READ START VALUE OF A0,A1,..An-2
C-----C
C DO 100 I =1,N-1
100 READ(5,1100)A(I)
1100 FORMAT(F10.6)
C-----C
C READ START VALUE OF X0,X1.... THAT GENERATE RIPPLE
C-----C
110 DO 110 I = 1,NRIPPLE
110 READ(5,1100)X(I)
110 READ(5,1100)BRR1

```

```

-----C
C
C   FIND HC AND BETA THAT SATIFIE WITH EQURIPPLE
C   NV = NUMBER OF VARIABLE
C   XS(1) = HC
C   XS(2) = BETA
C   KS = 0 NORMAL, 1 ERROR
C
-----C

```

```

200 NV = 2
   DO 210 I=1,NV
   AS(I) = X(NRIPPLE-2+I) * X(NRIPPLE-2+I)
   AS(I+2) = -X(NRIPPLE-2+I)
   ATEMP = A2
   IF (MOD(I,2).EQ. 0) THEN
   ATEMP = A1
   ENDIF
210 B(I) = (ATEMP/(PUNCUR(X(NRIPPLE-2+I),UR)
* PUNCOSUM(N,A,X(NRIPPLE-2+I))))**(1.0/UC)-1.0
   CALL SIMQ(AS,B,NV,KS)
   IF (KS .EQ. 1) THEN
   WRITE (*,2000)
2000 FORMAT (1H,10X,'THE MATRIX IS SINGULAR')
   STOP
   ENDIF
   BETA = B(1)
   HC = B(2)
   WRITE (*,2100)HC,BETA
2100 FORMAT (1H,10X,'HC = ',F13.6,10X,'BETA = ',F13.6)

```

```

-----C
C   FIND A5,A4,A3 FROM EQURIPPLE
C
-----C

```

```

NV = NRIPPLE-2
DO 220 I = 1,NV
AS(I) = X(I)*X(I)
AS(I+3) = X(I)*X(I)*X(I)
AS(I+6) = X(I)*X(I)*X(I)*X(I)
ATEMP = A1
IF (MOD(I,2).EQ. 0) THEN
ATEMP = A2
ENDIF
ATEMP = ATEMP/PUNCUR(X(I),UR)
ATEMP = ATEMP/((BETA*X(I)*X(I)-HC*X(I)+1.0)**UC)
220 B(I) = ATEMP-A(1)-A(2)*X(I)
CALL SIMQ(AS,B,NV,KS)
IF (KS .EQ. 1) THEN
WRITE (*,2000)
STOP
ENDIF
A(3) = B(1)
A(4) = B(2)
A(5) = B(3)

```

```

C
-----C
C   CHECH MAX. MIN. IS IN BAUND
C
-----C

```

```

D(1) = 0.0
D(2) = 0.0
D(3) = A(1)
D(4) = A(2)
D(5) = A(3)
D(6) = A(4)
D(7) = A(5)
D(8) = 0.0
D(9) = 0.0
D(10) = 0.0
D(11) = 0.0
D(12) = 0.0

```

