

การออกแบบวงจรแอคทีฟที่โฟกัสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก
โดยใช้ อุลตราสเฟียเรียลและเจเนอไรซัดเบสเซลโพลิโนเมียล
ON DESIGN OF ACTIVE CROSSOVER NETWORKS BY USING
ULTRASPHERICAL AND GENERALIZED BESSEL POLYNOMIALS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะอักษรปริยญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2544
ISBN 974-648-208-4

การออกแบบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค
โดยใช้ อุลตราสเฟียร์ริคัลและเจินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล

ON DESIGN OF ACTIVE CROSSOVER NETWORKS BY USING
ULTRASPHERICAL AND GENERALIZED BESSEL POLYNOMIALS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 39996
วัน, เดือน, ปี 20 ก.ค. 2544

พ.ศ.2544

ISBN 974-648-208-4

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ON DESIGN OF ACTIVE CROSSOVER NETWORKS BY USING
ULTRASPHERICAL AND GENERALIZED BESSEL POLYNOMIALS**



**A THESIS SUMMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2001

ISBN 974-648-208-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2001

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบวงจรแอมป์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

โดยใช้ อดครัสเฟียริคัลและเงินเนอรัไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล

นักศึกษา

นายอุทัย ศรีธีระวิโรจน์

รหัสประจำตัวนักศึกษา

38621201

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2544

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

บทคัดย่อ

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ทำการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ที่ให้เฟสเชิงเส้นและมีความชันของขนาดสูง ในช่วงความถี่ผ่าน (Pass Band) ทั้งนี้เพื่อให้ได้เสียงที่มีคุณภาพสูงขยายออกทางลำโพง จากวัตถุประสงค์ดังกล่าว จึงได้เลือกทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบผสมระหว่างอดครัสเฟียริคัลโพลิโนเมียลกับเงินเนอรัไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล (Transitional Ultraspherical Generalized Bessel Polynomials TUG) ซึ่งทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังกล่าว จะให้คุณลักษณะของผลตอบสนองความถี่เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง อดครัสเฟียริคัลกับเงินเนอรัไลซ์ เบสเซล ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อการออกแบบวงจรกรองความถี่สำหรับครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค อันได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำสำหรับเสียงทุ้ม (Woofer) และวงจรกรองความถี่สูงสำหรับเสียงแหลม (Tweeter)

ในการออกแบบ ได้ทำการทดลองหาผลการตอบสนองทางขนาดและกรุปดีเลย์ของวงจรแอมป์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค และทำการเปรียบเทียบวงจรแอมป์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG กับแบบลิงค์วิธชีไรเลย์ ด้วย PSpice และเครื่อง Audio Analyzer

จากการทดลองออกแบบวงจรกรองความถี่ลำดับที่ 4 แบบอดครัสเฟียริคัล - เงินเนอรัไลซ์เบสเซล โพลิโนเมียล จะให้ผลทางขนาดที่มีความคมมากกว่าแบบเดิม และมีกรุปดีเลย์ใกล้เคียงกับแบบลิงค์วิธชีไรเลย์

Thesis Title	On Design of Active Crossover Networks by using Ultraspherical and Generalized Bessel Polynomials
Student	Mr. U-thai Sritheeravirojana
Student ID	38621201
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2001
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kanok Janjirapongvej

ABSTRACT

This thesis describes the design of linear-phase crossover networks with high rolloff rate in the passband. In order to obtain the high-quality sound at the output of loudspeaker, herein the combination of Ultraspherical and Generalized Bessel polynomials are utilized. This type of filter has properties, which lie between those of Ultraspherical and Generalized Bessel characteristics. It would be useful for designer on what the design specification call for, such as, for example, the design and implementation of active Lowpass filter for woofer and Highpass filter for tweeter.

For such designed active crossover networks, the amplitude and group delay response for various values are worked out by using Pspice and Audio Analyzer.

From the experiment, fourth-order filters are used in compared with previous active crossover networks. They achieve more rolloff rate and fairly group delay presented by Linkwitz - Riley

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาต่างๆ ในเรื่องการออกแบบวงจรแอ็คทีฟทรอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค โดยใช้ชุดคร่ำสเฟียรีคัล และเงินเนอร์ไลซ์ เบสเซล โพลีโนเมียล ไม่ว่าจะเป็นทางทฤษฎีหรือการตรวจสอบ จาก รศ.ดร.กนก เชนจิระพงศ์เวช ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนจึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง และขอขอบคุณผู้ที่มีส่วนช่วยให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีดังนี้

ขอขอบคุณบริษัท OrCad ที่กรุณามอบโปรแกรม OrCad9.1 ให้ใช้ในการวิเคราะห์ผลการวิจัยทางด้าน PSpice

ขอขอบคุณ รศ.ประกิจ ตั้งติสานนท์ ที่ให้คำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับหลักการวิเคราะห์วงจรแอ็คทีฟทรอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ ห้องงานวิจัย Signal Transmission System ของทาง ReCCIT ที่ช่วยสนับสนุนห้องในการทำงานวิจัย และขอขอบคุณ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม ที่สนับสนุนเครื่องมือในการทำทดลองวงจรจริงที่ได้ออกแบบ

อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 แนวความคิดใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีทั่วไป.....	4
2.1 เน็ทเวอร์คฟังก์ชัน.....	4
2.2 อุลตราสเฟียริคัล โพลีโนเมียล.....	8
2.3 เงินเนอร์ไลซ์ เบสเซล โพลีโนเมียล.....	13
2.4 ทรานซิชันแนลฟังก์ชัน.....	17
บทที่ 3 ทฤษฎีวงจรแเอ็กทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค.....	20
3.1 คุณสมบัติของวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค.....	23
3.2 วงจรแเอ็กทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบบัตเตอร์เวิร์ท.....	25
3.3 วงจรแเอ็กทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบลิงคัวร์ไรเลย์.....	26
3.4 วงจรแเอ็กทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค แบบอูลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์ เบสเซลโพลีโนเมียล.....	30
บทที่ 4 การออกแบบ และการวิเคราะห์.....	36
4.1 การออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำ (woofer).....	37
4.2 การออกแบบวงจรรองความถี่สูง (tweeter).....	40
4.3 การออกแบบวงจรแเอ็กทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค แบบอูลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์ เบสเซลโพลีโนเมียล.....	43

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์.....	57
4.5 การหาแกนสโลป.....	65
บทที่ 5 การทดสอบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค	66
5.1 การจำลองการตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response Simulation)	66
5.2 การจำลองการตอบสนองทางเฟส (Phase Response Simulation).....	69
5.3 การวัดผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยเครื่อง Audio Analyzer.....	71
5.4 การวัดผลการตอบสนองทางเฟสด้วยเครื่อง Audio Analyzer.....	74
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	76
เอกสารอ้างอิง.....	79
ภาคผนวก ก บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานพนธ์	81
ประวัติผู้เขียน	86

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของอูลตราสเฟียริคัลโพลีโนเมียลต่อจำนวนอันดับ	11
2.2 แสดงค่า $U_4^\alpha(\omega)$ ที่ได้จากการกำหนดค่า α ตั้งแต่ -0.2 ถึง 1	11
2.3 แสดงค่าอูลตราสเฟียริคัลโพลีโนเมียล อันดับที่ 4 กำหนดค่า α ตั้งแต่ -0.2 ถึง 1	12
2.4 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของ G.B.P. ต่อจำนวนอันดับ	15
2.6 แสดงค่า $G_4(s, \gamma, \beta)$ ที่ได้จากการกำหนดค่า γ ตั้งแต่ 0.3 ถึง 5	16
3.1 แสดงค่าออร์มอลไลซ์ของบัตเตอร์เวิร์ธโพลีโนเมียล $B_K(S_N)$ ของอันดับที่ 1 ถึง 6	26
3.2 แสดงค่าออร์มอลไลซ์ของลิงควีร์ชไรเลย์โพลีโนเมียล $L_{2K}(S_N) \equiv (B_K(S_N))^2$ ของอันดับที่ 2 ถึง 6	27
3.3 แสดงค่าโพลของอูลตราสเฟียริคัล โพลีโนเมียล อันดับที่ 4	32
3.4 แสดงค่าโพลของเงินเนอร์ไลซ์เบสเชด โพลีโนเมียล อันดับที่ 4	33
4.1 แสดงค่าโพลีโนเมียลของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = -0.1, \gamma_g = 3.0$	44
4.2 แสดงค่าโพลีโนเมียลของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG เมื่อกำหนดค่า $m = 0.5$ และ $\gamma_g = 3.0$	45
4.3 แสดงค่าโพลีโนเมียลของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG เมื่อกำหนดค่า $m = 0.5$ และ $\alpha_U = -0.1$	47

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงเวกเตอร์ของซีโรและโพลใน S-Plane	6
2.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของสมการอูลตราสเฟียรีคัลอันดับที่ 4 ที่ค่า α ต่างๆ	12
2.3 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของสมการอูลตราสเฟียรีคัลอันดับที่ 4 ที่ค่า α ต่างๆ	13
2.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของสมการ G.B.P อันดับที่ 4 ที่ค่า γ ต่างๆ	16
2.5 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของสมการ G.B.P อันดับที่ 4 ที่ค่า γ ต่างๆ	17
3.1 แสดงโครงสร้างของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 2 ทาง และ 3 ทาง	20
3.2 แสดงวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบพาสซีฟที่ใช้งานจริง	21
3.3 แสดงการต่อวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบพาสซีฟแบบ 2 ทาง	21
3.4 แสดงโครงสร้างในการต่อวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 3 ทาง	22
3.5 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 3 ทาง	22
3.6 แสดงโครงสร้างในการต่อวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 2 ทาง	23
3.7 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเสมือน	24
3.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 2 ทาง	28
3.9 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ อันดับที่ 4 ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว	29
3.10 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ อันดับที่ 4 ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว	30
3.11 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG อันดับที่ 4	34
3.12 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG อันดับที่ 4.....	35
4.1 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	37
4.2 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำ	38
4.3 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง	40
4.4 แสดงวงจรกรองความถี่สูง	41
4.5 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เมื่อกำหนดให้ $\alpha_u = -0.1$, $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงค่า m	44
4.6 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เมื่อกำหนดให้ $\alpha_u = -0.1$, $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงค่า m	45

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.7 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า α_u	46
4.8 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า α_u	46
4.9 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\alpha_u = -0.1$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า γ_g	47
4.10 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\alpha_u = -0.1$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า γ_g	48
4.11 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ TUG เทียบกับวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ ที่อันดับที่ 4	49
4.12 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ TUG เทียบกับวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ ที่อันดับที่ 4	50
4.13 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 4	52
4.14 แสดงวงจรกรองความถี่สูงอันดับที่ 4	55
4.15 แสดงวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ TUG อันดับที่ 4	56
4.16 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_1 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	59
4.17 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_2 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	60
4.18 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_3 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	60
4.19 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_1 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	61
4.20 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_2 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	61
4.21 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_1 ของวงจรกรองความถี่สูง	62
4.22 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_2 ของวงจรกรองความถี่สูง	63
4.23 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_1 ของวงจรกรองความถี่สูง	63
4.24 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_2 ของวงจรกรองความถี่สูง	64
4.25 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_3 ของวงจรกรองความถี่สูง	64
4.26 แสดงคุณลักษณะเกนสโลปของ TUG เทียบกับลิงค์วิซซ์ไรเลย์	65

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.1 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4	66
5.2 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG อันดับที่ 4	67
5.3 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่ต่ำแบบลิงค์วิเศษไรเลย์	67
5.4 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG อันดับที่ 4 เปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่ต่ำแบบลิงค์วิเศษไรเลย์	68
5.5 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG เปรียบเทียบกับวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบลิงค์วิเศษไรเลย์อันดับที่ 4	68
5.6 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4	69
5.7 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG อันดับที่ 4	70
5.8 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสที่เป็นความต่างเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค แบบ TUG เปรียบเทียบกับวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบลิงค์วิเศษไรเลย์อันดับที่ 4	70
5.9 แสดงตัวขึ้นงานวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG	71
5.10 แสดงการวัดผลการตอบสนองด้วยเครื่อง Audio Analyzer	72
5.11 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	73
5.12 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	73
5.13 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค แบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	74
5.14 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของการรวมสัญญาณ ระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงด้วยเครื่อง Audio Analyzer	74
5.15 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	75
5.16 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	75
5.17 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค แบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในการขยายสัญญาณเสียงย่าน 20Hz – 20KHz นั้นภาคขยายเสียงสามารถปรับปรุงให้มีผลตอบสนองที่ดีตลอดย่านความถี่ แต่เนื่องจากลำโพงหนึ่งตัวที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณเสียงนั้นจะมีผลตอบสนองต่อความถี่ที่จำกัดไม่ครบช่วงความถี่เสียง ดังนั้นเพื่อให้มีผลตอบสนองได้ตลอดย่านความถี่เสียง จึงจำเป็นต้องใช้ลำโพงหลายๆ ตัวมาต่อร่วมกัน และโดยปกติจะใช้ 3 ตัวคือ เสียงทุ้ม เสียงกลาง และเสียงแหลม ซึ่งในการต่อร่วมกันเพื่อให้ลำโพงแต่ละตัวสามารถทำงานมีประสิทธิภาพดี จำต้องมีตัวแบ่งสัญญาณความถี่เพื่อแยกสัญญาณเป็นช่วงๆ เพื่อป้อนเข้าลำโพงแต่ละตัว เราเรียกตัวแบ่งสัญญาณความถี่นี้ว่า วงจรคrossoverเน็ตเวิร์ค ซึ่งมี 2 แบบคือ แบบพาสซีฟ และแบบแอ็คทีฟ ในส่วนของพาสซีฟนั้นไม่เหมาะกับระบบเสียงที่ต้องการคุณภาพ ประสิทธิภาพและกำลังสูงๆ ส่วนแบบแอ็คทีฟที่ใช้อยู่ในปัจจุบันก็ยังประสบปัญหาทางด้านความคม(Sharp cutoff) ของวงจรกรองความถี่ที่ยังไม่สามารถคัดสัญญาณความถี่ข้างเคียงที่ไม่ต้องการได้ดีพอ และยังมีการเปลี่ยนแปลงของเฟสระหว่างช่วงความถี่ ทำให้มีผลต่อประสิทธิภาพของการแพร่กระจายคลื่นสัญญาณเสียง จึงได้มีการวิเคราะห์และพัฒนาออกแบบวงจรคrossoverเน็ตเวิร์คเป็นชนิดเฟสเชิงเส้นเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น โดยการใช้วิธีการคอมพิวเตอร์โพลีโนเมียลแบบต่างๆ มาทำการเปรียบเทียบกับวิธีการเดิมที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการออกแบบวงจรแอ็คทีฟคrossoverเน็ตเวิร์ค โดยใช้ อุลตราสเฟียริคัล – เจ็นเนอรัไลซ์เบสเซล โพลีโนเมียล ซึ่งรายละเอียดต่างๆ นั้น ได้แสดงไว้ในเนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แล้ว

1.1 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้นว่า วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบวงจรแอ็คทีฟคrossoverเน็ตเวิร์คโดยใช้ อุลตราสเฟียริคัลและเจ็นเนอรัไลซ์ เบสเซลโพลีโนเมียล ซึ่งสาระสำคัญในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการออกแบบวงจรและเพื่อวิจัยคุณสมบัติของวงจรคrossoverเน็ตเวิร์คที่ประกอบไปด้วย อุลตราสเฟียริคัล และเจ็นเนอรัไลซ์เบสเซล โพลีโนเมียล ตลอดจนยังสามารถนำมาใช้ในการศึกษาพัฒนาต่อไปและใช้งานได้จริง ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งหวังเพื่อที่จะให้เป็นแนวทางในการศึกษาเพื่อการสร้างสรรค์และพัฒนาจนสามารถใช้งานได้จริงให้กับผู้ที่สนใจ เพื่อนำไปประยุกต์และพัฒนาต่อไปในอนาคต