```
NTWP = N
```

```
CALL ROOT(NTWP,D,BETA,HC,COF,UR,UC)
```

```
245 DO 255 I = 1,NRIPPLE
```

```
X(I) = COF(NTWP-NRIPPLE+I)
```

```
AX(I) = FUNCHAIN(N,A,X(I),UR,UC,HC,BETA)
```

```
WRITE(*,2300)X(I),AX(I)
```

```
255 CONTINUE
```

```

-----C-----
C SELECT 1 = LOOP FIND HC AND AN-2 : 2 = CONTINUE : 3 = END C
-----C-----

```

```
IF (DABS(1.0 - AX(1)) .LE. ERR1) THEN
```

```
IF (DABS(2.0 - AX(2)) .LE. ERR1) THEN
```

```
IF (DABS(1.0 - AX(3)) .LE. ERR1) THEN
```

```
IF (DABS(2.0 - AX(4)) .LE. ERR1) THEN
```

```
IF (DABS(1.0 - AX(5)) .LE. ERR1) THEN
```

```
GOTO 270
```

```
ENDIF
```

```
ENDIF
```

```
ENDIF
```

```
ENDIF
```

```
ENDIF
```

```
GOTO 200
```

```

-----C-----
C FIND A2,A3,A4 FROM MAXIMALLY FLAT BY A(1) = A0, A(2) = A1,.. C
-----C-----

```

```
270 A(2) = -A(1)*(UR-UC*HC)
```

```
C A(3) = (-A(1)*(2.0*UC*BETA-HC*(UR+UC))-A(2)*(UR+1.0-HC*(UC+1.0))
```

```
C * /2.0
```

```
C A(4) = (-A(1)*(BETA*(UR+2.0*UC))-A(2)*(BETA*(2.0*UC+1.0)-
```

```
C * HC*(UR+UC+1.0))-A(3)*(UR+2.0-HC*(UC+2.0)))/3.0
```

```
C A(5) = (-A(2)*(BETA*(UR+2.0*UC+1.0))-A(3)*(BETA*(2.0*UC+2.0)-
```

```
C * HC*(UR+UC+2.0))-A(4)*(UR+3.0-HC*(UC+3.0)))/4.0
```

```
C
```

```
DO 230 I = 1,(N-1)
```

```
230 WRITE(*,2200)I-1,A(I)
```

```
2200 FORMAT(/,' A(',I1,') = ',F10.6)
```

```

-----C-----
C CHECK MAX. MIN. IS IN BAUND C
-----C-----

```

```
D(1) = 0.0
```

```
D(2) = 0.0
```

```
D(3) = A(1)
```

```
D(4) = A(2)
```

```
D(5) = A(3)
```

```

D(6) = A(4)
D(7) = A(5)
D(8) = 0.0
D(9) = 0.0
D(10) = 0.0
D(11) = 0.0
D(12) = 0.0
NTMP = N
CALL ROOT(NTMP,D,BETA,HC,COP,UR,UC)
240 DO 250 I = 1,NRIPPLE
X(I) = COP(NTMP-NRIPPLE+I)
AX(I) = FUNCMAIN(N,A,X(I),UR,UC,HC,BETA)
WRITE(*,2300)X(I),AX(I)
250 CONTINUE
2300 FORMAT (' A(',F13.6,') = ',F13.6)
-----C
C SELECT 1 = LOOP FIND HC AND AN-2 : 2 = CONTINUE : 3 = END C
-----C
IF (DABS(1.0 - AX(1)) .LE. ERR1) THEN
IF (DABS(2.0 - AX(2)) .LE. ERR1) THEN
IF (DABS(1.0 - AX(3)) .LE. ERR1) THEN
IF (DABS(2.0 - AX(4)) .LE. ERR1) THEN
IF (DABS(1.0 - AX(5)) .LE. ERR1) THEN
GOTO 300
ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
ENDIF
GOTO 200
300 AX(1) = X(NRIPPLE)
AX(2) = AX(1)+2
CALL NORM(N,UC,UR,BETA,HC,A,AX,ALPHA)
CALL WTOS(N,UC,UR,BETA,HC,A,ALPHA)
STOP
END

```

หมายเหตุ โปรแกรมย่อยต่างๆ ใช้โปรแกรมย่อยในภาคผนวกที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวกที่ 3  
โปรแกรมสำหรับเทคนิคในบทที่ 4

```

C
C ACTIVE FILTER MULTIPLE POLE AND MULTIPLE ZERO
C DFILT.DAT - DATA FILE
C TFILT.DAT - RESULT FILE
C
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION A(20),B(20),C(20),D(20),XS(2),WZ(20),XCOF(20)
OPEN(5,FILE='DFILT.DAT')
OPEN(6,FILE='TFILT.DAT')
READ (5,1000)M,ERR,NR
1000 FORMAT(I2,F10.6,I2)
READ (5,1010)BETA,HC,UC,ALFA,XMUL
1010 FORMAT(5F10.6)
DO 10 I=1,NR
10 READ (5,1020) WZ(I)
1020 FORMAT(F13.6)
UR = FLOAT(M)/2.0
ID = DINT(UR+2.0*UC)
KD = DINT(2.0*UC)
-----C-----
C CALCULATE B(I) ; B(1) = B0,B(2) = B1,.... C
C-----C-----
B(1) = 1.0
B(2) = -2.0/(WZ(1)*WZ(1))
B(3) = 1.0/(WZ(1)*WZ(1)*WZ(1)*WZ(1))
NB = 2
IF (NR .GT. 1) THEN
DO 30 I=2,NR
A(1) = 1.0
A(2) = -2.0/(WZ(I)*WZ(I))
A(3) = 1.0/(WZ(I)*WZ(I)*WZ(I)*WZ(I))
NA = 2
CALL POLMUL(A,B,C,NA,NB)
DO 20 J=0,NA+NB
20 B(J+1) = C(J+1)
NB = NA+NB
30 CONTINUE
ENDIF
DO 40 I=NB+1,M
40 B(I+1) = 0.0
-----C-----
C UC = 2 C
C-----C-----
50 C(1) = 1.0 C

```

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

C
C C(2) = -HC
C C(3) = BETA
C
C(2) = -2.0*HC
C(3) = 2.0*BETA+HC*HC
C(4) = -2.0*BETA*HC
C(5) = BETA*BETA
C
C C(2) = -3.0*HC
C C(3) = 3.0*BETA+3.0*HC*HC
C C(4) = -6.0*BETA*HC-HC*HC*HC
C C(5) = 3.0*BETA*BETA+3.0*BETA*HC*HC
C C(6) = -3.0*BETA*BETA*HC
C C(7) = BETA*BETA*BETA
C-----C
DO 70 I = 0, ID
D(I+1) = 0.0
DO 60 K = 0, KD
CALL RI(UR, I-K, R)
60 D(I+1) = D(I+1)+R*C(K+1)
70 CONTINUE
C-----C
A(1) = B(1)/D(1)
DO 90 I = 1, M-2
DTMP = 0.0
DO 80 K = 0, I-1
80 DTMP = DTMP+A(K+1)*D(I-K+1)
A(I+1) = ((B(I+1)/ALFA**(I*2))-DTMP)/D(1)
90 CONTINUE
C-----C
C FIND F1 AND F2
C-----C
F1 = 0.0
F2 = 0.0
DO 100 I = 0, M-2
F1 = F1+A(I+1)*D(M-I)
F2 = F2+A(I+1)*D(M+1-I)
100 CONTINUE
F1 = F1*ALFA**((M-1)*2)-B(M-1+1)
F2 = F2*ALFA**(M*2)-B(M+1)
WRITE(*,1030)F1,F2
1030 FORMAT (' F1 = ',F15.6,' F2 = ',F15.6)
IF ((DABS(F1) .GT. ERR).OR.(DABS(F2) .GT. ERR)) THEN
XS(1) = HC
XS(2) = BETA
NV = 2
CALL NLEQ(NV,XS,KS,UC,A,ALFA,M,B)
IF (KS) 120,120,110
110 WRITE(*,1040)
1040 FORMAT(' NO SOLUTION')
STOP
120 WRITE (*,1090)HC,BETA,ALFA
WRITE (*,1090)XS(1),XS(2),ALFA
BETA = BETA*(1.0-XMUL)+XMUL*XS(2)
HC = HC*(1.0-XMUL)+XMUL*XS(1)
GOTO 50
ENDIF

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 การเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีลารนำไปใช้

```

C-----C
WRITE (*,1090)HC,BETA,ALFA
DO 130 I = 0,M-2
WRITE (*,1080)I,A(I+1)
130 CONTINUE
C-----C
W = 1.0
HJ = FUNCHJ(M,UC,WZ,A,BETA,HC,ALFA,W,NR)
WRITE (*,1050)HJ
IF (DABS(HJ) .LT. ERR) GOTO 180
C-----C
WA = 0.0
WB = 5.0
140 WTMP = (WA+WB)/2.0
HJ = FUNCHJ(M,UC,WZ,A,BETA,HC,ALFA,WTMP,NR)
IF (DABS(HJ) .LE. ERR) GOTO 170
HJA = FUNCHJ(M,UC,WZ,A,BETA,HC,ALFA,WA,NR)
IF (HJ*HJA) 150,170,160
150 WB = WTMP
GOTO 140
160 WA = WTMP
GOTO 140
170 ALFA = ALFA*WTMP
GOTO 50
1050 FORMAT(' HJ = ',F10.6)
C-----C
180 WRITE (6,1060)M,UC,NR
1060 FORMAT (' SOLUTION OF M = ',I2,' UC = ',F10.6,' R = ',I1)
DO 190 I=1,NR
190 WRITE(6,1070)I,WZ(I)
1070 FORMAT(' WZ(',I1,') = ',F3.1)
DO 200 I = 0,M-2
200 WRITE (6,1080)I,A(I+1)
WRITE (6,1090)HC,BETA,ALFA
1080 FORMAT(' A(',I2,') = ',F20.6)
1090 FORMAT(' HC = ',F15.6,' BETA = ',F15.6,' ALFA = ',F10.6)
C
C SET COEFFICIENT OF S , FIND POLE
C
DO 210 I = 1,M-1
IF (MOD(I,2) .EQ. 0) THEN
A(I) = -A(I)
ENDIF
210 CONTINUE
WRITE(6,1100)
1100 FORMAT(/, ' *** SIMPLE POLE ***')
WPR = DSQRT(1.0/ALFA)
WRITE(6,1110)WPR
1110 FORMAT(' WPR = ', F10.6)
WRITE(6,1120)
1120 FORMAT(/, ' *** CRITICAL POLE ***')
XCOP(1) = 1.0
XCOP(2) = 0.0
XCOP(3) = HC*ALFA**2
XCOP(4) = 0.0
XCOP(5) = BETA*ALFA**4
N = 4

```

ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

CALL FPOLE(XCOF,N)
XCOF(1) = A(1)
DO 220 I = 1,M-2
220 XCOF(2*I+1) = A(I+1)*ALFA**(2*I)
N = (M-2)*2
DO 230 I = 2,N,2
230 XCOF(I) = 0.0
WRITE(6,1130)
1130 FORMAT(/, ' *** MULTIPLE POLE ***')
CALL FPOLE(XCOF,N)
WRITE(6,1140)
1140 FORMAT(/, '-----',/)
STOP
END

```

```

-----C
C FUNCTION FUNC C
C C C
C PURPOSE C
C CALAULATE DETERMINANT [M1] AND [M2] FOR N = 6 C
C C C
C USAGE C
C VARIABLE = FUNC(J,X,UR,A,) C
C C C
C DESCRIPTION OF PARAMETERS C
C I - EQUAL 1 OR 2 FOR [M1] OR [M2] C
C X - X(1) = HC AND X(2) = BETA C
C UR - UR OF EQUATION C
C UC - 2 C
C ID = DINT(UR+2.0*UC) ----- * C
C KD = DINT(2.0*UC) ----- * C
C C C
C-----C
FUNCTION FUNC(J,X,UC,A,ALFA,M,B)
C
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
DIMENSION X(2),A(15),B(15),C(15),D(15)
UR = FLOAT(M)/2.0
ID = DINT(UR+2.0*UC)
KD = DINT(2.0*UC)
C(1) = 1.0
C
C C(2) = -X(1)
C C(3) = X(2)
C
C(2) = -2.0*X(1)
C(3) = 2.0*X(2)+X(1)*X(1)
C(4) = -2.0*X(2)*X(1)
C(5) = X(2)*X(2)
C
C C(2) = -3.0*X(1)
C C(3) = 3.0*X(2)+3.0*X(1)*X(1)
C C(4) = -6.0*X(2)*X(1)-X(1)*X(1)*X(1)
C C(5) = 3.0*X(2)*X(2)+3.0*X(2)*X(1)*X(1)
C C(6) = -3.0*X(2)*X(2)*X(1)
C C(7) = X(2)*X(2)*X(2)
C-----C

```

```

DO 107 I = 0, ID
D(I+1) = 0.0
DO 105 K = 0, KD
CALL RI(UR, I-R, R)
105 D(I+1) = D(I+1)+R*C(K+1)
107 CONTINUE

```

C-----C

```

FUNC = 0.0
GO TO (1,2), J
1 DO 130 I = 0, M-2
130 FUNC = FUNC+A(I+1)*D(M-I)
MX = 2*(M-1)
FUNC = FUNC*ALFA**MX-B(M-1+1)
RETURN
2 DO 140 I = 0, M-2
140 FUNC = FUNC+A(I+1)*D(M+1-I)
MX = 2*M
FUNC = FUNC*ALFA**MX-B(M+1)
RETURN
END

```

C-----C

C FUNCTION FUNCHJ(M, UC, WZ, A, BETA, HC, ALFA, W, NR)

```

C IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H, O-Z)
DIMENSION A(15), WZ(20)
NUC = DINT(UC)
NUR = M/2
AW = (W*ALFA)**2
HJ = 0.0
DO 10 I = 0, M-2
10 HJ = HJ + A(I+1)*AW**I
DO 20 I=1, NUC
20 HJ = HJ*(BETA*AW**2-HC*AW+1.0)
DO 30 I=1, NUR
30 HJ = HJ*(1.0+AW)
HJT = 1.0
DO 40 I=1, NR
40 HJT = HJT*(1.0-(W/WZ(I))**2)**2
HJ = HJT/HJ
FUNCHJ = HJ-0.50
RETURN
END

```

C-----C

C SUBROUTINE POLMUL

C

C PURPOSE

C MULTIPLY 2 POLYNOMIAL NA = HIGH ORDER OF POLYNOMIAL OF A

C NA = HIGH ORDER OF POLYNOMIAL OF A

C NB = HIGH ORDER OF POLYNOMIAL OF B

C USAGE

C CALL POLMUL(A, B, C, NA, NB)

C

C

C

C

C

C

C

```

SUBROUTINE POLMUL(A, B, C, NA, NB)
IMPLICIT DOUBLE PRECISION(A-H, O-Z)
DIMENSION A(3), B(10), C(10)

```

C

```

DO 20 I=0,NA+NB
C(I+1) = 0.0
DO 20 K = 0,NB
J=I-K
IF ((J.GE.0) .AND. (J.LE.NA)) THEN
C(I+1) = C(I+1)+A(J+1)*B(K+1)
ENDIF
10 CONTINUE
20 CONTINUE
RETURN
END