1.2 แนวความคิดใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่ได้มีการออกแบบใช้มาแล้วโดยส่วนใหญ่ จะมีคุณลักษณะตามวงจรองความถี่ที่นำมาใช้แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้การนำเสนอการออกแบบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบผสมโดยใช้ อุลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์ เบสเซลโพลิโนเมียล ซึ่งมีข้อแตกต่างไปจากวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบอื่นๆ คือ เป็นการนำวงจรองความถี่แบบอูลตรา สเฟียริคัลโพลิโนเมียลมารวมกับวงจรองความถี่แบบเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ซึ่งจะทำให้วงจรมีคุณลักษณะผลการตอบสนองทางขนาดที่ชันแบบอูลตราสเฟียริคัล และมีคุณลักษณะทางเฟสที่เชิงเส้นแบบเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล วิธีการนำวงจรองความถี่ 2 ชนิดมารวมกันนั้นในปัจจุบันก็มีอยู่หลายชนิดด้วยกัน แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบอูลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์ เบสเซลโพลิโนเมียล เนื่องจากวงจรองความถี่แบบอูลตราสเฟียริคัลจะมีคุณลักษณะผลการตอบสนองทางความถี่ที่ชันกว่าวงจรองความถี่แบบอื่นๆ และวงจรองความถี่แบบเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลก็จะให้ผลการตอบสนองทางเฟสที่เชิงเส้นที่สุด ดังนั้นเมื่อนำวงจรองความถี่ทั้ง 2 ชนิดมารวมกันแล้วคือนวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ก็จะได้วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบใหม่ที่ทำให้ผลการตอบสนองทางขนาดที่ชันและมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน โดยในบทแรกนั้น จะเป็นการกล่าวแนะนำวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค แนวความคิดใหม่ในการทำวิทยานิพนธ์ และวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 5 บทที่เหลือนั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานทั่วไปที่จำเป็นต่อการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ซึ่งจะกล่าวถึงเน็ตเวิร์คฟังก์ชัน อูลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล เงินเนอร์ไลซ์เบสเซล โพลิโนเมียล และการทรานซิสชันแนล โพลิโนเมียล

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบบัตเตอร์เวิร์ธ ถึงควิซไโรเลย์ และอูลตราสเฟียริคัล – เงินเนอร์ไลซ์เบสเซล โพลิโนเมียล

บทที่ 4 เนื้อหาส่วนใหญ่เป็นการออกแบบวงจรและการวิเคราะห์ เริ่มตั้งแต่การออกแบบวงจรองความถี่ต่ำ วงจรองความถี่สูง แล้วนำมารวมกันเป็นวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์ ซึ่งค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรนั้น จะเป็นค่าที่บอกการ

เปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นทางเอาต์พุตของวงจรอื่นเนื่องมาจากการแปรผันของพารามิเตอร์ต่างๆ และการหาเกนสโลป (Gain Slope) เพื่อเปรียบเทียบความชันของวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่ทำ

บทที่ 5 เป็นการทดสอบวงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่ได้ออกแบบขึ้น ด้วยการจำลองผลการตอบสนองทางความถี่ และทางเฟสด้วย P-Spice อีกทั้งยังได้ใช้เครื่อง Audio Analyzer ในการวัดตรวจสอบผลการตอบสนองทางความถี่และทางเฟสจากวงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่ได้ออกแบบอีกด้วย

บทที่ 6 เป็นบทสรุปการวิจัย และเสนอแนะผลการศึกษาและการทำวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด พร้อมทั้งได้เสนอแนะทางการศึกษาและพัฒนาต่อ ให้แก่ผู้ที่สนใจจะศึกษาและทำการวิจัยในเรื่องเกี่ยวกับครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คต่อไป



บทที่ 2

ทฤษฎีทั่วไป

2.1 เน็ทเวอร์คฟังก์ชัน

ในการออกแบบวงจรใดๆ เพื่อให้ผลตอบสนองตามที่ต้องการนั้นจะทำได้โดยหาเน็ทเวอร์คฟังก์ชันของวงจรเทียบกับฟังก์ชันที่ต้องการในอุดมคติ ซึ่งค่าที่ได้จะต้องใกล้เคียงกับฟังก์ชันในทางอุดมคติมากที่สุด เช่น การออกแบบวงจรกรองความถี่จะต้องให้เน็ทเวอร์คฟังก์ชันที่ยอมรับให้สัญญาณความถี่แถบผ่าน (Pass Band) ออกไปได้ทั้งหมด โดยไม่มีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยน และสามารถกำจัดสัญญาณในย่านความถี่ที่ไม่ต้องการได้ทั้งหมด ซึ่งผลตอบสนองของวงจรใดๆ นั้น สามารถนำมาเขียนอยู่ในรูปของเน็ทเวอร์คฟังก์ชันที่อยู่ในรูปของเศษส่วนโพลิโนเมียลได้ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับผลตอบสนองชนิดต่างๆ ของฟังก์ชันแบบนี้ ซึ่งผลตอบสนองของเน็ทเวอร์คฟังก์ชันต่อความถี่ [1] [2][3] ที่สำคัญได้แก่

- ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response)

- ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)

ผลตอบสนองทั้งสองชนิดนี้จะถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลง เน็ทเวอร์คโดยทั่วไปสามารถเขียนเป็นทราנסเฟอร์ฟังก์ชันในรูปโพลิโนเมียลได้ คือ

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.1)$$

โดยที่ $N(s)$ และ $D(s)$ เป็นโพลิโนเมียลของเศษและโพลิโนเมียลของส่วนตามลำดับ m เป็นลำดับของโพลิโนเมียลเศษ และ n เป็นลำดับของโพลิโนเมียลส่วน โดยที่ $n \geq m$ a และ b เป็นตัวเลขสัมประสิทธิ์ที่เป็นจำนวนจริง s เป็นตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (Complex – Frequency Variable)

และจากสมการ (2.1) สามารถแยกตัวประกอบได้เป็น

$$T(s) = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = K \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{j=1}^n (s - p_j)}$$

โดยที่ K เป็นอัตราขยายซึ่งมีค่าคงที่
 z_i เป็นตำแหน่งซีโรอันดับที่ i
 p_j เป็นตำแหน่งโพลอันดับที่ j

เมื่อพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ของเน็ทเวอร์ค โดยสมมติป้อนสัญญาณอินพุตเป็นรูปไซน์และเน็ทเวอร์คเป็นแบบลิเนียร์ ผลตอบสนองของวงจรในสถานะเสถียรของสัญญาณรูปไซน์ซึ่ง s มีค่าเท่ากับ $j\omega$ ดังนั้นสมการ (2.2) จะได้เป็น

$$T(j\omega) = K \frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \dots (j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)} \quad (2.3)$$

เมื่อพิจารณาแฟคเตอร์ $(j\omega - s_i)$ โดยให้ s_i เป็นซีโร คือ $s_i = z_i$ หรือเป็นโพล คือ $s_i = p_j$ ซึ่ง s_i เป็นตัวเลขเชิงซ้อนที่สมมติให้

$$s_i = \alpha_i + j\beta_i$$

ค่าแฟคเตอร์ $(j\omega + s_i)$ จะได้เป็น

$$-\alpha_i + j(\omega - \beta_i) = M_i e^{j\theta_i} \quad (2.4)$$

เมื่อ $M_i = \sqrt{\alpha_i^2 + (\omega - \beta_i)^2}$

$$\theta_i = \tan^{-1} \frac{\omega - \beta_i}{-\alpha_i}$$

ฉะนั้นสมการ (2.3) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

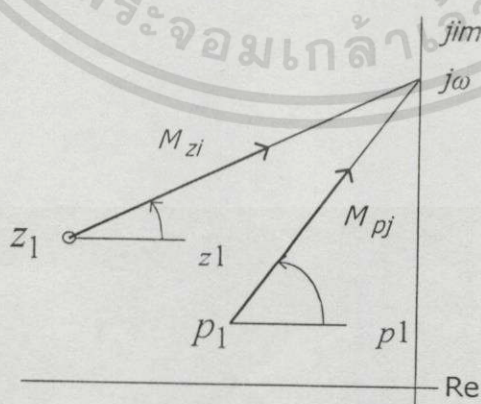
$$\begin{aligned}
 T(j\omega) &= K \frac{M_{z1} e^{j\theta_{z1}} M_{zi} e^{j\theta_{zi}} \dots M_{zm} e^{j\theta_{zm}}}{M_{p1} e^{j\theta_{p1}} M_{pj} e^{j\theta_{pj}} \dots M_{pn} e^{j\theta_{pn}}} \\
 &= K \frac{M_{z1} M_{zi} \dots M_{zm}}{M_{p1} M_{pj} \dots M_{pn}} e^{j(\theta_{z1} + \theta_{zi} + \dots + \theta_{zm} - \theta_{p1} - \theta_{pj} - \dots - \theta_{pn})} \quad (2.5) \\
 &= M(\omega) e^{j\theta(\omega)}
 \end{aligned}$$

เมื่อ $M(\omega)$ เป็นขนาดของ $T(j\omega)$

$\theta(\omega)$ เป็นเฟสของ $T(j\omega)$

ใน S-Plane ค่าของแฟกเตอร์ $(j\omega - z_i)$ สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก z_i ไปยัง $j\omega$ และแฟกเตอร์ $(j\omega + p_j)$ สามารถแสดงด้วยเวกเตอร์จาก p_j ไปยัง $j\omega$ ดังนั้นสามารถเขียนเวกเตอร์ ซึ่งแสดงขนาดและเฟสได้ดังรูปที่ 2.1

จากสมการ (2.5) และรูปที่ 2.1 จะเห็นว่าผลตอบสนองทางขนาด $M(\omega)$ คือค่าของ K คูณกับผลคูณของขนาดของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโรไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{zi} หารด้วยผลคูณของเวกเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ M_{pj} สำหรับผลตอบสนองเฟส $\theta(\omega)$ คือผลรวมของมุมเวกเตอร์ของซีโร θ_{zi} ลบด้วยผลรวมของมุมเวกเตอร์ของโพล θ_{pj}



รูปที่ 2.1 แสดงเวกเตอร์ของซีโรและโพลใน S-Plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองของกรุปดีเลย์ (Group Delay) ได้จากการพิจารณาสัญญาณโดเมนทางเวลา (Time Domain) โดยแสดงให้อยู่ในรูปของโดเมนทางความถี่ (Frequency Domain) เช่นเดียวกับผลตอบสนองทางขนาดและเฟส โดยสมมติสัญญาณอินพุต V_1 ป้อนไปยังเน็ทเวอร์คที่มีค่ากรุปดีเลย์เท่ากับ D วินาที ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุต V_2 จะได้เป็น

$$V_2(t) = V_1(t - D) \quad (2.6)$$

เนื่องจากสัญญาณใดๆ เกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณรูปไซน์เสมอฉะนั้นสัญญาณอินพุตจะได้

$$V_1 = A \sin(\omega t + \phi) \quad (2.7)$$

จากสมการ (2.6) จะได้เอาต์พุตคือ

$$V_2 = A \sin[\omega(t - D) + \phi]$$

หรือ

$$V_2 = A \sin[\omega t - \omega D + \phi] \quad (2.8)$$

จากสมการ (2.7) และ (2.8) จะเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตมีเฟสต่างกันคือ

$$\theta = -\omega D \quad (2.9)$$

ฟังก์ชันของกรุปดีเลย์จะ ได้จากการหาอนุพันธ์ของสมการ (2.9) เทียบกับ ω จะได้

$$\tau_d = -\frac{d}{d\omega} \theta \quad (2.10)$$

2.2 อุลตราสเฟียรีคัล โพลีโนเมียล

อุลตราสเฟียรีคัล โพลีโนเมียล มีทราנסเฟอร์ฟังก์ชัน ซึ่งเขียนอยู่ในรูปของขนาดกำลังสอง (Magnitude Square) คือ

$$H(S)H(-S)_{S=j\omega} = |H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + U_n^\alpha(\omega^2)} \quad (2.11)$$

โดยที่ $U_n^\alpha(\omega^2)$ เป็นขนาดกำลังสอง (Magnitude Square) ของอุลตราสเฟียรีคัล โพลีโนเมียล และ n เป็นอันดับของทราנסเฟอร์ฟังก์ชัน

สูตรทั่วไปของอุลตราสเฟียรีคัล โพลีโนเมียล [4] [5] คือ

$$U_n^\alpha(\omega) = \frac{n!}{(1+\alpha)_n} P_n^{(\alpha, \alpha)}(\omega) \quad (2.12)$$

โดยที่ $(1+\alpha)_n = (1+\alpha)(2+\alpha)\dots(n+\alpha)$

$n = 1, 2, 3, \dots; \alpha > -1$

α เป็นค่าพารามิเตอร์ของอุลตราสเฟียรีคัล โพลีโนเมียล [4]

และโพลีโนเมียล $P_n^{(\alpha, \alpha)}(\omega)$ ได้มาจาก จาโคบีโพลีโนเมียล (Jacobi Polynomial)

โดยที่ จาโคบีโพลีโนเมียล $P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega)$ กำหนดได้ดังนี้

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} {}_2F_1 \left[\begin{matrix} -n, \alpha+\beta+n+1; \\ 1+\alpha; \end{matrix} \frac{1-\omega}{2} \right] \quad (2.13)$$

โดยที่ ${}_2F_1$ เป็นไฮเปอร์จีโอเมตริกฟังก์ชัน (Hypergeometric Function) ซึ่งมีสูตรทั่วไปดังนี้

$${}_2F_1 \left(\begin{matrix} a, b; \\ c; \end{matrix} x \right) = \sum_{k=0}^n \frac{(a)_k (b)_k}{k! (c)_k} x^k \quad (2.14)$$

เมื่อ $\beta = \alpha = 0$ ค่าโพลีโนเมียล ในสมการ (2.13) กลายเป็นเลอจองด์โพลีโนเมียล (Legendre Polynomial) จากสมการ (2.13) จะเห็นได้ว่าค่า $P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega)$ เป็นโพลีโนเมียลของอันดับที่ n และเมื่อ $\omega = 1$ จะได้

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = P_n^{(\alpha, \beta)}(1) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} \quad (2.15)$$

ในกรณีของจาโคบีโพลิโนเมียล ค่าของ ${}_2F_1$ สามารถประยุกต์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} \left(\frac{\omega+1}{2} \right)^2 {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\beta+n; \\ 1+\beta; \end{matrix} \begin{matrix} \omega-1 \\ \omega+1 \end{matrix} \right) \quad (2.16)$$

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \frac{(-1)^n (1+\beta)_n}{n!} {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, \beta+\alpha+n+1; \\ 1+\beta; \end{matrix} \begin{matrix} 1+\omega \\ 2 \end{matrix} \right) \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.13) (2.16) และ (2.17) ถ้าให้ผลลัพธ์อยู่ในรูปของอนุกรมอนันต์ (Finite-Series) สำหรับค่า $P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega)$ จะเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha)_n (1+\alpha+\beta)_{n+k}}{k! (n-k)! (1+\alpha)_k (1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega-1}{2} \right)^k \quad (2.18)$$

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha)_n (1+\beta)_{n+k}}{k! (n-k)! (1+\alpha)_k (1+\beta)_n} \left(\frac{\omega-1}{2} \right)^k \left(\frac{\omega+1}{2} \right)^{n-k} \quad (2.19)$$

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^{n-k} (1+\beta)_n (1+\alpha+\beta)_{n+k}}{k! (n-k)! (1+\alpha)_k (1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega+1}{2} \right)^k \quad (2.20)$$

ในกรณีที่ใช้กับสมการที่มีอันดับมากกว่าสมการข้างต้น สามารถเขียนใหม่ได้ดังต่อไปนี้

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha+\beta)_{2n}}{n! (1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega-1}{2} \right)^n {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\alpha-n; \\ -\alpha-\beta-2n; \end{matrix} \begin{matrix} 2 \\ 1-\omega \end{matrix} \right) \quad (2.21)$$

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \frac{(1+\beta)_n}{n!} \left(\frac{\omega-1}{2} \right)^n {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\alpha-n; \\ 1+\beta; \end{matrix} \begin{matrix} \omega+1 \\ \omega-1 \end{matrix} \right) \quad (2.22)$$

$$P_n^{(\alpha, \beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha+\beta)_{2n}}{n! (1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega+1}{2} \right)^n {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\alpha-n; \\ -\alpha-\beta-2n; \end{matrix} \begin{matrix} 2 \\ 1+\omega \end{matrix} \right) \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างต้น เป็นความสัมพันธ์ของฟังก์ชันจาโคบีโพลิโนเมียล และกำหนดให้ $\beta = \alpha$ แล้วจากสมการ (2.13) จะได้โพลิโนเมียล $p_n^{(\alpha, \alpha)}(\omega)$ ดังนี้

$$p_n^{(\alpha, \alpha)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, 2\alpha+n+1; \\ 1+\alpha; \end{matrix} \frac{1-\omega}{2} \right) \quad (2.24)$$

ฉะนั้น ถ้าแทนค่าสมการ (2.14) ลงในสมการ (2.24) จะได้

$$p_n^{(\alpha, \alpha)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} \sum_{k=0}^n \frac{(-n)_k (2\alpha+n+1)_k}{k! (1+\alpha)_k} \left(\frac{1-\omega}{2} \right)^k \quad (2.25)$$

และถ้าแทนค่าสมการ (2.25) ลงในสมการ (2.12) จะได้

$$U_n^\alpha(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(-n)_k (2\alpha+n+1)_k}{k! (1+\alpha)_k} \left(\frac{1-\omega}{2} \right)^k \quad (2.26)$$

โดยที่

$$(-n)_k = (-1)^k \frac{n!}{(n-k)!} \quad (2.27)$$

โดยการแทนค่าสมการ (2.27) ลงในสมการ (2.26) จะได้

$$U_n^\alpha(\omega) = \sum_{k=0}^n (-1)^k C_k^n \frac{(2\alpha+n+1)_k}{(1+\alpha)_k} \left(\frac{1-\omega}{2} \right)^k \quad (2.28)$$