```

หมายเหตุ โปรแกรมย่อยต่าง ใช้โปรแกรมย่อยในภาคผนวกที่ 1 มีเพิ่มเติมดังนี้

```

-----C-----
C
C SUBROUTINE RI
C
C PURPOSE
C FIND RI
C
C DESCRIPTION OF PARAMETERS
C UR
C I = -INFINIT TO +INFINIT
C R = SOLUTION
C-----C-----
SUBROUTINE RI(UR,I,R)
IMPLICIT DOUBLE PRECISION (A-H,O-Z)
IUR = DINT(UR)
IF ((I .LT. 0) .OR. (I .GT. IUR)) THEN
R = 0.0
RETURN
ELSE IF (I .EQ. 0) THEN
R = 1.0
RETURN
ELSE
NNUM = IUR
DO 100 J = 1,I-1
100 NNUM = NNUM*(IUR-J)
DO 110 J = 1,I
110 NNUM = NNUM/J
R = FLOAT(NNUM)
900 RETURN
ENDIF
END

```

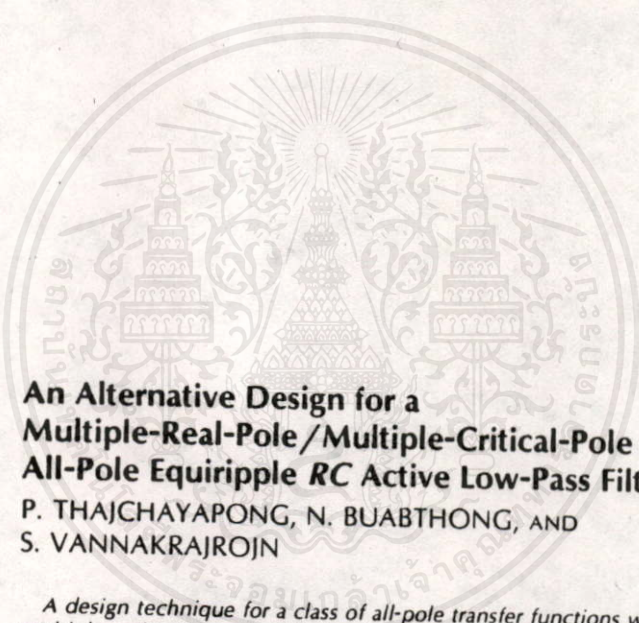
ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
โดยไม่ได้อีกทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวกที่ 4

ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์ในวารสารนานาชาติ

1. P. Thajchayapong, N. Buabthong, and S. Vannakrajrojn  
"An alternative design for a multiple-real-pole/  
multiple-critical-pole all-pole equiripple RC  
active low-pass filter," Proc. IEEE., Vol.74, No.  
8, pp.1162-1163, 1986.
2. P. Thajchayapong, and N. Buabthong, "Transitional  
multiple-real-pole transfer functions for lowpass  
RC-active filter design," INT.J.Electronics, Vol.  
64, No.5, pp.703-707, 1988.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คิดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**An Alternative Design for a  
Multiple-Real-Pole/Multiple-Critical-Pole  
All-Pole Equiripple RC Active Low-Pass Filter**  
P. THAJCHAYAPONG, N. BUABTHONG, AND  
S. VANNAKRAJROJN

*A design technique for a class of all-pole transfer functions with multiple real poles and multiple critical poles and equiripple pass-band magnitude response is described. It is seen as an alternative design which is mathematically simpler than the generalized method previously proposed [8]. It is useful for the designer who is more familiar with the simultaneous linear equations than the optimization using linear programming.*

#### INTRODUCTION

A class of transfer functions with a multiple critical pole has been introduced to provide a low  $Q$  factor of the critical-pole pair [1], [2]. This led to the enhancement of the performance sensitivity

Manuscript received November 20, 1985.

P. Thajchayapong and N. Buabthong are with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

S. Vannakrajrojn is with the Computer Research and Service Center, King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

of an RC active filter. Later on, other classes of transfer functions with multiple real poles were also discovered for the realization of an active RC filter with cascading third-order blocks [3]–[5]. The main advantage of such realization is the reduction in the number of operational amplifiers.

Recently, a design of an active RC filter with both a multiple real pole and a multiple critical pole has been suggested [6], [7]. Hence, the simultaneous features of both advantages, i.e., the reduced number of operational amplifiers and the enhanced performance sensitivity. The design in [7] was, however, limited to the maximally flat type only. The purpose of this letter is to describe a design technique of an all-pole equiripple filter with a multiple real pole and a multiple critical pole. Although the generalized method previously proposed [8] can be used to design this new class of all-pole Chebyshev-like filters, its mathematical procedure is rather involved, e.g., an optimization search using piecewise-linear programming. The technique described here is simplified to merely solving two sets of simultaneous equations using the well-known Gauss–Jordan elimination. It may, therefore, be considered as an alternative method for the designers who have not yet familiarized themselves with the optimization routine using linear programming.

#### DESIGN PROCEDURE

Let the squared attenuation function of the  $N$ th-order low-pass filter be [7]

$$A_N(\omega^2) = (1 + \omega^2)^{\mu_r} (\beta\omega^4 - h_c\omega^2 + 1)^{\mu_c} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega^{2i} \quad (1)$$

where  $n$  is an even number,  $\mu_r$  and  $\mu_c$  are the multiplicity of the real pole and the critical pole pair, respectively, and

$$h_c = \left( 2 - \frac{1}{Q_c^2} \right) \sqrt{\beta}$$

where  $Q_c$  is the  $Q$  factor of the critical pole pair. The filter order is given by  $N = \mu_r + 2\mu_c + n - 2$ . Also, if  $2\mu_r = n - 2$ , then the realization can be done by cascading  $\mu_r$  third-order blocks and  $\mu_c$  second-order blocks [7].