โดยที่ C_k^n เป็นสัมประสิทธิ์ของไบโนเมียล (Binomial) ซึ่งเท่ากับ $\frac{n!}{(n-k)!k!}$

จากสมการ (2.28) ถ้า $n = 1, 2, 3, 4$ และ 5 ค่า $U_n^\alpha(\omega)$ สามารถหาได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของอูตตราสเฟียรีคัลโพลิโนเมียลต่อจำนวนอันดับ

n	$U_n^\alpha(\omega)$
0	1
1	ω
2	$\frac{(2\alpha+3)\omega^2-1}{2\alpha+2}$
3	$\frac{(2\alpha+5)\omega^3-3\omega}{2\alpha+2}$
4	$\frac{(4\alpha^2+24\alpha+35)\omega^4-(12\alpha+30)\omega^2+3}{4\alpha^2+12\alpha+8}$
5	$\frac{(8\alpha^3+84\alpha^2+286\alpha+315)\omega^5-(40\alpha^2+240\alpha+350)\omega^3+(30\alpha+75)\omega}{8\alpha^3+44\alpha^2+76\alpha+40}$

ถ้ากำหนดให้ $n=4$ แล้วเปลี่ยนค่า α ตั้งแต่ -0.2 ถึง 1 จะได้ค่า $U_4^\alpha(\omega)$ ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงค่า $U_4^\alpha(\omega)$ ที่ได้จากการกำหนดค่า α ตั้งแต่ -0.2 ถึง 1

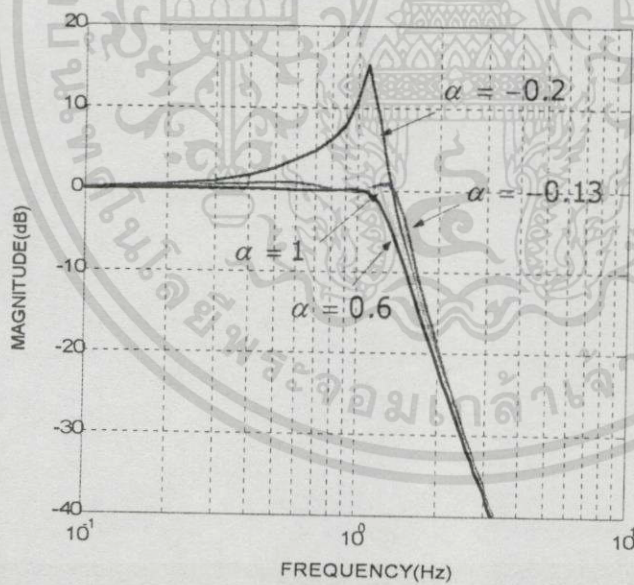
α	U_4^α
-0.2	$5.2708\omega^4 - 4.7916\omega^2 + 0.5208$
-0.13	$4.9922\omega^4 - 4.4629\omega^2 + 0.4707$
0	$4.3750\omega^4 - 3.7500\omega^2 + 0.3750$
0.2	$3.7840\omega^4 - 3.0681\omega^2 + 0.2841$
0.4	$3.3661\omega^4 - 2.5892\omega^2 + 0.2232$
0.6	$3.0552\omega^4 - 2.2355\omega^2 + 0.1802$
1	$2.6250\omega^4 - 1.7500\omega^2 + 0.1250$

จากค่า $U_4^\alpha(\omega)$ ในตารางที่ 2.2 แทนลงในสมการ (2.11) ได้ทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันของอูตตราสเฟียรีคัล โพลิโนเมียล ดังแสดงในตารางที่ 2.3

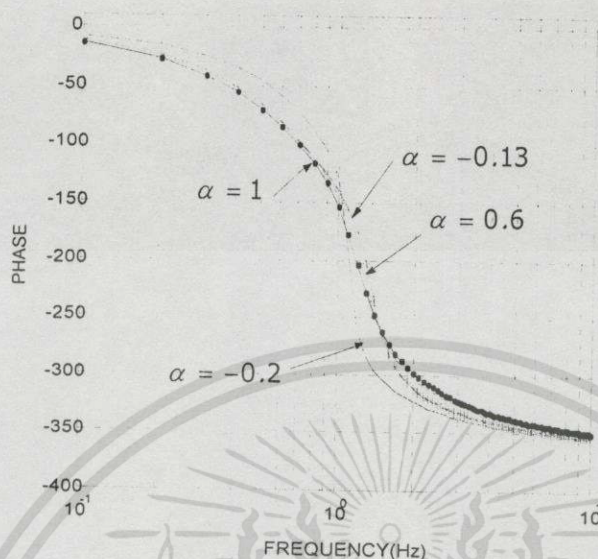
ตารางที่ 2.3 แสดงค่าอัตราสเฟียรีคัลโพลีโนเมียล อันดับที่ 4 กำหนดค่า α ตั้งแต่ -0.2 ถึง 1

α	โพลีโนเมียล
-0.2	$S^4 + 0.8671S^3 + 1.2850S^2 + 0.6083S + 0.3478$
-0.13	$S^4 + 0.9236S^3 + 1.3167S^2 + 0.6508S + 0.2243$
0	$S^4 + 1.0195S^3 + 1.3768S^2 + 0.7247S + 0.2441$
0.2	$S^4 + 1.1471S^3 + 1.4688S^2 + 0.8278S + 0.2747$
0.4	$S^4 + 1.2553S^3 + 1.5571S^2 + 0.9197S + 0.3043$
0.6	$S^4 + 1.3480S^3 + 1.6403S^2 + 1.0023S + 0.3325$
1	$S^4 + 1.4989S^3 + 1.7900S^2 + 1.1449S + 0.3839$

และเมื่อนำค่าโพลีโนเมียลที่ได้จากตารางที่ 2.3 ไปทำการหาผลตอบสนองทางความถี่ และผลตอบสนองทางเฟส จะได้ดังรูปที่ 2.2 และรูปที่ 2.3 ตามลำดับ



รูปที่ 2.2 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของสมการอัตราสเฟียรีคัลอันดับที่ 4 ที่ค่า α ต่างๆ



รูปที่ 2.3 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของสมการอูลตราสเฟียรีคัลอันดับที่ 4 ที่ค่า α ต่างๆ

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่า เมื่อ α มีค่าน้อยลงจะทำให้มีผลตอบสนองทางความถี่ที่ชันมากขึ้นจนเกิดริบเบิต และจากรูปที่ 2.3 เมื่อ α มีค่าน้อยลงจะทำให้ผลตอบสนองทางเฟสแย่ง

2.3 เจินเนอร์ไลซ์เบสเซล โพลีโนเมียล

เจินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลีโนเมียล (Generalized Bessel Polynomial ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า G.B.P. [6] [7]) สามารถจัดอยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ได้ดังนี้ คือ

$$s^2 \left(\frac{d^2 y_n}{ds^2} \right) + (as + 2) \left(\frac{dy_n}{ds} \right) - n(n + a - 1)y_n = 0 \quad (2.29)$$

ซึ่งคำตอบของสมการเชิงอนุพันธ์นี้จะเป็นเจินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลีโนเมียล นั่นคือ

$$n(a, 2, S) = \sum_{k=0}^n (-n)_k \frac{(a+n-1)_k}{k!} \left[\frac{-s}{2} \right]^k \quad (2.30)$$

เมื่อ $(a)_n = (a + i - 1)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณลักษณะทางขนาดของ G.B.P. ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถหาได้ โดยใช้ผลคูณ 2 ฟังก์ชันของสมการที่ (2.30) ซึ่งกำหนดโดย

$$H_n(x) \cdot H_n(y) = \sum_{k=0}^n (-1)^k (-n)_k \frac{(a+n-1)_k}{k! 2^k} (xy)^{n-k} H_k(x+y) \quad (2.31)$$

โดยกำหนดให้

$$A_n(S) = \sum_{k=0}^n C_{n-k}^n \frac{(a+2n-k-2)!(n+2n-2k-2)!(-s^2)^k}{(a+n-2)!(a+n-k-2)!^{2(n-k)}} \quad (2.32)$$

เมื่อ C_{n-k}^n เป็นสัมประสิทธิ์แบบไบโนเมียล และจาก (2.30) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ ไฮเปอร์จีโอเมตริกฟังก์ชัน ได้ดังนี้

$$Y_n(a, b, S) = {}_2F_0 \left(-n, a+n-1; -\frac{S}{b} \right) = \left(-n, a+n-1; -\frac{S}{b} \right)_0 \quad (2.33)$$

โดยแทนค่า $b=2$ หรือเขียนให้อยู่ในรูปของ

$$Y_n(S, \gamma, \beta) = k = 0 \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \frac{(n+k+\gamma-2)^k}{\beta^k} \cdot S^{n-k} \quad (2.34)$$

โดยที่ $\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!}$

$$q^k = q(q-1)\dots(q-k+1) \text{ และ } q = n+k+\gamma-2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.34) สามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$G_n(S, \gamma, \beta) = k = 0 \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \frac{(n+k+\gamma-2)^k}{\beta^k} \cdot s^{n-k} \quad (2.35)$$

โดยที่ $\binom{n}{k} = \frac{n!}{k!(n-k)!}$

$$q^k = q(q-1)\dots(q-k+1) \text{ และ } q = n+k+\gamma-2$$

จากสมการ (2.35) ถ้า $n = 1, 2, 3$ และ 4 เราสามารถค่าของ $G_n(S, \gamma, \beta)$ ได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของ G.B.P. ต่อจำนวนอันดับ

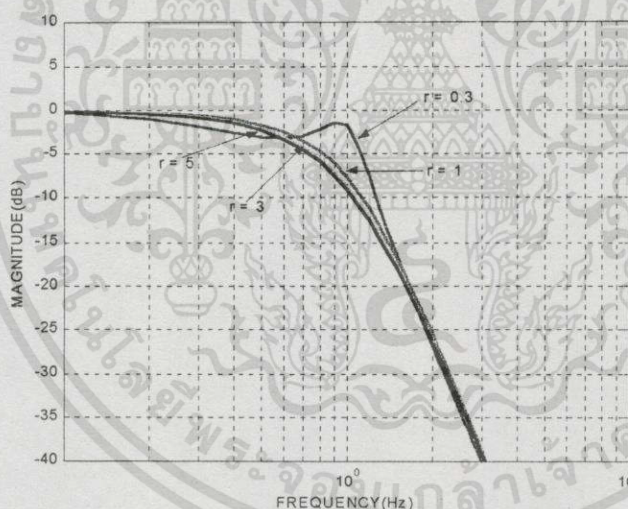
n	$G_n(s, \gamma, \beta)$
0	1
1	$s + \frac{\gamma}{\beta}$
2	$s^2 + \frac{2(\gamma+1)s}{\beta} + \frac{(\gamma+1)(\gamma+2)}{\beta^2}$
3	$s^3 + \frac{3(\gamma+2)s^2}{\beta} + \frac{3(\gamma+2)(\gamma+3)s}{\beta^2} + \frac{(\gamma+2)(\gamma+3)(\gamma+4)}{\beta^3}$
4	$s^4 + \frac{4(\gamma+3)s^3}{\beta} + \frac{6(\gamma+3)(\gamma+4)s^2}{\beta^2} + \frac{4(\gamma+3)(\gamma+4)(\gamma+5)s}{\beta^3} + \frac{(\gamma+3)(\gamma+4)(\gamma+5)(\gamma+6)}{\beta^4}$

ถ้ากำหนดให้ $n = 4$ และ $\beta = 2$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า γ ตั้งแต่ 0.3 ถึง 5 จะได้ค่า $G_4(s, \gamma, \beta)$ ดังตารางที่ 2.5

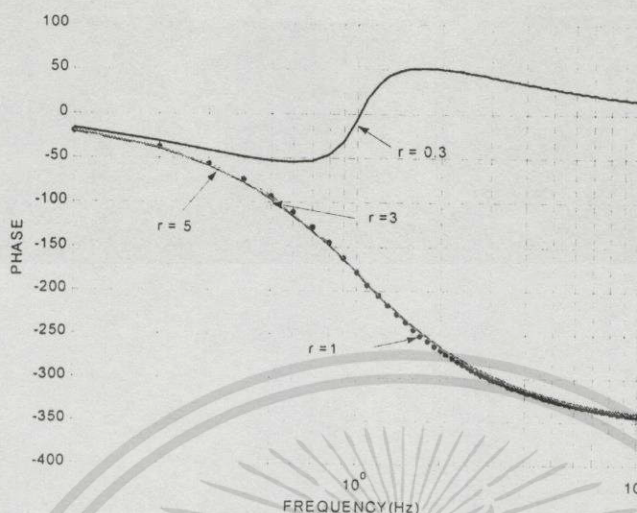
ตารางที่ 2.5 แสดงค่า $G_4(s, \gamma, \beta)$ ที่ได้จากการกำหนดค่า γ ตั้งแต่ 0.3 ถึง 5

γ	$G_4(s, \gamma, \beta)$
0.3	$s^4 + 6.6s^3 + 4.2850s^2 + 37.6035s + 29.6128$
1	$s^4 + 8s^3 + 30s^2 + 60s + 52.5$
2	$s^4 + 10s^3 + 45s^2 + 105s + 105$
3	$s^4 + 12s^3 + 63s^2 + 168s + 189$
4	$s^4 + 14s^3 + 84s^2 + 252s + 315$
5	$s^4 + 16s^3 + 108s^2 + 360s + 495$

และเมื่อนำค่าโพลีโนเมียล $G_4(s, \gamma, \beta)$ ที่ได้จากตารางที่ 2.5 นำไปทำการหาผลตอบสนองทางความถี่ และผลตอบสนองทางเฟส จะได้ดังรูปที่ 2.4 และรูปที่ 2.5 ตามลำดับ



รูปที่ 2.4 แสดงผลตอบสนองทางความถี่ของสมการ G.B.P อันดับที่ 4 ที่ค่า γ ต่างๆ



รูปที่ 2.5 แสดงผลตอบสนองทางเฟสของสมการ G.B.P อันดับที่ 4 ที่ค่า γ ต่างๆ

จากรูปที่ 2.4 และ รูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่า เมื่อ γ มีค่ามากขึ้นจะทำให้ผลตอบสนองทางความถี่แย่ลง แต่กลับจะทำให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นมากขึ้น

2.4 ทรานซิสชันแนลฟังก์ชัน

การทรานซิสชันแนลฟังก์ชันเป็นการรวมฟังก์ชัน โพลีโนเมียลของทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ที่ต่างชนิดกัน เพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่ออกแบบมีคุณสมบัติตามที่ต้องการ ไม่ว่าจะเป็น TBT[8] TBL[9] TBG[10] TUT[11] ดังนั้น จึงจำเป็นต้องเข้าใจพื้นฐานของสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชันเสียก่อน ซึ่งในการหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันต่างๆ ไป ของวงจรกรองความถี่สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.36)

$$H_n(s) = \frac{1}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + 1} \quad (2.36)$$

เราสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่อันดับที่ n ได้อีกรูปแบบหนึ่ง
คือ

$$H_n(s) = \frac{1}{Q_n(s)} = \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)\dots(s-s_n)} \quad (2.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าโพลของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของโพลาร์ฟอร์ม คือ $s_k = |s_k|e^{-j\phi}$ ในที่นี้เรามีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของทรานซิสชันแนลอุตตรัสเพียริคัล-เงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ซึ่งมีโพลิโนเมียล 2 เทอม ดังนั้นจะได้ค่าโพลจากโพลิโนเมียลทั้ง 2 คือ

$$s_u = |s_u|\phi_u \quad (2.38)$$

$$s_G = |s_G|\phi_G \quad (2.39)$$

เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของทรานส์ซิสชันแนลทั้งเทอมขนาดและเฟส จะได้

$$s_k = |s_u|^{(1-m)} \cdot |s_G|^m \quad (2.40)$$

และเฟสรวม

$$\phi = \phi_u - m(\phi_u - \phi_G) \quad (2.41)$$

หรือ

$$s_k \cdot e^{-j\phi} = |s_u|^{(1-m)} \cdot |s_G|^m \cdot (\phi_u - m(\phi_u - \phi_G)) \quad (2.42)$$

เมื่อ $0 < m < 1$ ซึ่งค่า m ในที่นี้เรากำหนดให้เป็นค่าจริงมีค่าอยู่ระหว่าง 0 กับ 1 เมื่อเราเปลี่ยนค่า m ไปจะทำให้มีผลต่อทรานซิสชันแนลอุตตรัสเพียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลดังนี้

เมื่อ $m = 0$

$$s_k = |s_u|\phi_u \quad (2.43)$$

เมื่อ $m = 1$

$$s_k = |s_G|\phi_G \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือ เมื่อเราให้ m มีค่าเป็น 0 จะได้โพลอยู่ในรูปของชุดความสัมพันธ์โพลินอมิเยล และเมื่อให้ค่า m มีค่าเป็น 1 จะได้โพลอยู่ในรูปของเงินเนอร์ไลซ์เบสเสตโพลินอมิเยล