Now for an equiripple design, it is required to find the  $n + 1$  unknowns  $a_0, a_1, \dots, a_{n-2}, \beta, h_c$  by the well-known Remez iteration. The set of nonlinear equations for the iterative process is given by

$$A_N(\omega_j^2) = C_j \quad (2)$$

where  $j = 1, 2, \dots, n + 1$  and  $0 \leq \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_n < \omega_{n+1}$ .  $C_j = 1$  and  $1 + \epsilon^2$  for even and odd  $j$ , respectively. To avoid solving simultaneous nonlinear equations, we decouple them into two sets of linear equations, e.g.,

$$\sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega_j^{2i} = \frac{C_j}{(1 + \omega_j^2)^{\mu_r} (\beta\omega_j^4 - h_c\omega_j^2 + 1)^{\mu_c}} \quad (3a)$$

for  $j = 1, 2, \dots, n - 1$  and

$$\beta \omega_j^4 - h_c \omega_j^2 = \left[ \frac{C_j}{(1 + \omega_j^2)^{\mu_r} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega_j^{2i}} \right]^{1/\mu_c} - 1 \quad (3b)$$

§

for  $j = n, n + 1$ .

It is noticed that (3a) assumes a known set of  $h_c$  and  $\beta$  while (3b) assumes a known set of  $a_i$ 's. Using the Remez algorithm alternately between these two sets of linear equations, one can always determine  $a_0, a_1, \dots, a_{n-2}, \beta$ , and  $h_c$  such that  $A_n(\omega^2)$  exhibits the equiripple passband magnitude response. Table 1 shows some of the design results with  $\epsilon = 1$ . These results have

**Table 1** Values of  $Q_c$  and Coefficients of the Normalized All-Pole Equiripple Design with  $\mu_r = n/2, \delta = 2(\mu_c - 1)$ , and  $\epsilon = 1$

$n$	$\mu_c$	1		3	
		0	2	2	4
4	$Q_c$	11.088978	4.868186		3.312717
	$h_c$	2.099836	2.056012		1.959371
	$\beta$	1.111348	1.102840		1.053605
	$a_0$	1.000000	1.000000		1.000000
	$a_1$	-4.042767	-5.354067		-6.371089
	$a_2$	4.726639	8.602452		12.461399
	$a_3$				
6	$Q_c$	24.207855	9.193007		5.720883
	$h_c$	2.048283	2.044623		2.007975
	$\beta$	1.050658	1.057598		1.039510
	$a_0$	1.000000	1.000000		1.000000
	$a_1$	-8.617192	-10.956376		-12.974592
	$a_2$	27.981319	45.203253		63.369523
	$a_3$	-38.673531	-78.214477		-128.415616
	$a_4$	19.247845	48.407459		92.729778
	$a_5$				

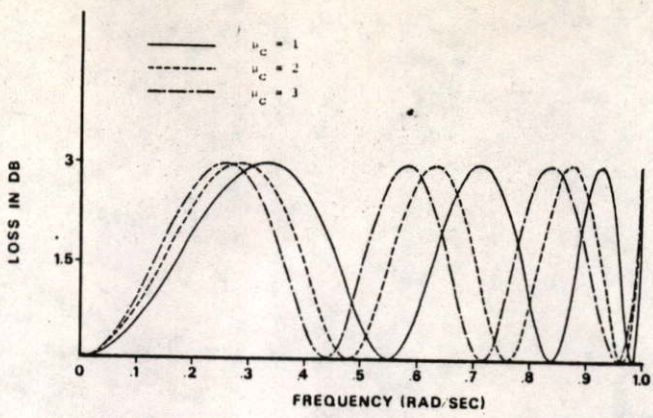
already been normalized so that the attenuation is 3 dB at  $\omega = 1$  rad/s. It is clearly seen that the  $Q$  factor of the critical pole pair decreases with increasing multiplicity. The frequency responses for  $n = 6$  only are also illustrated in Fig. 1.

## CONCLUSIONS

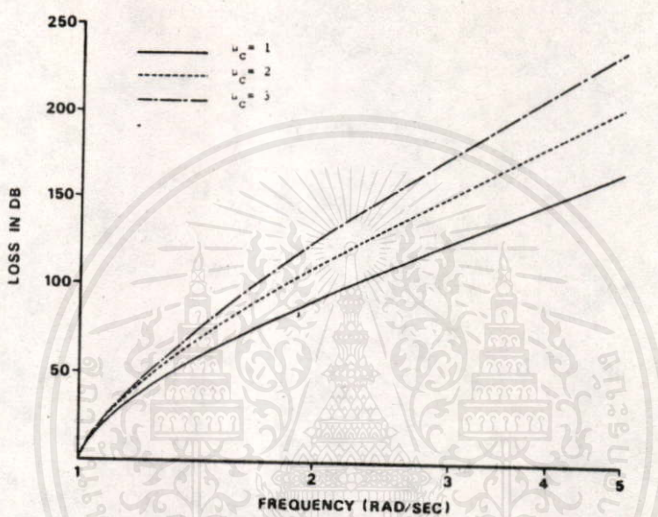
This letter described how to obtain a new class of transfer functions with a multiple real pole and a multiple critical pole for the equiripple design of RC active filters. The problem is nonlinear in nature but it is simplified by resolving it into two sets of simultaneous linear equations. Remez algorithm is then used alternately to find the unknowns. Design examples are also included to demonstrate the behavior of the  $Q$  factor of the critical-pole pair. The routine was written in Fortran 77 and ran on an IBM-PC microcomputer. In comparison to the generalized method [8] it is, therefore, considered as a simplified design method for this class of filters.