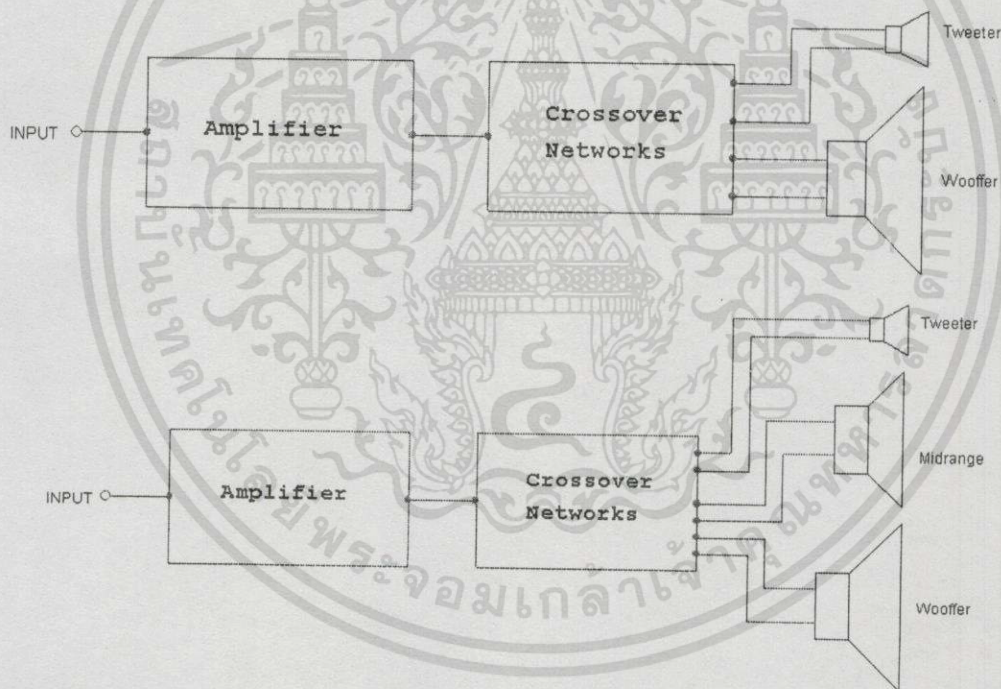
ค่าที่ได้หลังจากการทำทรานซิชันแนลกันแล้ว เราจะได้ค่าที่ยังไม่ทำการนอร์มอลไลซ์ จะต้องทำการนอร์มอลไลซ์ทางความถี่เพื่อให้กราฟความถี่ตัดผ่านที่จุดเดียว คือ ที่ $\omega = 1$ จะได้ค่าของขนาดเท่ากับ 0.707



บทที่ 3

ทฤษฎีวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค [12] [13] (Crossover Networks) เป็นวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงขาเข้าของระบบ ออกเป็นช่วงๆ ที่มีความถี่แตกต่างกัน ซึ่งในแต่ละช่วงก็จะถูกส่งไปยังภาคขยายของแต่ละตัวแล้วจึงออกสู่ลำโพง ทั้งนี้เป็นเพราะว่า ลำโพงเพียงตัวเดียวนั้นไม่สามารถให้ผลการตอบสนองทางความถี่ได้ตลอดย่านความถี่เสียง จึงจำเป็นที่จะต้องมียังวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คเป็นตัวแยกสัญญาณความถี่ต่างๆ เพื่อให้ลำโพงตอบสนองต่อความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งเป็นวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 2 ทาง หรือ 3 ทางก็ได้ดังรูปที่ 3.1



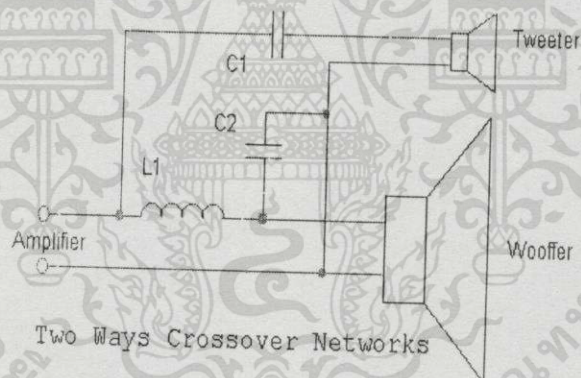
รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 2 ทาง และ 3 ทาง

โดยที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน มีอยู่ 2 ชนิด คือ แบบพาสซีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค เป็นแบบเก่าที่ไม่มีการขยายของสัญญาณ ประกอบไปด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และขดลวดเท่านั้น ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งจะทำให้การแยกสัญญาณหลังจากผ่านการขยายแล้วดังรูปที่ 3.3 และแบบแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ซึ่งเป็นแบบที่สามารถปรับอัตราขยายของวงจรได้ มี

ขนาดเล็กกว่าแบบพาสซีฟ เพราะสามารถใช้ตัวอุปกรณ์ประเภท R C ต่อกันแทนเป็นขดลวดได้ โดยแบบแอ็คทีฟนี้จะทำการแยกสัญญาณเสียงออกเป็นช่วงๆ ก่อนทำการขยายสัญญาณ ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบพาสซีฟที่ใช้งานจริง

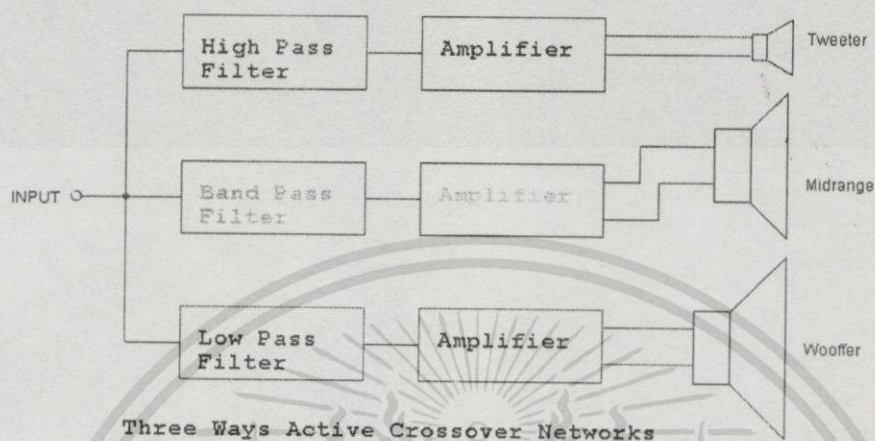


รูปที่ 3.3 แสดงการต่อวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบพาสซีฟแบบ 2 ทาง

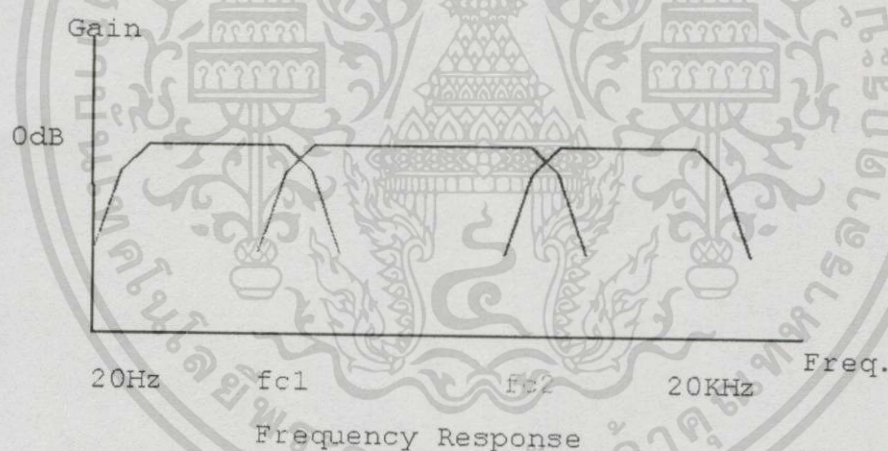
วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กเป็นวงจรกรองความถี่ทางไฟฟ้า จะทำหน้าที่กำจัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออก และให้ช่วงความถี่ที่เหมาะสมผ่านไปสู่อากาศขยายได้ เช่น เสียงกลาง และเสียงแหลมจะถูกกั้นไว้ แล้วความถี่เสียงทุ้มหรือที่เรียกว่า เสียงเบสส์ เท่านั้นผ่านเข้าไปยังวูฟเฟอร์ได้

ซึ่งในปัจจุบันแล้ว โดยส่วนใหญ่วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่ใช้มักจะเป็นแบบแอ็คทีฟ เนื่องจากวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กมีข้อดีกว่า วงจรพาสซีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กอยู่

หลายประการ ไม่ว่าจะเป็นความคล่องตัวในการปรับค่าความถี่และค่าอัตราขยาย ราคาถูกกว่า มีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ และสามารถเปลี่ยนแปลงแก้ไขได้ง่าย เป็นต้น



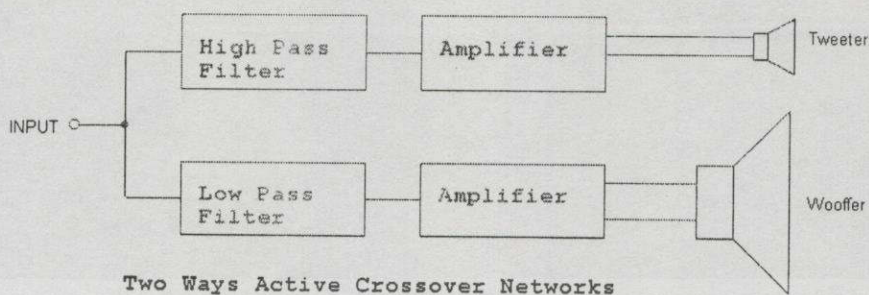
รูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างในการต่อวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 3 ทาง



รูปที่ 3.5 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ 3 ทาง

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค มีหน้าที่ในการแยกความถี่เพื่อป้อนให้ลำโพงในแต่ละตัว โดยวงจรที่ทำหน้าที่ในการแยกความถี่นี้ก็คือนั้นเอง ซึ่งวงจรกรองความถี่ที่ใช้อยู่ในวงจรนั้นมี 3 ชนิดคือ 1.วงจรกรองความถี่ต่ำ 2.วงจรกรองความถี่สูง และ 3.วงจรกรองความถี่กลาง นั่นก็หมายความว่า วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค คือการนำวงจรกรองความถี่ต่างๆ มาใช้ในการแยกสัญญาณความถี่ออกเป็นช่วงๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึง วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค แบบ 2 ทาง คือมีแค่วงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง เท่านั้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงโครงสร้างในการต่อวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ 2 ทาง

3.1 คุณสมบัติของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่มีคุณภาพดี [14] [15] [16] [17] นั้น จะต้องประกอบด้วย

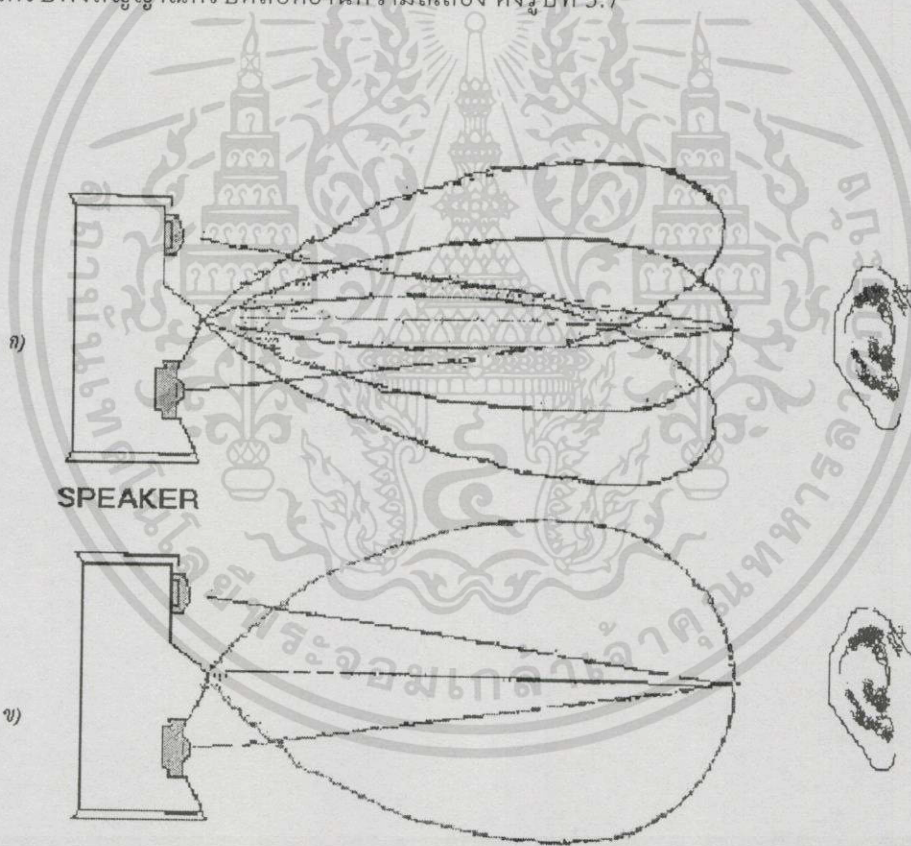
1. ขนาด (Magnitude) ในการรวมกันของวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง จะต้องราบเรียบ ดังสมการ $M_S = |H_L(j\omega) + H_H(j\omega)| = 1$ เพื่อที่จะควบคุมสัญญาณเสียงที่เอาต์พุตให้คงที่
2. อัตราคัทออฟ (Cut - Off Rate) จะต้องสูงชันมากพอ ทั้งทั้งวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง $H_L(j\omega)$ และ $H_H(j\omega)$ ในย่านห้ามแถบความถี่ผ่าน (Stop Band)
3. การตอบสนองของขั้วที่ยอมรับได้ในการรวมเอาต์พุต (Output) ทั้งสอง จะต้องทำให้เกิดการอินเฟส (Inphase) กันทั้งในวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง นั่นคือ $(\phi_L(\omega) + \phi_H(\omega))$
4. ผลการตอบสนองทางเฟส (Phase Response) ในการรวมเอาต์พุตทั้งสองเข้าด้วยกันมีค่าเป็น $\phi_S(\omega) = (H_L(\omega) + H_H(\omega))^{-1}$ และมีลักษณะที่ต้องการมากที่สุดคือเป็นแนวเชิงเส้น (Phase Linearity) คือ $\phi_S(\omega) = -\tau\omega$ ซึ่งค่าของ τ จะเทียบเท่ากับความล่าช้าของเวลา (Time Delay) ในการเชื่อมวงจร

จากนั้นเราจะใช้ค่า $H_L(S)$ และ $H_H(S)$ แสดงค่าทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง ตามลำดับ จัดอยู่ในรูปของความถี่ $S = \sigma + j\omega$ ซึ่ง $\omega = 2\pi f$ เป็นความถี่เชิงเรเดียน (Radian) และส่วนในรูปของโพลาร์ (Polar Form) จะเป็นดังสมการ (3.1)

$$H(j\omega) = M(\omega)e^{j\phi(\omega)} \quad (3.1)$$

ซึ่ง $M(\omega)$ เป็นค่าขนาด และ $e^{j\phi(\omega)}$ เป็นเฟส โดยที่ตัวห้อย L หรือ H แสดงว่าเป็นฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง ตามลำดับ และส่วนตัวห้อย S นั้น จะแสดงถึงการเชื่อม ฟังก์ชันระบบ (System Function)

จากคุณสมบัติผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คั้น จะมีผลต่อรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสัญญาณที่ออกจากลำโพง โดยรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสัญญาณจะมีผลต่อการรับฟังของมนุษย์ ซึ่งในระบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบเดิมนั้น จะมีผลการตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้รูปแบบการแพร่กระจายมีลักษณะที่ค่อนข้างแคบตลอดพื้นที่ ตามทิศทางของลำโพงโดยจะมีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ แต่ถ้าวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คนั้นมีผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นละก็ จะมีผลทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่กว้างกว่าวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบที่ให้การตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผู้ฟังจะได้รับฟังสัญญาณครบตลอดย่านความถี่เสียง ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเสมือน

- ก) ครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่ให้ผลการตอบสนองทางเฟสไม่เป็นเชิงเส้น
- ข) ครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่ให้ผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น

ดังนั้นในการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก จึงต้องคำนึงถึง อัตราความชันในช่วง คัทออฟที่สูง มีผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นที่อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ ซึ่งเป็นกำหนดการ ปรับโครงสร้างของวงจรครอสโอเวอร์ชนิดใหม่ๆ อีกทั้งสามารถนำไปพัฒนาเป็นวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่ดีขึ้น และนำไปใช้งานจริงได้

3.2 วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบบัตเตอร์เวิร์ธ

วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบบัตเตอร์เวิร์ธ เป็นวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก ที่ใช้วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ โดยวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธนั้น จะมีคุณสมบัติที่สำคัญคือ ให้ผลตอบสนองทางขนาดราบเรียบที่สุดในช่วงแถบผ่านความถี่ ซึ่งสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ว่า

$$B(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^{2n}}} \quad (3.2)$$

และรากของสมการ (3.2) จะได้ว่า

$$S_k = \sigma_k + j\omega_k = e^{j(2k+n-1)\pi/2n} \quad (3.3)$$

โดย σ_k และ ω_k เป็นค่าจำนวนจริง และจำนวนจินตภาพซึ่งหาได้จาก

$$\begin{aligned} \sigma_k &= -\sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \\ \omega_k &= \cos \frac{(2k-1)\pi}{2n} \end{aligned} \quad (3.4)$$