## REFERENCES

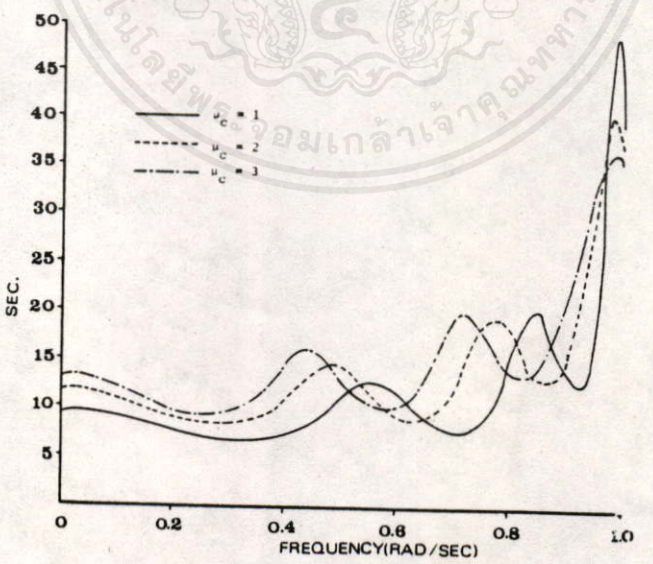
- [1] A. Premoli, "The MUCROMAF polynomials: An approach to the maximally flat approximation of RC active filter with low sensitivity," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-20, pp. 77-80, 1973.
- [2] —, "A new class of equal-ripple filtering functions with low  $Q$ -factors: The MUCROER polynomials," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-21, pp. 609-613, 1974.
- [3] M. Biey and A. Premoli, "Maximally flat approximation of low pass RC active filters with multiple real pole," *Electron. Lett.*, vol. 13, no. 3, pp. 76-77, Feb. 1979.
- [4] —, "Design of maximally flat low-pass filters with multiple real pole: the MURROMAF polynomial," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-25, pp. 19-27, 1978.
- [5] —, "New class of multiple-real-root equal ripple (m.u.r.o.r.) polynomials for the design of active filters by cascading 3rd-order blocks," *IEE J. Electron. Circuits Syst.*, vol. 3, pp. 53-57, 1979.
- [6] —, "Lowpass filters by cascading low-Q 3rd-order blocks," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 129, pt. G, no. 1, pp. 26-27, Feb. 1982.



(a)



(b)



(c)

Fig. 1. Responses for  $n=6$ ,  $\mu_r = n/2$ , and  $\epsilon = 1$ . (a) Passband loss responses. (b) Stopband loss responses. (c) Passband group-delay responses.

[7] C. Wei and Y. Chien, "Multiple-real-pole and multiple-critical-pole maximally flat active RC lowpass filter," in *Proc. ISCAS 85*, vol. 1, pp. 313-316, 1985.

[8] A. Premoli, "Multiple-pole and zero approximation of general attenuation specifications," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-27, pp. 1218-1224, Dec. 1980.

## Transitional multiple-real-pole/multiple-critical-pole transfer functions for lowpass RC-active filter design

P. THAJCHAYAPONG† and N. BUABTHONG†

A new class of all-pole multiple-real-pole/multiple-critical-pole transfer functions is described. The function characteristics lie between the maximally flat type and the equiripple type. Hence, they provide a lowpass RC-active filter designer with the freedom to trade between the selectivity of the filter response and the filter sensitivity.

### 1. Introduction

It has been shown recently that an all-pole lowpass RC-active filter can be simultaneously realized with multiple-real-pole and multiple-critical-pole (Premoli 1980, Wei and Chien 1985, Thajchayapong *et al.* 1986). Such realization provides the advantages of (a) reduced number of operational amplifiers, and (b) low  $Q$ -factor of the critical pole pair. The design techniques described by Premoli (1980), Wei and Chien (1985), and Thajchayapong *et al.* (1986) are however limited to either the maximally flat type or the equiripple type only. The main objective of this paper is to propose a technique to obtain a class of multiple-real-pole/multiple-critical-pole filters which lie between the maximally flat type and the equiripple type. Hence, a filter designer is now provided with the freedom to trade between the selectivity of the filter response and the filter sensitivity.

### 2. Design procedure

Let the squared attenuation function of the  $N$ th-order lowpass filter be (Wei and Chien 1985, Thajchayapong *et al.* 1986)

$$A_N(\omega^2) = (1 + \omega^2)^{\mu_r} (\beta\omega^4 - h_c\omega^2 + 1)^{\mu_c} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega^{2i} \quad (1a)$$

where  $n$  is an even number,  $\mu_r$  and  $\mu_c$  are the multiplicity of the real pole and the critical pole pair, respectively, and

$$h_c = \left(2 - \frac{1}{Q_c^2}\right) \sqrt{\beta} \quad (1b)$$

where  $Q_c$  is the  $Q$ -factor of the critical pole pair. The filter order is given by  $N = \mu_r + 2\mu_c + n - 2$ . Also, if  $2\mu_r = n - 2$ , then the realization can be done by cascading  $\mu_r$  third-order blocks and  $\mu_c$  second-order blocks.

Received 8 July 1987; accepted 3 August 1987.

† Computer Research and Service Center, King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

To facilitate the transitional filters, the polynomial is now written in a mixture form as

$$\sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega^{2i} = \sum_{i=0}^v a_i \omega^{2i} + \sum_{i=1}^{(n-2)-v} a_{v+i} \omega^{2(v+i)}, \quad a_0 = 1 \text{ or } 1 + \epsilon^2 \quad (2)$$

where the order  $v$  contributes to the degree of flatness at the origin, while the remaining order  $(n-2) - v$  contributes to the equiripple peaks in the passband. Now, for  $v = n - 2$ , the polynomial in eqn. (2) reduces to the maximally flat polynomial (Wei and Chien 1985) but if  $v = 0$  we obtain the equiripple polynomial (Thajchayapong *et al.* 1986). However, if  $v \neq 0$  and  $v \neq n - 2$ , the transitional polynomials are generated.

#### Case 1: Odd number of ripple peaks

By assigning  $a_0 = 1$  and following the technique described by Wei and Chien (1985), the coefficients  $a_1, a_2, \dots, a_v$  of  $\sum_{i=1}^v a_i \omega^{2i}$  which gives the flatness at  $\omega = 0$  can be obtained. The remaining  $(n-2) - v$  unknown coefficients in  $\sum_{i=1}^{(n-2)-v} a_{v+i} \omega^{2(v+i)}$  together with the two unknowns  $\beta$  and  $h_c$  which give the equiripple response can be found by the well-known Remez iteration. The set of non-linear equations for the iterative process is given by

$$A_N(\omega_j^2) = C_j \quad (3)$$

where  $j = 1, 2, \dots, (n-v)$  and  $0 < \omega_1 < \omega_2 \dots < \omega_{n-v-1} < \omega_{n-v}$ .  $C_j = 1$  and  $1 + \epsilon^2$  for even and odd  $j$  respectively. To avoid the complexity in solving simultaneous non-linear equations, eqn. (3) is decoupled into two sets of simultaneous linear equations, e.g.

$$\sum_{i=1}^{(n-2)-v} a_{v+i} \omega_j^{2(v+i)} = \frac{C_j}{(1 + \omega_j^2)^{\mu_r} (\beta \omega_j^4 - h_c \omega_j^2 + 1)^{\mu_c}} - \sum_{i=0}^v a_i \omega_j^{2i} \quad (4a)$$

for  $j = 1, 2, \dots, n - v - 2$ , and

$$\beta \omega_j^4 - h_c \omega_j^2 = \left[ \frac{C_j}{(1 + \omega_j^2)^{\mu_r} \sum_{i=0}^{n-2} a_i \omega_j^{2i}} \right]^{1/\mu_c} - 1 \quad (4b)$$

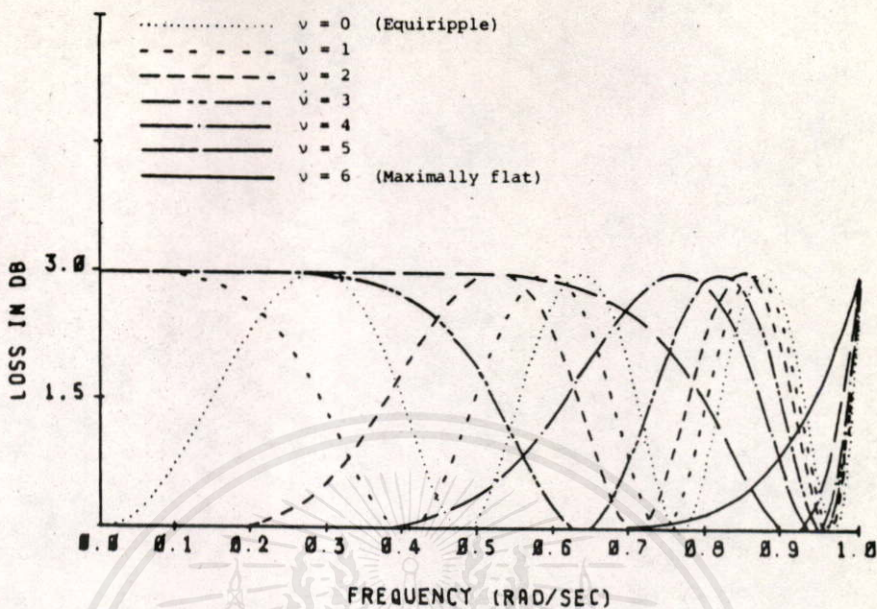
for  $j = n - v - 1, n - v$ .

Using the concepts of Remez iteration alternatively between these two sets of linear equations, the unknowns  $a_v, a_{v+1}, \dots, a_{n-2}, \beta$  and  $h_c$  can always be determined such that the equiripple conditions are satisfied.

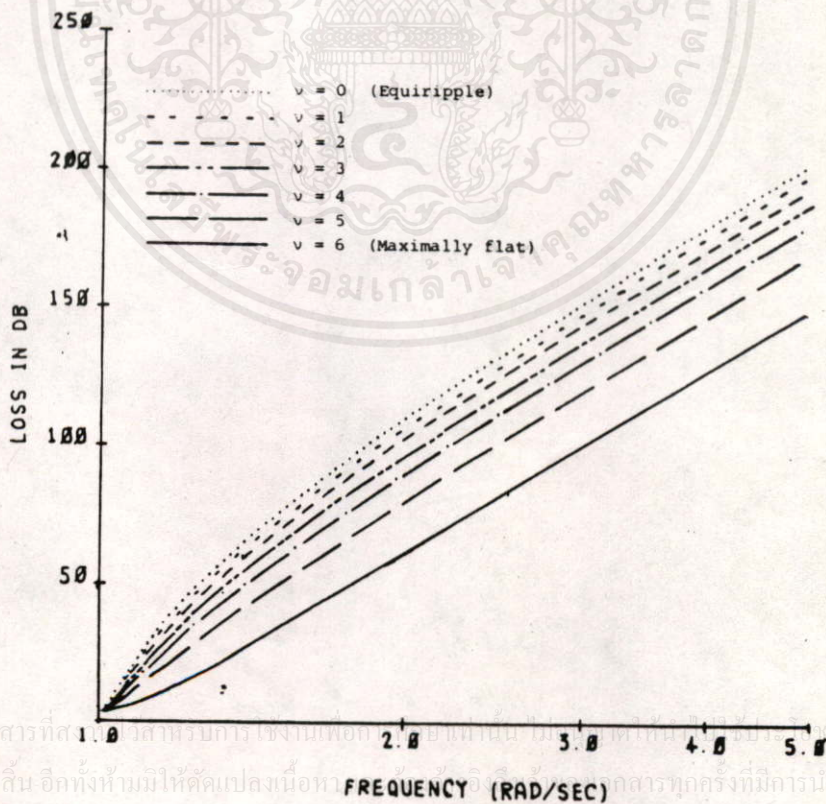
It is noted that  $\beta$  and  $h_c$  which are the critical-pole-pair parameters appear both in the maximally-flat-criteria matrix equation (Wei and Chien 1985) and in the equiripple eqns. (4a) and (4b). They are in fact contributing to the last two ripple peaks near to the band edge but must also be included in the matrix elements when solving for  $(a_1, a_2, \dots, a_v)$  satisfying the maximally flat criteria around  $\omega = 0$ . Hence solving eqn. (6) in Wei and Chien (1985) alternately with eqns. (4a) and (4b) is also necessary.

#### Case 2: Even number of ripple peaks

The case of transitional filters with even number of ripple peaks can be obtained by making the following modifications