จากสมการ (3.2) เราสามารถนำมาเขียนเป็นสมการวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (สำหรับอันดับที่เป็นเลขคี่) ได้ดังนี้

$$H_L = \frac{1}{B_{2r+1}(S_n)} \quad (3.5)$$

$$H_H = \frac{(-1)^r S_n^{2r+1}}{B_{2r+1}(S_n)} \quad (3.6)$$

โดยที่ H_L และ H_H คือวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าออร์มอลไดซ์ของบัตเตอร์เวิร์ธโพลิโนเมียล $B_K(S_N)$ ของอันดับที่ 1 ถึง 6

$$B_1(s_n) = 1 + s_n$$

$$B_2(s_n) = 1 + \sqrt{2}s_n + s_n^2$$

$$B_3(s_n) = 1 + 2s_n + 2s_n^2 + s_n^3$$

$$= (1 + s_n)(1 + s_n + s_n^2)$$

$$B_4(s_n) = 1 + 2.613s_n + 3.414s_n^2 + 2.613s_n^3 + s_n^4$$

$$= (1 + 1.848s_n + s_n^2)(1 + 0.7654s_n + s_n^2)$$

$$B_5(s_n) = 1 + 3.236s_n + 5.236s_n^2 + 5.236s_n^3 + 3.236s_n^4 + s_n^5$$

$$= (1 + s_n)(1 + 1.618s_n + s_n^2)(1 + 0.6180s_n + s_n^2)$$

$$B_6(s_n) = 1 + 3.864s_n + 7.464s_n^2 + 9.142s_n^3 + 7.464s_n^4 + 3.864s_n^5 + s_n^6$$

โดยที่ $s_n = s / \omega_0$, $T_g(0) = b_1 / \omega_0$

ซึ่ง ω_0 = ความถี่ที่จุดตัดมีหน่วยเป็นเรเดียน (กรองความถี่ต่ำผ่านจุด -3 dB point)

b_1 = สัมประสิทธิ์ของ s_n ในโพลิโนเมียลที่ไม่แยกแฟคเตอร์

จากสมการ (3.5) และ (3.6) มีอันดับ $(2r+1)$ $r=0, 1, 2, \dots$, ซึ่งมีขนาดที่ราบเรียบ และอัตราโรตออฟประมาณ $(2r+1) * 20$ dB/decade แต่สำหรับเฟสทั้งหมดที่ผ่านวงจรได้จะเป็นอันดับที่น้อยที่สุดของ r และเฟสระหว่าง H_L และ H_H มักจะแสดงด้วย $B_K(S_N)$ ซึ่งเป็นอันดับที่ K ของบัตเตอร์เวิร์ธโพลิโนเมียล ดังเช่นตารางที่ 3.1 จะมีค่า K ตั้งแต่ 1 ถึง 6 โดยวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบบัตเตอร์เวิร์ธนี้จะมีขนาดที่ราบเรียบและอัตราคัทออฟที่ชัน แต่จะมีการขอมรับตอบสนองทางเฟสลดลงเมื่อวงจรมีอันดับสูงขึ้น

3.3 วงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบลิงควิตซ์ไรเลย์ (Linkwitz-Riley)

ในส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงที่มาประกอบเป็นวงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบลิงควิตซ์ไรเลย์ [18] [19] [20] นั้น ในแต่ละส่วนจะประกอบไปด้วยบัตเตอร์เวิร์ธสองตัวมาคาสเคดกัน (Cascade) ดังเช่นลิงควิตซ์ไรเลย์อันดับ 2 คือ

$$H_L = \frac{1}{(B_r(S_n))^2} \equiv \frac{1}{L_{2r}(S_n)} \quad (3.7)$$

$$H_H = \frac{(-1)^r S_n^{2r}}{(B_r(S_n))^2} \equiv \frac{(-1)^r S_n^{2r}}{L_{2r}(S_n)} \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$r = 1, 2, \dots$ รูปแบบของลิงค์วิธช์ ไรเลย์จะแสดงด้วย $L_{2r}(S_N)$ ซึ่งเป็นสมการของบัตเตอร์เวิร์ธอันดับที่ r ยกกำลังสอง

ลิงค์วิธช์ ไรเลย์โพลิโนเมียล ที่มีอันดับ 2, 4 และ 6 แสดงในตารางที่ 3.2 ฟิเตอร์อันดับคู่เหล่านี้มีคุณสมบัติ H_L และ H_H ทุกที่อินเฟสกัน และมีค่าดีที่สุดของจุดกลาง (Polar response) ซึ่งความชันคัทออฟ 40 dB/decade

$$H_S = H_L + H_H = \frac{B_r(-S_n)}{B_r(S_n)} \quad (3.9)$$

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าออร์มอลไลซ์ของลิงค์วิธช์ ไรเลย์โพลิโนเมียล $L_{2K}(S_N) \equiv (B_K(S_N))^2$

ของอันดับที่ 2 ถึง 6

$$L_2(S_n) = 1 + 2S_n + S_n^2$$

$$L_4(S_n) = 1 + 2\sqrt{2}S_n + 4S_n^2 + 2\sqrt{2}S_n^3 + S_n^4$$

$$= (1 + \sqrt{2}S_n + S_n^2)^2$$

$$L_6(S_n) = 1 + 4S_n + 8S_n^2 + 10S_n^3 + 8S_n^4 + 5S_n^5 + S_n^6$$

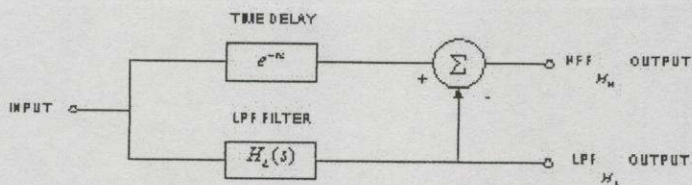
$$= (1 + S_n)^2(1 + S_n + S_n^2)^2$$

โดยที่ $S_n = s / \omega_0$, $T_g(0) = b_1 / \omega_0$

ซึ่ง ω_0 = ความถี่ที่จุดตัดมีหน่วยเป็นเรเดียน (กรองความถี่ต่ำผ่านจุด -3 dB point)

b_1 = สัมประสิทธิ์ของ s ในโพลิโนเมียลที่ไม่แยกเฟคเตอร์

ในการใช้รูปแบบของบัตเตอร์เวิร์ธสองตัวที่นำมาคาดกัน ก็เพื่อที่จะทำให้วงจรมีอัตราโอดออฟที่ชันขึ้น และวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบลิงค์วิธช์ ไรเลย์ ยังสามารถทำให้เกิดเฟสลิเนียร์ได้ โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF) นำมาทำเป็นความถี่สูงได้ในขณะเดียวกัน ด้วยวิธีเพิ่มวงจรหน่วงเวลา (Time Delay Circuit) แล้วนำมาลบกันเข้าช่วย ถึงแม้วงจรหน่วงเวลา จะไม่สามารถทำความถี่ได้คงที่ตลอดย่านความถี่อย่างแน่แท้ แต่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ช้ามาก ผลที่ได้จะไม่ทำให้เกิดความแตกต่างของเฟส ระหว่างเอาต์พุตของสัญญาณทั้งสองโดยเฉพาะในย่านความถี่ที่จุดตัด (Cross-over Point) ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงบล็อกโคแอดแกรมของวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบ 2 ทาง

จากรูปที่ 3.8 วงจรหน่วงเวลา เป็นวงจรที่สำคัญที่จะช่วยให้เกิดความเชิงเส้นทางเฟส เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมารวมกันเป็นลักษณะวงจรลบจะเป็นผลให้ได้ความถี่ 2 ทางตามต้องการ คือ สัญญาณความถี่ต่ำ และสัญญาณความถี่สูง โดยที่วงจรกรองความถี่ต่ำในอันดับที่ 4 จะรับสัญญาณเข้าผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำออกทางเอาต์พุต ขณะที่สัญญาณเข้าอีกด้านหนึ่งผ่านวงจรหน่วงเวลา ที่ออกแบบวงจรให้มีเฟสเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำ และทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านตลอด (All Pass Filter) เมื่อสัญญาณผ่านวงจรหน่วงเวลาสัญญาณรวมกันจะเหลือสัญญาณที่เป็นสัญญาณความถี่สูง ซึ่งมีเฟสเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำ

สามารถที่จะเขียนออกมาให้อยู่ในรูปของสมการได้ดังต่อไปนี้

$$\text{จาก } H_L(S) + H_H(S) = 1 \quad (3.10)$$

$$H_H(S) = 1 - H_L(S) \quad (3.11)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำที่มีความชันสูง เราทราบว่าวงจรกรองความถี่ต่ำจะมีผลทำให้สัญญาณเกิดล่าช้า ดังนั้นจึงทำการชดเชยสัญญาณ เพื่อที่จะทำให้ผลรวมของวงจรมีค่าเท่ากับการชดเชยความล่าช้าของสัญญาณมาได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลา หรือ วงจรกรองความถี่ผ่านหมดค่าของความล่าช้าของเวลาที่เรทำการชดเชย กำหนดให้มีค่าเท่ากับ e^{-Ts} แทนลงในสมการ

$$H_H(S) = e^{-Ts} - H_L(S) \quad (3.12)$$

เราจะได้วงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยการลบวงจรกรองความถี่ต่ำออกจากค่าความล่าช้าของเวลา ทำให้ได้ผลตอบสนองทางขนาดที่สมบูรณ์และมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น

ค่าความล่าช้าทางเวลา (Time Delay) τ ควรจะกำหนดให้ ω เท่ากับ 0 ค่าของเฟส และ กรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือ

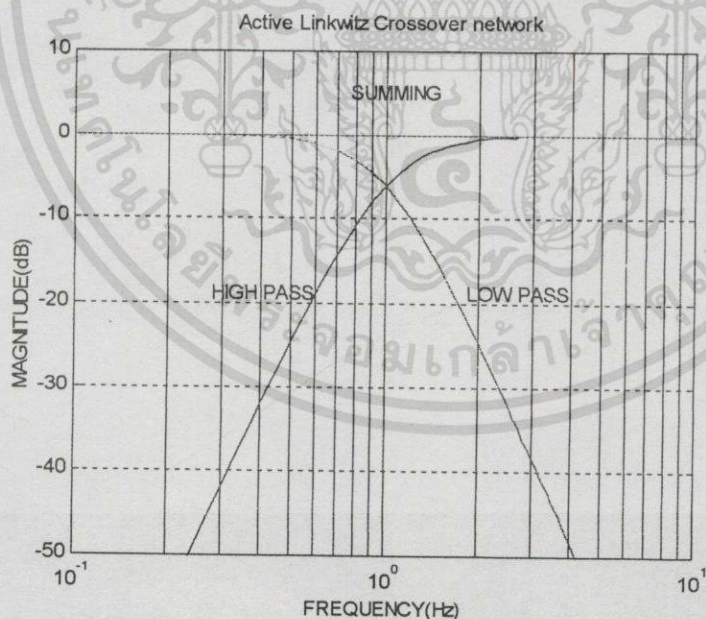
$$\tau = -\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\phi_L(\omega)}{\omega} = -\frac{d\phi_L(0)}{d\omega} \quad (3.13)$$

ที่ความล่าช้าทางเฟส (Phase Delay) $\tau_p(\omega)$ และกรุปดีเลย์ (Group Delay) $\tau_g(\omega)$ หาได้จาก

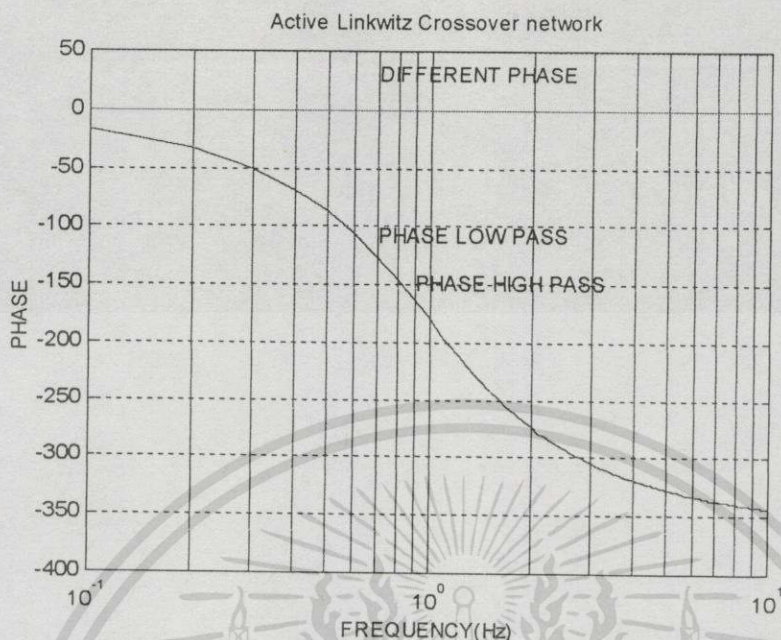
$$\tau_p(\omega) = -\frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (3.14)$$

$$\tau_g(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (3.15)$$

จากตารางที่ 3.2 และหลักการของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงค์วิทซ์ไอร์แลนด์ เราสามารถนำมาพล็อตกราฟแสดงคุณลักษณะทางขนาด และทางเฟส ได้ดังรูปที่ 3.9 และ 3.10 ตามลำดับ(โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการเปรียบเทียบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กอันดับที่ 4)



รูปที่ 3.9 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงค์วิทซ์ไอร์แลนด์ อันดับี่ 4 ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว



รูปที่ 3.10 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงค์วิธซ์ไรเลย์ อันดับที่ 4 ที่ทำการนอร์มอลไลซ์แล้ว

จากรูปที่ 3.9 และ 3.10 จะเห็นได้ว่า วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงค์วิธซ์ไรเลย์ มีอัตราโรตอปที่ชัน มีช่วงผ่านแถบความถี่จะมีลักษณะที่ราบเรียบ และยังให้ผลการตอบสนองทางเฟสที่คงที่ ซึ่งเหมาะสมที่จะใช้งานในปัจจุบัน

3.4 วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก

แบบอูลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล

เนื่องจาก สมการของลิงค์วิธซ์ไรเลย์นั้น เกิดจากการนำบัตเตอร์เวิร์ธ 2 ตัว มาคูณกัน แต่สมการของบัตเตอร์เวิร์ธนั้น เป็นสมการที่แน่นอนไม่มีพารามิเตอร์ในการปรับแต่งคุณสมบัติของวงจรได้เอง จึงทำให้ลิงค์วิธซ์ไรเลย์มีคุณสมบัติผลการตอบสนองของวงจรที่มีรูปแบบตายตัว ไม่สามารถเปลี่ยนคุณสมบัติของวงจรได้ด้วยตนเอง นอกจากจะเพิ่มอันดับของวงจร ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้นำเสนอหลักการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กใหม่ คือ วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบอูลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล (ซึ่งต่อไปจะเรียกว่า TUG) ซึ่งส่วนประกอบของวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กนี้ จะเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีการทรานซิสชันแนระหว่างอูลตราสเฟียริคัลกับเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล เพื่อให้มีคุณสมบัติผลตอบสนองทางขนาดที่มีความชันใน

ช่วงโรลออฟแบบอูตรัสเฟียริคัลโพลิโนเมียล และมีความเป็นเฟสเชิงเส้นแบบเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ซึ่งจะมีพารามิเตอร์อื่นๆ เพิ่มขึ้นมา เพื่อช่วยในการปรับคุณสมบัติของวงจร

จากบทที่ 2 ได้กล่าวถึงวิธีการทรานซิชันแนลของอูตรัสเฟียริคัลกับเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลแล้ว ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้สมการอูตรัสเฟียริคัลโพลิโนเมียลอันดับที่ 4 และใช้สมการเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลอันดับที่ 4 เพื่อนำมาสร้างเป็นวงจร TUG อันดับที่ 4

จากตารางที่ 2.1 สามารถเขียนสมการการกระจายสัมประสิทธิ์ของอูตรัสเฟียริคัลโพลิโนเมียลอันดับที่ 4 ได้ว่า

$$U_4^\alpha(\omega) = \frac{(4\alpha^2 + 24\alpha + 35)\omega^4 - (12\alpha + 30)\omega^2 + 3}{4\alpha^2 + 12\alpha + 8} \quad (3.16)$$

แล้วนำไปแทนในสมการ (2.11) ก็จะได้ทรานเฟอร์ฟังก์ชันของอูตรัสเฟียริคัลซึ่งเขียนอยู่ในรูปของขนาดกำลังสอง คือ

$$H(s)H(-s)|_{s=j\omega} = |H_n(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + U_n^\alpha(\omega^2)} \quad (3.17)$$

จากตารางที่ 2.4 สามารถเขียนสมการการกระจายสัมประสิทธิ์ของเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลอันดับที่ 4 ได้ว่า

$$G_4(s, \gamma, \beta) = \frac{s^4 + \frac{4(\gamma+3)s^3}{\beta} + \frac{6(\gamma+3)(\gamma+4)s^2}{\beta^2} + \frac{4(\gamma+3)(\gamma+4)(\gamma+5)s}{\beta^3} + \frac{(\gamma+3)(\gamma+4)(\gamma+5)(\gamma+6)}{\beta^4}}{\beta^4} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.17) และ (3.18) จะเห็นได้ว่ามีพารามิเตอร์อยู่ 3 ตัวคือ α γ และ β ที่ใช้ในการกำหนดคุณสมบัติของวงจรแบบอูตรัสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล ตามลำดับ ซึ่ง β เป็นพารามิเตอร์ของเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลนั้น เราจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 2 จะทำให้สมการเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล มีคุณสมบัติเป็นเบสเซลทอมสันโพลิโนเมียล นั่นคือ จะมีความเป็นเชิงเส้นทางเฟสดีที่สุด และเมื่อเรากำหนดค่าของพารามิเตอร์ต่างๆ ได้แล้ว ก็จะนำไปทำการแยกรากเพื่อหาค่าโพลของทั้งสองสมการ

หลังจากนั้นนำค่าโพลของอูตรัสเฟียริคัล และเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล มาทำการทรานซิชันแนล โดยค่าโพลของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันจะเขียนให้อยู่ในรูปของโพลาร์ฟอร์มจะได้ว่า เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการเผยแพร่ในที่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_k \cdot e^{-j\phi} = |s_u|^{(1-m)} \cdot |s_G| \cdot (\phi_u - m(\phi_u - \phi_G)) \quad (3.19)$$

เมื่อ $0 < m < 1$ ซึ่งค่า m ในที่นี้เรากำหนดให้เป็นค่าจริงมีค่าอยู่ระหว่าง 0 กับ 1 เมื่อเราเปลี่ยนค่า m ไปจะทำให้ผลต่อทรานซิชันแนลของอัตราเฟรียคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเชดโพลีโนเมียลเปลี่ยนไปซึ่งจะมีคุณสมบัติระหว่างอัตราเฟรียคัลหรือเงินเนอร์ไลซ์เบสเชด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2

จากสมการที่ (3.17) เมื่อให้ค่า α_u เปลี่ยนแปลงไป แล้วทำการถอดรากของสมการ จะได้ค่ารากที่เป็นค่าบวก 4 ค่า และค่าลบอีก 4 ค่า ซึ่งเราจะเลือกค่าโพลที่เป็นค่าลบทั้ง 4 ค่า เนื่องจากค่าโพลที่เป็นค่าลบจะทำให้ระบบมีความเสถียรภาพ ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 แสดงค่าโพลของอัตราเฟรียคัล โพลีโนเมียล อันดับที่ 4

α_u	s_u
0.5	$-0.4632 \pm j0.3771, -0.1885 \pm j0.9262$
0.4	$-0.4461 \pm j0.3771, -0.1815 \pm j0.9268$
0.3	$-0.4277 \pm j0.3773, -0.1740 \pm j0.9275$
0.2	$-0.4775 \pm j0.3776, -0.1658 \pm j0.9284$
0.1	$-0.3860 \pm j0.3781, -0.1570 \pm j0.9295$
-0.13	$-0.1337 \pm j0.9333, -0.3281 \pm j0.3804$
-0.1	$-0.3363 \pm j0.3799, -0.1370 \pm j0.9326$
-0.3	$-0.2766 \pm j0.3839, -0.1132 \pm j0.9277$
-0.5	$-0.2052 \pm j0.3920, -0.0850 \pm j0.9463$
-0.7	$-0.1233 \pm j0.4072, -0.0520 \pm j0.9609$
-0.9	$-0.0618 \pm j0.4703, -0.0410 \pm j0.7083$

และจากสมการที่ (3.17) เมื่อให้ $\beta = 2$ แล้วให้ค่า γ_g เปลี่ยนแปลงไป จะทำให้ได้ค่ารากของสมการเงินเนอร์ไลซ์เบสเชด ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 แสดงค่าโพลของเงินเนอร์ไลซ์เบสเชลโพลิโนเมียล อันดับที่ 4

γ_g	S_g
2	$-2.8962 \pm j0.8672, -2.1037 \pm j2.6574$
3	$-3.3980 \pm j0.9433, -2.6020 \pm j2.9029$
4	$-4.4003 \pm j1.0794, -3.5996 \pm j3.3399$

เมื่อหาค่ารากของสมการลดทราสเฟียริคัล และเงินเนอร์ไลซ์เบสเชล โพลิโนเมียลแล้ว นำมาทำการทราซิชันแนลกัน เป็นวงจรกรองความถี่ แบบลดทราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเชล โพลิโนเมียล ดังตัวอย่างต่อไปนี้ โดยกำหนดให้เป็นวงจรอันดับที่ 4 (เพื่อจะได้ทำการเปรียบเทียบกับแบบลิงค์วิธช์ไรเลย์ ซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 4)

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ $\alpha_u = -0.13$ จะได้ค่ารากคือ

$$0.1337 + j0.9333, -0.1337 + j0.9333$$

$$0.1337 - j0.9333, -0.1337 - j0.9333$$

$$0.3281 + j0.3804, -0.3281 + j0.3804$$

$$0.3281 - j0.3804, -0.3281 - j0.3804$$

และจากสมการที่ (3.18) กำหนดให้ $\beta = 2$ และ $\gamma_g = 3$ จะได้ค่ารากคือ

$$-2.6020 + j2.9029, -2.6020 - j2.9029$$

$$-3.3980 + j0.9433, -3.3980 - j0.9433$$

เลือกค่ารากที่เป็นค่าลบทั้งค่ารากของลดทราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเชล ซึ่งจะได้อีกทั้งหมด 8 ค่า แล้วนำทราซิชันแนลดังสมการที่ (3.19) ก็จะได้ค่ารากใหม่ 4 ค่าคือ

$$-1.2039 + j1.3695, -1.2039 + j1.3695$$

$$-0.9241 + j1.0509, -0.9241 + j1.0509$$

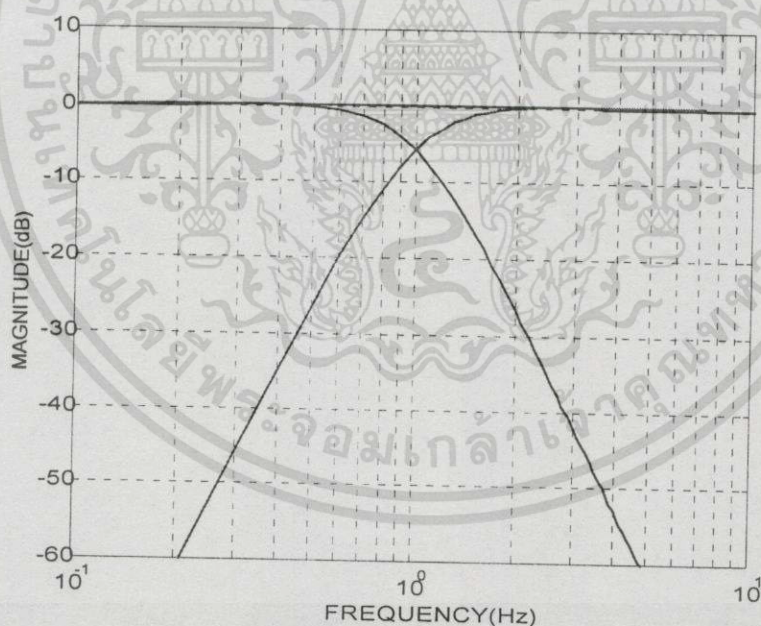
นำค่ารากทั้ง 4 ค่าไปแทนค่าในสมการที่ (2.37) ก็จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG ดังสมการที่ (3.20)

$$H_L(s) = \frac{6.5512}{s^4 + 4.2560s^3 + 9.7332s^2 + 10.8601s + 6.5512} \quad (3.20)$$

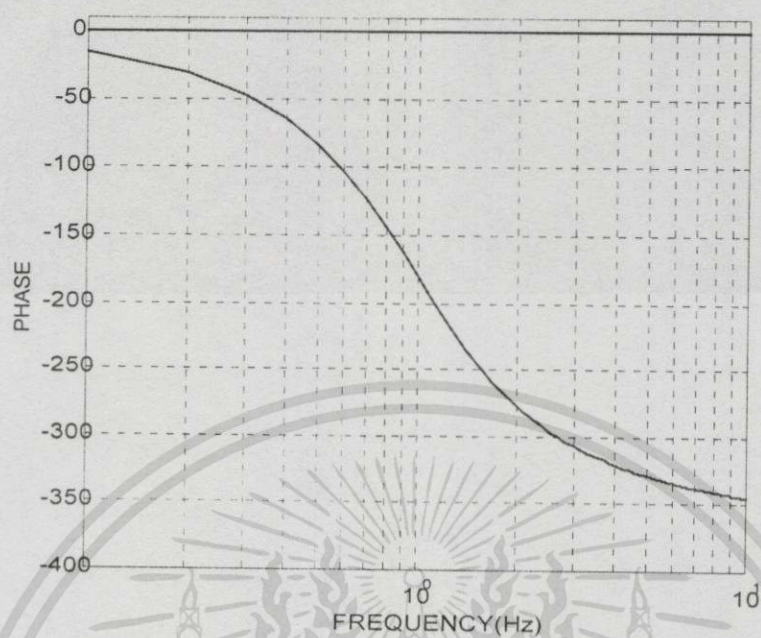
และจากสมการที่ (3.20) แทน s ด้วย $\frac{1}{s}$ ก็จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่สูง

$$H_H(s) = \frac{6.5512s^4}{6.5512s^4 + 10.8601s^3 + 9.7332s^2 + 4.2560s + 1} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.20) และ (3.21) เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางความถี่และทางเฟสจะได้ดังรูปที่ 3.11 และ 3.12 ตามลำดับ



รูปที่ 3.11 แสดงผลการตอบสนองทางขนาดของวงจรออสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG อันดับี่ 4



รูปที่ 3.12 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบ TUG อันดับที่ 4

บทที่ 4

การออกแบบ และการวิเคราะห์

ในการออกแบบวงจรในวิทยานิพนธ์นี้ ไม่ว่าจะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองความถี่สูง และวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คเพื่อให้ง่ายต่อการหาค่า จึงได้ทำการนอร์มอลไลซ์ (Normalized) คือมีค่า $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$ และกำหนดค่าจำนวนตัวเลขของตัวอุปกรณ์ให้เป็นค่ามาตรฐานคือ 1F หรือ 1 Ω เพื่อความสะดวกในการคำนวณยิ่งขึ้น

โดยเราจะกำหนดให้ค่าคาปาซิเตอร์มีค่า $C = 1\text{F}$ เป็นค่าเริ่มต้น และค่าอื่นๆ จะคูณด้วยค่ามาตรฐาน คือ 1 0.1 2 0.47 ฯลฯ จากนั้นจึงเริ่มทำการการนอร์มอลไลซ์เซชัน (Normalization) เพื่อเปลี่ยนค่า C จาก 1F ไปเป็นค่า 0.01 μF และเปลี่ยนค่าอื่นๆ ไปเป็นค่ามาตรฐานอื่นๆ คือ 0.01 0.001 0.02 0.0047 μF ฯลฯ

ขั้นตอนการคืนนอร์มอลไลซ์เซชัน (Denormalization) คือ การแบ่งนอร์มอลไลซ์คาปาซิแตนซ์ออก โดยการสเกลแฟคเตอร์ (Scale Factor) ของความถี่ ω_c ที่มีผลการกรองความถี่ที่จุดคัทออฟ (Cut off) ω_c เพื่อหาค่าคาปาซิแตนซ์ที่แท้จริง ดังนั้นค่าคาปาซิแตนซ์ $C = 1\text{F}$ ของการนอร์มอลไลซ์ก็จะมีค่าเป็น $C = 1/\omega_c k_i$ ในการคืนนอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์ค (Denormalized Network) และค่าคาปาซิแตนซ์อื่นๆ C'_k ในนอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์คจะมีค่าเป็น

$$C_k = \frac{C'_k}{\omega_c k_i} = C'_k C \quad (4.1)$$

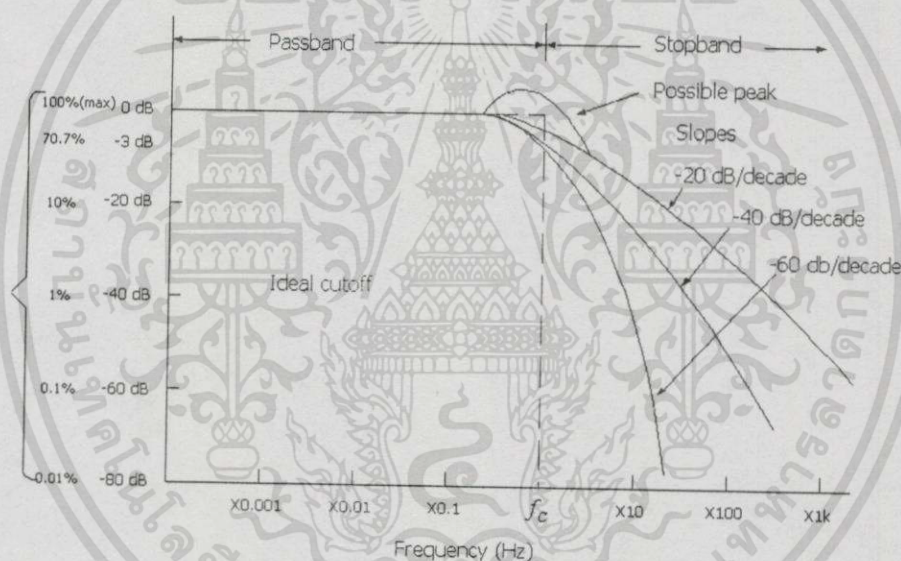
จะเห็นได้ว่าการคืนนอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์ค จะต้องกำหนดค่า C ปกติที่จะเลือกใช้ให้เป็นค่ามาตรฐาน (โดย C'_k เป็นค่ามาตรฐานของการคูณ) เมื่อ k_i ได้มาจาก

$$k_i = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (4.2)$$

ซึ่งจากกฎของ Thumb นั้น ต้องเลือกค่ามาตรฐานของ C ให้มีค่าใกล้เคียงเท่ากับ $10/f_c \mu\text{F}$ ค่าคืนนอร์มอลไลซ์รีซิสแตนซ์ (Denormalized Resistance) ที่หาได้นั้น จะเป็นค่าเหมาะสมได้ด้วยการคูณด้วยกับค่ามาตรฐาน ส่วนค่าคาปาซิแตนซ์จะหารด้วยค่าแฟคเตอร์เดียวกัน โดยปกติค่าฟีดแบ็ครีซิสแตนซ์ (Feedback Resistance) ส่วนใหญ่จะสัมพันธ์กับค่ารีซิสแตนซ์อื่นๆ ด้วย

4.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ (woofer)

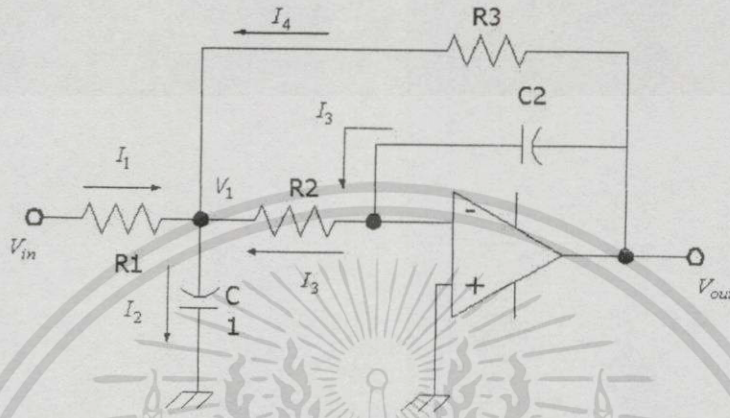
วงจรกรองความถี่ต่ำในอุดมคติ จะกรองความถี่ที่สูงกว่าความถี่ที่จุดคัทออฟ (f_c) ไม่ให้ผ่านวงจรไปได้เลย แต่ในทางปฏิบัติลักษณะการกรองความถี่จะไม่เป็นเช่นนั้น กล่าวคือ เมื่อความถี่ที่ผ่านเข้ามานั้น เมื่อมีค่าสูงถึงจุดคัทออฟ ค่าทางขนาดของความถี่จะค่อยๆ ถูกลดทอนลงเรื่อยๆ จุดที่มีความถี่ที่มีความถี่ค่าเท่ากับความถี่คัทออฟ (f_c) นี้ สามารถเรียกได้หลายชื่อ เช่น ความถี่ 0.707 (ขนาดของ v_{out} ลดลงเหลือเพียง 70.7% เมื่อเทียบกับ v_{in} สูงสุด) ความถี่ -3 dB (อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตลดลง 3 dB) หรือความถี่หักมุม เป็นต้น ซึ่งกล่าวโดยสรุปได้ว่า วงจรกรองความถี่ต่ำจะลดทอนขนาดของสัญญาณที่มีความถี่เกินกว่าความถี่คัทออฟ (f_c) และเรียกช่วงสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟ (f_c) ว่า “ช่วงผ่านแถบความถี่” และช่วงที่มีความถี่สูงกว่าจุดคัทออฟ (f_c) ว่า “ช่วงห้ามแถบความถี่ผ่าน”