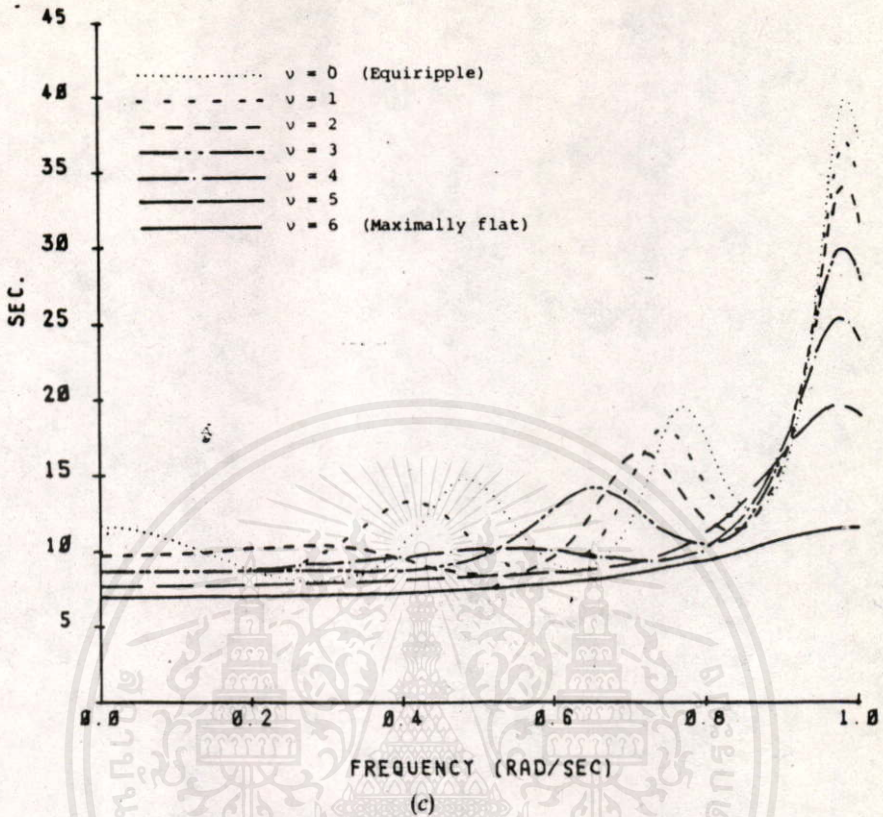
(a)



(b)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สําคัญสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

## P. Thajchayapong and N. Buabthong



Responses for  $n = 6$ ,  $\mu_c = 2$ ,  $\mu_r = 3$  and  $\epsilon = 1$ . (a) Passband responses. (b) Stopband responses. (c) Passband group delay responses.

$\nu$	$\omega_r$	$Q_r$	$\omega_{0c}$	$Q_{0c}$	$\omega_{01}$	$Q_{01}$	$\omega_{02}$	$Q_{02}$
6	0.288988	0.5	0.986097	9.193007	0.769479	5.728362	0.492691	2.600692
5	0.423759	0.5	0.985146	8.425742	0.746660	4.947913	0.430362	1.782810
4	0.486858	0.5	0.984116	7.646180	0.717110	4.071319	0.389246	0.885868
3	0.626696	0.5	0.982527	6.544418	0.661288	2.760960	0.500472	0.676836
2	0.715563	0.5	0.981088	5.313506	0.614401	1.279694	0.572700	0.617289
1	0.913979	0.5	0.982789	3.731118	0.755894	0.896971	0.742183	0.582132
0	1.159985	0.5	1.064774	1.971070	0.940557	0.781347	0.959167	0.565062

The pole location and  $Q$ -factors for the tenth-order transitional multiple-real-pole/multiple-critical-pole filters,  $n = 6$ ,  $\mu_c = 2$ ,  $\mu_r = 3$  and  $\epsilon = 1$ .

(a)  $a_0 = 1 + \epsilon^2$ , and

(b)  $C_j = 1$  and  $1 + \epsilon^2$  for odd and even  $j$  respectively.

It is also worth noting here that when there are only two ripple peaks (see case  $\nu = 5$  in the Figure), either  $\beta$  or  $h_c$  can be chosen to give the peak near to the band edge.

### 3. Design example

Since double multiplicity in the critical pole is practically most attractive, the case of  $\mu_c = 2$ ,  $n = 6$ ,  $\mu_r = 3$  and  $\epsilon = 1$  is chosen as the design example. If the trans-

### Lowpass RC-active filter design

fer function of the filter is defined as (Stojanovic and Pavlovic 1979, 1980, Thajchayapong *et al.* 1980, 1982)

$$F_N(s) = \frac{1}{(1 + S/\omega_r)^{\mu_r} (1 + S/(\omega_{oc} Q_{oc}) + S^2/\omega_{oc}^2)^{\mu_c} \prod_{i=1}^{(n-2)/2} \{1 + S/(\omega_{oi} Q_{oi}) + S^2/\omega_{oi}^2\}}$$
(5)

then the numerical results are as shown in the Table. The Figure illustrates the corresponding frequency responses. The results are normalized such that  $\omega_{3db} = 1$  rad/s.

#### 4. Conclusions

A technique has been described whereby a class of transitional filters with multiple-real-pole and multiple-critical-pole can be obtained. The filter characteristics lie between the two extremes described in previous reports (Wei and Chien 1985, Thajchayapong *et al.* 1986). Hence, it provides a filter designer with the extra freedom to trade off between the selectivity of the attenuation and the filter sensitivity. It may also be seen as the generalized approach to the previous classes of transitional filters reported by Stojanovic and Pavlovic (1979, 1980), and Thajchayapong *et al.* (1980, 1982).

#### REFERENCES

- PREMOLI, A., 1980, Multiple-pole and zero approximation of general attenuation specifications. *I.E.E.E. Trans. Circuits and Systems*, **27**, 1218-1224.
- STOJANOVIC, V. S., and PAVLOVIC, V. D., 1979, Transitional Murromaf-Murroer filters. *Electronics Letters*, **15**, 356-357.
- STOJANOVIC, V. S., and PAVLOVIC, V. D., 1980, Transitional multiple-pole transfer functions for active-filter design. *Electronics Letters*, **16**, 21-22.
- THAJCHAYAPONG, P., *et al.*, 1980, Transitional Murromaf-Murroer filters with additional members. *Proc. I.E.E.E.*, **68**, 415-417.
- THAJCHAYAPONG, P., *et al.*, 1982, A design for the additional members of the transitional Murromaf-Murroer filters. *Proc. I.E.E.E.*, **70**, 304-306.
- THAJCHAYAPONG, P., *et al.*, 1986, An alternative design for a multiple-real-pole/multiple-critical-pole all-pole equiripple RC active lowpass filter. *Proc. I.E.E.E.*, **74**, 1162-1163.
- WEI, C., and CHIEN, Y., 1985, Multiple-real-pole and multiple-critical-pole maximally flat active RC lowpass filter. *Proc. I.E.E.E. Int. Symp on Circuits and Systems*, pp. 313-316.