รูปที่ 4.1 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

จากกราฟ แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ในรูปที่ 4.1 นั้นจะพบว่า เมื่อสัญญาณมีความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟแล้ว สัญญาณบางเส้นอาจถูกลดทอนด้วยอัตราที่น้อยกว่าสัญญาณเส้นอื่น เช่น สัญญาณที่มีความชัน -20 dB/decade (อัตราขยายลดลง 20 dB ต่อความถี่เพิ่มขึ้น 10 เท่า) จะมีความชันน้อยกว่าสัญญาณที่มีค่า -60 dB/decade คุณสมบัตินี้เกิดขึ้นจากการออกแบบวงจรกรองความถี่และเป็นที่แน่นอนว่า ยิ่งค่าความชันนี้มีขนาดลบมากเท่าใด วงจรก็จะมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับวงจรในอุดมคติมากยิ่งขึ้น

สำหรับการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำในวิทยานิพนธ์นี้ จะเป็นวงจรที่มีรูปแบบของโครงสร้างเป็นแบบเนกทีฟฟีดแบ็คโทโพโลยี (Negative Feedback Topology) ซึ่งจะมีลักษณะของวงจรดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 4.2 สามารถทำการวิเคราะห์หาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรได้ดังนี้

$$I_3 = SC_2 V_O \quad (4.3)$$

และ

$$V_1 = -I_3 R_2 = -SC_2 R_2 V_O \quad (4.4)$$

$$I_1 = \frac{V_{IN} - V_1}{R_1} = \frac{V_{IN}}{R_1} + \frac{SC_2 R_2 V_O}{R_1} \quad (4.5)$$

$$I_2 = V_1 SC_1 = -S^2 C_1 C_2 R_2 V_O \quad (4.6)$$

$$I_4 = \frac{V_O - V_1}{R_3} = \frac{V_O}{R_3} + \frac{SC_2 R_2 V_O}{R_3} \quad (4.7)$$

จากรูปจะเห็นว่า

$$I_2 = I_1 + I_3 + I_4 \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า I_1 I_2 I_3 และ I_4 ลงในสมการที่ (4.8) จะได้

$$-S^2 C_1 C_2 R_2 V_O = \frac{V_{in}}{R_1} + \frac{SC_2 R_2 V_O}{R_1} + \frac{V_O}{R_3} + SC_2 V_O + \frac{SC_2 R_2 V_O}{R_3} \quad (4.9)$$

$$\frac{V_{in}}{R_1} = -S^2 C_1 C_2 R_2 V_O - \frac{SC_2 R_2 V_O}{R_1} - \frac{V_O}{R_3} - SC_2 V_O - \frac{SC_2 R_2 V_O}{R_3} \quad (4.10)$$

$$\frac{V_{in}}{R_1} = \frac{(-R_1 - SC_2 R_1 R_2 - SC_2 R_1 R_3 - SC_2 R_2 R_3 - S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3) V_O}{R_2} \quad (4.11)$$

ฉะนั้นจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันคือ

$$H(S) = \frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{R_3}{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + SC_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) + 1} \quad (4.12)$$

สามารถจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

$$H_L(S) = \frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{1}{S^2 + \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) S + \frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (4.13)$$

$$\frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{Gb_0}{S^2 + b_1 S + b_0} = -\frac{G\omega_0^2}{S^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) S + \omega_0^2} \quad (4.14)$$

เทียบสัมประสิทธิ์กับสมการมาตรฐานจะได้ว่า

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (4.15)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \left(\frac{1}{\frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}}} \right) \quad (4.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.17)$$

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = b_1 \quad \frac{1}{R_1 R_2 C_2} = b_0 \quad (4.18)$$

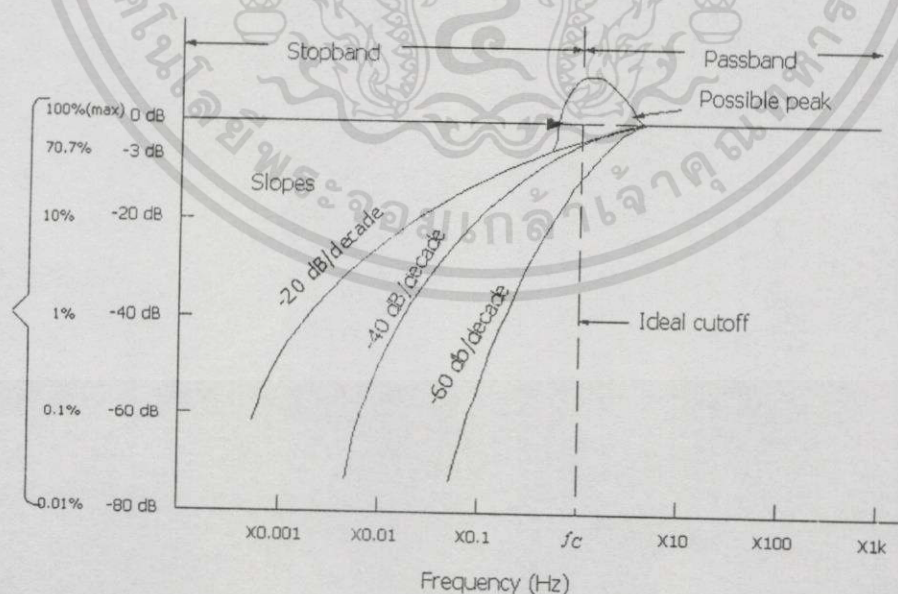
กำหนดค่าของ $C_1 = 1F$ และให้ค่าของ C_2 มีค่าน้อยกว่า C_1 มากๆ (ประมาณ 100 เท่า) จะได้

$$R_2 = \frac{2(1+G)}{b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4C_2 b_0(1+G)}} \quad (4.19)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{G} \quad R_3 = \frac{1}{b_0 C_2 R_2} \quad (4.20)$$

4.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่สูง(tweeter)

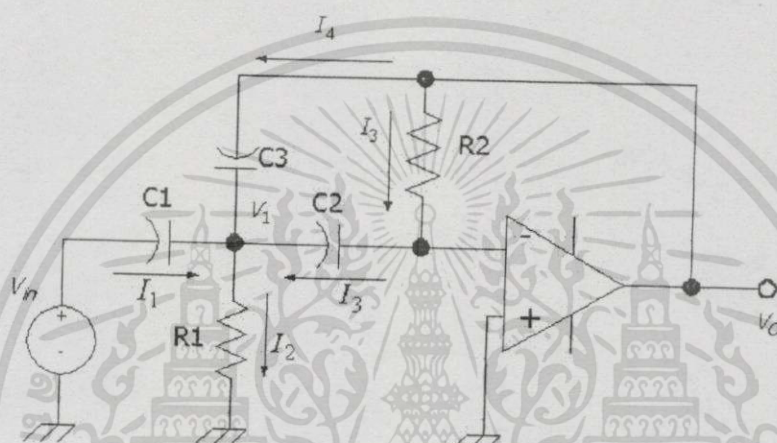
วงจรกรองความถี่สูงจะยอมให้ความถี่สูงผ่านไปได้ แต่จะไม่ยอมให้ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ที่จุดคัทออฟผ่านไปได้ ซึ่งวงจรนี้จึงมีลักษณะเช่นเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำ นั่นคือ เกิดความถี่คัทออฟ f_c ขึ้น และอัตราขยายจะค่อยๆ ลดลง ดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราสามารถสร้างวงจรนี้ได้โดยการสลับตำแหน่งของตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุของวงจรกรองความถี่ต่ำดังรูปที่ 4.4 และสามารถอธิบายจากคุณสมบัติที่ว่า ที่ความถี่สูงอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าต่ำ ดังนั้น สัญญาณอินพุตเกือบทั้งหมดจึงตกคร่อมตัวต้านทาน R และมีศักดาเท่ากับ V_{out} แต่ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่คutoff f_c อิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจะมีค่าสูง ทำให้แรงดันเกือบทั้งหมดตกคร่อมตัวเก็บประจุเอง และเป็นผลให้แรงดันคร่อมตัวต้านทานและแรงดันเอาต์พุตมีค่าต่ำมาก



รูปที่ 4.4 แสดงวงจรกรองความถี่สูง

ในการวิเคราะห์หาหาทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่สูงนั้นจะใช้หลักการเดียวกับวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งจะได้ว่า

$$I_3 = \frac{V_o}{R_2} \quad (4.21)$$

$$V_1 = \frac{-I_3}{SC_2} = \frac{-V_o}{SC_2 R_2} \quad (4.22)$$

$$I_1 = \frac{V_{in} - V_1}{\frac{1}{SC_1}} = V_{in} SC_1 + \frac{V_o C_1}{C_2 R_2} \quad (4.23)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{R_1} = -\frac{V_o}{SC_2 R_1 R_2} \quad (4.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_4 = \frac{V_O - V_1}{\frac{1}{SC_3}} = V_O SC_3 + \frac{V_O C_3}{C_2 R_2} \quad (4.25)$$

$$I_2 = I_1 + I_3 + I_4 \quad (4.26)$$

$$-\frac{V_O}{SC_2 R_1 R_2} = V_{in} SC_1 + \frac{V_O C_1}{C_2 R_2} + \frac{V_O}{R_2} + V_O SC_3 + \frac{V_O C_3}{C_2 R_2} \quad (4.27)$$

$$V_{in} SC_1 = -\frac{V_O}{SC_2 R_1 R_2} - \frac{V_O C_1}{C_2 R_2} - \frac{V_O}{R_2} - V_O SC_3 - \frac{V_O C_3}{C_2 R_2} \quad (4.28)$$

$$V_{in} SC_1 = -\frac{(1 + SC_1 R_1 + SC_3 R_1 + S^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + SC_2 R_1) V_O}{SC_2 R_1 R_2} \quad (4.29)$$

$$H_H(S) = \frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{S^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + SC_1 R_1 (C_2 + C_3) + 1} \quad (4.30)$$

$$H_H(S) = \frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{\frac{S^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{C_2 C_3 R_1 R_2}}{S^2 + \frac{S}{R_2} \left(\frac{C_1}{C_2 C_3} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{C_2 C_3 R_1 R_2}} \quad (4.31)$$

$$H_H(S) = -\frac{\frac{S^2 C_1}{C_3}}{S^2 + \frac{S}{R_2} \left(\frac{C_1}{C_2 C_3} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{C_2 C_3 R_1 R_2}} \quad (4.32)$$

และจากสมการมาตรฐาน

$$H_H(S) = \frac{V_O}{V_{in}} = -\frac{Ga_0}{S^2 + a_1 S + a_0} = -\frac{GS^2}{S^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) S + \omega_0^2} \quad (4.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบสัมประสิทธิ์กับสมการมาตรฐานจะได้ว่า

$$H_H(S) = -\frac{S^2 C_1}{S^2 + \frac{S}{R_2} \left(\frac{C_1}{C_2 C_3} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{C_2 C_3 R_1 R_2}} \quad (4.34)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1F$ เราจะได้

$$C_3 = \frac{C_1}{G} = \frac{1}{G} \quad (4.35)$$

$$R_1 = \frac{Ga_1}{(2G+1)a_0} \quad (4.36)$$

$$R_2 = \frac{2G+1}{a_1} \quad (4.37)$$

4.3 การออกแบบวงจรออสแอ็คทีฟโอเวอร์เน็ตเวอร์ค

แบบอูลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล โพลีโนเมียล

การออกแบบวงจรออสแอ็คทีฟโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบอูลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลีโนเมียล หรือที่เรียกว่า วงจรออสแอ็คทีฟโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ TUG ซึ่งจากบทที่ 3 จะเห็นได้ว่า วงจรกรองความถี่แบบ TUG นั้นจะประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ที่สำคัญ ถึง 4 ตัว อันได้แก่ m ที่เป็นค่าการทรานซิชันแนล α_u ของอูลตราสเฟียริคัลโพลีโนเมียล γ_g และ β_g ของเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลีโนเมียล ซึ่งค่า β_g จะมีค่าเท่ากับ 2 เพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติผลการตอบสนองทางเฟสที่ดีเหมือนวงจรกรองความถี่แบบเบสเซล ฉะนั้นวงจร TUG มีพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับคุณสมบัติของวงจรจริงอยู่ 3 ค่า ดังนั้นในการออกแบบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ TUG จึงต้องพิจารณาเลือกค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 นี้ให้เหมาะสม ถึงจะทำให้ได้วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ TUG ที่มีคุณสมบัติผลการตอบสนองตามที่ต้องการ โดยในการหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วิธีการกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่แน่นอน 2 ตัวแล้วทำการปรับค่าพารามิเตอร์ที่เหลือ โดยค่าพารามิเตอร์ที่กำหนดขึ้นจะเป็นค่าที่น่าเสนออยู่ในบทความทางวิชาการที่เคยตีพิมพ์มาแล้ว จนได้ค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 ตัวแล้ว จึงจะนำไปทำการหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันและดูผลการตอบสนองทางความถี่และทางเฟสเทียบกับวงจรออสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์อันดับที่ 4 (โดยวงจร TUG ที่ใช้ในการออกแบบก็จะเป็นวงจรอันดับที่ 4 ด้วย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในการหาค่าพารามิเตอร์นี้ จะขอยกตัวอย่างการหาค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่ต่ำเท่านั้น เพราะค่าพารามิเตอร์ของวงจรกรองความถี่สูงก็ใช้หลักการเดียวกัน ฉะนั้นเราสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรได้ดังต่อไปนี้

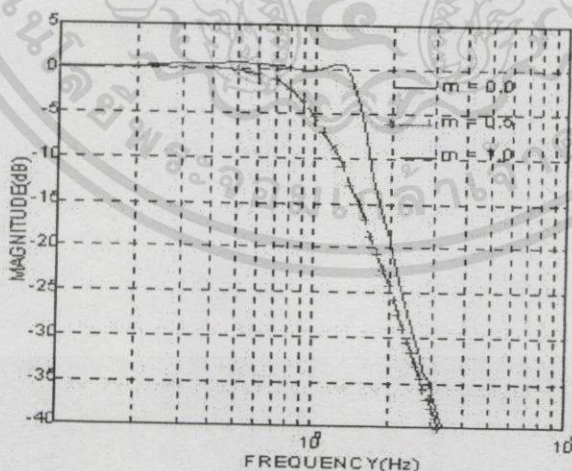
เมื่อกำหนดให้ $\alpha_U = -0.1$ และ $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า m จะได้ค่าโพลิโนเมียลดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าโพลิโนเมียลของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG

เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = -0.1$, $\gamma_g = 3.0$

m	โพลิโนเมียล
0.0	$s^4 + 0.9468s^3 + 1.3306s^2 + 0.6685s + 0.2289$
0.2	$s^4 + 1.9159s^3 + 3.0032s^2 + 2.0515s + 0.8770$
0.5	$s^4 + 4.2873s^3 + 9.8172s^2 + 10.9938s + 6.5573$
0.7	$s^4 + 6.6893s^3 + 21.0157s^2 + 33.1915s + 25.2005$
1.0	$s^4 + 13.3307s^3 + 71.4603s^2 + 182.8569s + 188.9961$

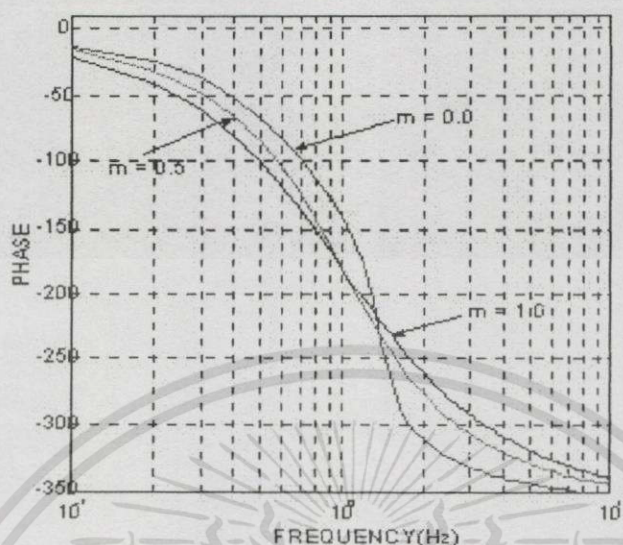
จากตารางที่ 4.1 เมื่อนำไปวาดกราฟผลการตอบสนองทางความถี่ และทางเฟสของวงจรจะได้ดังรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.5 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4

เมื่อกำหนดให้ $\alpha_U = -0.1$, $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงค่า m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4

เมื่อกำหนดให้ $\alpha_u = -0.1$, $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนแปลงค่า m

จากรูปที่ 4.5 และ 4.6 สามารถสรุปได้ว่า เมื่อค่า m มีค่าน้อยลงจะทำให้วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG มีคุณลักษณะของวงจรเป็นแบบอัตร้าเสถียรยิ่งขึ้น กล่าวคือ เมื่อ m น้อยลงจะทำให้วงจรมีผลตอบสนองทางความถี่ที่ชันขึ้น และมีผลการตอบสนองทางเฟสที่แคบลง

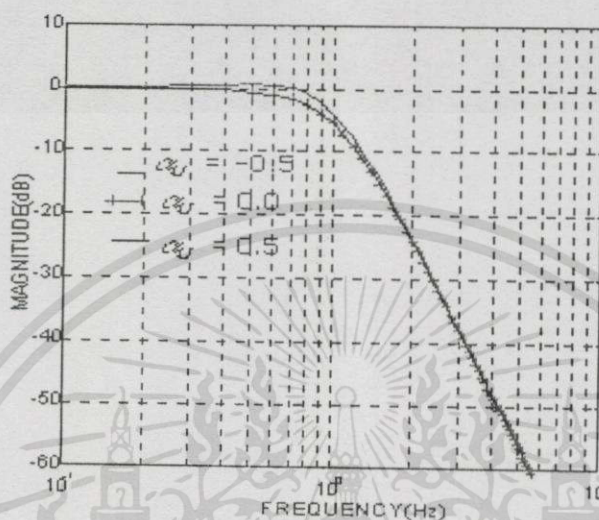
เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า α_u จะได้ค่าโพลิโนเมียลดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าโพลิโนเมียลของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG

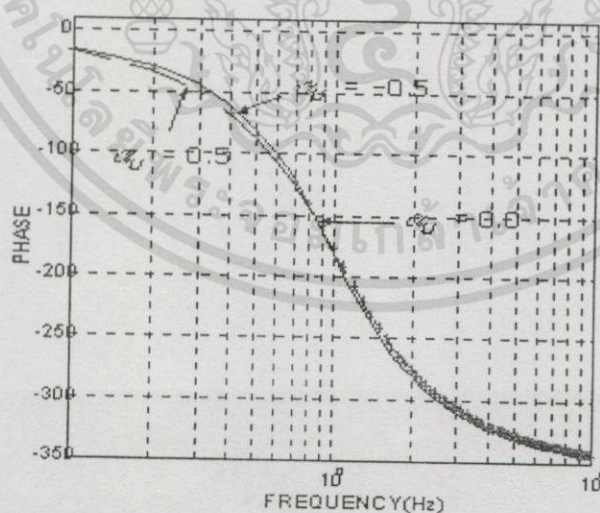
เมื่อกำหนดค่า $m = 0.5$ และ $\gamma_g = 3.0$

α_u	โพลิโนเมียล
-0.5	$s^4 + 0.9468s^3 + 1.3306s^2 + 0.6685s + 0.2289$
-0.1	$s^4 + 1.9159s^3 + 3.0032s^2 + 2.0515s + 0.8770$
0.0	$s^4 + 4.2873s^3 + 9.8172s^2 + 10.9938s + 6.5573$
0.1	$s^4 + 6.6893s^3 + 21.0157s^2 + 33.1915s + 25.2005$
0.5	$s^4 + 13.3307s^3 + 71.4603s^2 + 182.8569s + 188.9961$

จากตารางที่ 4.2 เมื่อนำไปวาดกราฟผลการตอบสนองทางความถี่ และทางเฟสของวงจรจะ
ได้ดังรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4
เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า α_u



รูปที่ 4.6 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4
เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\gamma_g = 3.0$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า α_u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.7 และ 4.8 สามารถสรุปได้ว่า เมื่อค่า α_U มีค่าน้อยลงจะทำให้วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG มีผลการตอบสนองทางความถี่ที่ชันขึ้น แต่จะมีผลตอบสนองทางเฟสแอ่ง

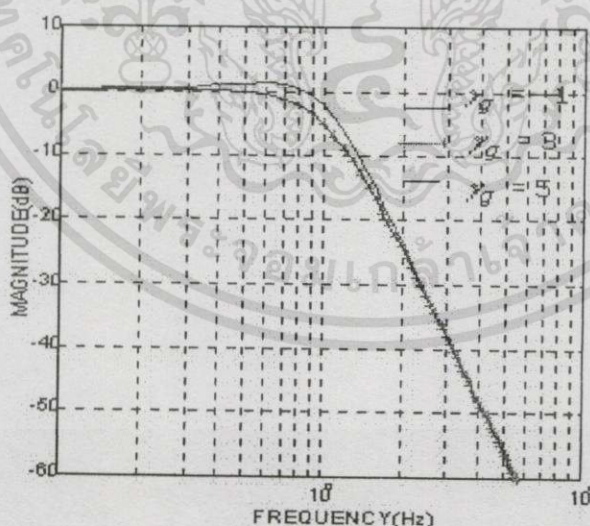
เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\alpha_U = -0.1$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า γ_g จะได้ค่าโพลิโนเมียลดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าโพลิโนเมียลของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG

เมื่อกำหนดค่า $m = 0.5$ และ $\alpha_U = -0.1$

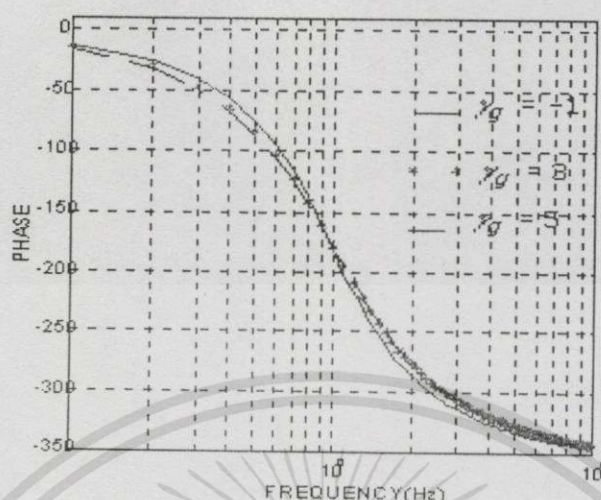
γ_g	โพลิโนเมียล
-1.0	$s^4 + 2.4380s^3 + 3.7700s^2 + 2.7375s + 1.3103$
0.0	$s^4 + 2.9876s^3 + 5.2645s^2 + 4.4490s + 2.2694$
1.0	$s^4 + 3.4645s^3 + 6.7768s^2 + 6.4103s + 3.4665$
3.0	$s^4 + 4.2837s^3 + 9.8172s^2 + 10.9938s + 6.5573$
5.0	$s^4 + 4.9874s^3 + 12.8993s^2 + 16.3545s + 10.6455$

จากตารางที่ 4.3 เมื่อนำไปวาดกราฟผลการตอบสนองทางความถี่ และทางเฟสของวงจรจะได้ดังรูปที่ 4.9 และรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.9 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4

เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\alpha_U = -0.1$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า γ_g



รูปที่ 4.10 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4 เมื่อกำหนดให้ $m = 0.5$ และ $\alpha_u = -0.1$ แล้วทำการเปลี่ยนค่า γ_g

จากรูปที่ 4.9 และ 4.10 สามารถสรุปได้ว่า เมื่อ γ_g มีค่ามากขึ้นจะทำให้วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG มีผลการตอบสนองทางความถี่ที่แย่ลง แต่จะมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นมากขึ้น

จากตารางที่ 4.1 ถึงตารางที่ 4.3 จะสามารถเลือกค่าพารามิเตอร์มาได้ 3 ค่า ซึ่งเมื่อนำมาทำการวาดกราฟผลตอบสนองทางความถี่และทางเฟสเทียบกับของถึงคัวิธซ์ไรเลย์แล้ว เห็นว่ายังไม่ใช่ค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม แต่ค่าที่ได้แต่ละค่าก็เป็นค่าที่ให้คุณสมบัติของวงจรดีกว่าแบบถึงคัวิธซ์ไรเลย์กันคนละด้าน กล่าวคือค่า α_u ที่มีค่าน้อยๆ จะทำให้มีผลการตอบสนองทางความถี่ที่ชันกว่าแบบถึงคัวิธซ์ไรเลย์ และที่ γ_g ที่ค่ามากๆ จะทำให้มีผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นมากกว่าแบบถึงคัวิธซ์ไรเลย์ จึงได้นำไปค่าเหล่านี้ไปหาค่าที่เหมาะสมด้วยคอมพิวเตอร์อีกครั้ง และผลการหาค่าที่ได้ในครั้งนี้เป็นค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมคือ

$$m = 0.5 \quad \alpha_u = -0.13 \quad \text{และ} \quad \gamma_g = 3 \quad (4.38)$$

จากค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 เมื่อนำไปทำการหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำจะได้ดังสมการที่ (4.39)

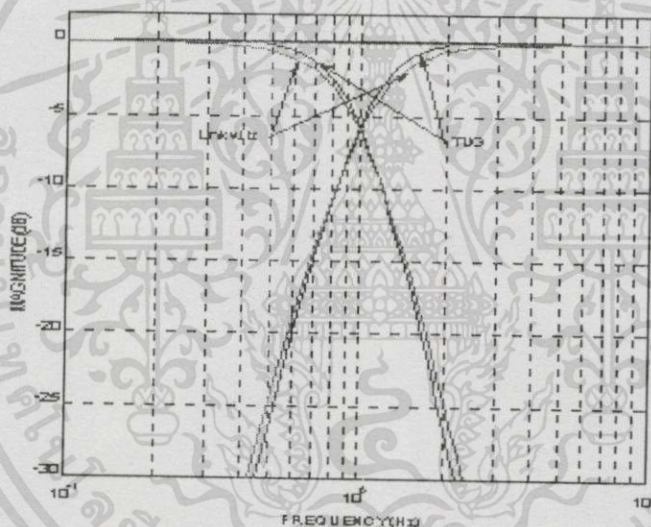
$$H_L(s) = \frac{6.5512}{s^4 + 4.2560s^3 + 9.7332s^2 + 10.8601s + 6.5512} \quad (4.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในส่วนของวงจรกรองความถี่สูงสามารถหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันได้ โดยการแทน s ของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำด้วย $\frac{1}{s}$ ก็จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่สูง ดังสมการที่ (4.40)

$$H_H(s) = \frac{6.5512s^4}{6.5512s^4 + 10.8601s^3 + 9.7332s^2 + 4.2560s + 1} \quad (4.40)$$

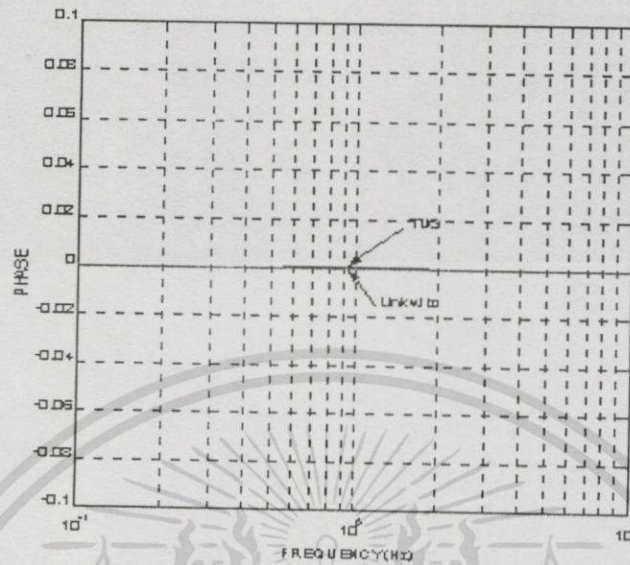
และจากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำ กับวงจรกรองความถี่สูง เมื่อนำไปหาผลการตอบสนองทางความถี่ และทางเฟสของวงจรคอสโรวอร์เนทเวอร์คแบบ TUG จะได้ดังรูปที่ 4.11 และ 4.12



รูปที่ 4.11 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรคอสโรวอร์เนทเวอร์คแบบ TUG เทียบกับวงจรคอสโรวอร์เนทเวอร์คแบบลิงควอร์รี่โรเลย์ ที่อันดับที่ 4

จากรูปที่ 4.11 และ 4.12 จะเห็นได้ว่า ค่าทั้ง 3 นี้จะทำให้ได้ผลการตอบสนองทางความถี่ของ วงจรคอสโรวอร์เนทเวอร์คแบบ TUG นั้นมีอัตราความชันมากกว่าแบบลิงควอร์รี่โรเลย์ และเมื่อทำการรวมสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกันแล้วยังทำให้เกิดความราบเรียบของสัญญาณตลอดช่วงย่านความถี่เสียง ซึ่งเป็นไปตามคุณสมบัติที่ดีของวงจรคอสโรวอร์เนทเวอร์ค นอกจากนี้ค่าความต่างเฟสระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำกับวงจรกรองความถี่สูงของวงจรคอสโรวอร์เนทเวอร์คแบบ TUG มีค่าที่ต่ำมากๆ จึงได้เลือกพารามิเตอร์ค่าดังกล่าวมาใช้ในการออกแบบวงจรใช้งานจริง เพื่อจะทำการทดลองผลที่ได้ในทางปฏิบัติว่าเป็นไปตามทฤษฎีหรือไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 แสดงความถี่ต่างเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน้ทเวอร์คแบบ TUG เทียบกับ
วงจรครอสโอเวอร์เน้ทเวอร์คแบบถึงคิวรีซ์ไรเลย์ ที่อันดับที่ 4

4.3.1 การคำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

จากค่าที่เหมาะสมที่จะนำมาทดลองได้แก่ $m = 0.5$ $\alpha_u = -0.13$ และ $r_g = 3$ สามารถ
คำนวณหาค่าของตัวอุปกรณ์ต่างๆ โดยมีขั้นตอนดังนี้

ขั้นที่ 1

หาค่ารากจากสมการอูลตราสเฟียรีคัล

$$U_4^\alpha(\omega) = \frac{(4\alpha^2 + 24\alpha + 35)\omega^4 - (12\alpha + 30)\omega^2 + 3}{4\alpha^2 + 12\alpha + 8} \quad (4.41)$$

เมื่อให้ $\alpha_u = -0.13$ จะได้ค่ารากของสมการทั้งหมด 8 ค่า คือ

$-0.1337 + 0.9333j$	$-0.1337 - 0.9333j$
$0.1337 + 0.9333j$	$0.1337 - 0.9333j$
$-0.3281 + 0.3804j$	$-0.3281 - 0.3804j$
$0.3281 + 0.3804j$	$0.3281 - 0.3804j$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการเลือกค่ารากเฉพาะค่ารากที่เป็นลบ เนื่องจากค่าที่เป็นลบจะทำให้ระบบเสถียร คือ

$$\begin{array}{ll} -0.1337 + 0.9333j & -0.1337 - 0.9333j \\ -0.3281 + 0.3804j & -0.3281 - 0.3804j \end{array}$$

ขั้นที่ 2

หาค่ารากจากสมการเงินเนอร์ไลซ์เบสเชด โพลีโนเมียล

$$G_4(s, \gamma, \beta) = \frac{s^4 + \frac{4(\gamma+3)s^3}{\beta} + \frac{6(\gamma+3)(\gamma+4)s^2}{\beta^2} + \frac{4(\gamma+3)(\gamma+4)(\gamma+5)s}{\beta^3} + \frac{(\gamma+3)(\gamma+4)(\gamma+5)(\gamma+6)}{\beta^4}}{\quad} \quad (4.42)$$

กำหนดให้ $\beta = 2$ จะมีทำให้ผลตอบสนองกลายเป็นเบสเชดทอมสัน จากนั้นแทนค่า $\gamma_g = 3$ จะได้ค่ารากของสมการคือ

$$\begin{array}{ll} -2.6020 + 2.9029j & -2.6020 - 2.9029j \\ -3.3980 + 0.9433j & -3.3980 - 0.9433j \end{array}$$

ขั้นที่ 3

นำค่ารากของออสตราสเฟียรีคัล และเงินเนอร์ไลซ์เบสเชด มาทำการทรานซิชันแนล โดยสามารถจับคู่กัน ดังนี้

$$\begin{array}{ll} -0.1337 + 0.9333j & \longleftrightarrow -3.3980 + 0.9433j \\ -0.1337 - 0.9333j & \longleftrightarrow -3.3980 - 0.9433j \\ -0.3281 + 0.3804j & \longleftrightarrow -2.6020 + 2.9029j \\ -0.3281 - 0.3804j & \longleftrightarrow -2.6020 - 2.9029j \end{array}$$

หลังจากทำการทรานซิชันแนลแล้วจะได้ค่ารากของสมการใหม่ 4 ค่า คือ

$$\begin{array}{ll} -1.2039 + 1.3695j & -1.2039 + 1.3695j \\ -0.9241 + 1.0509j & -3.3980 - 0.9433j \end{array}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

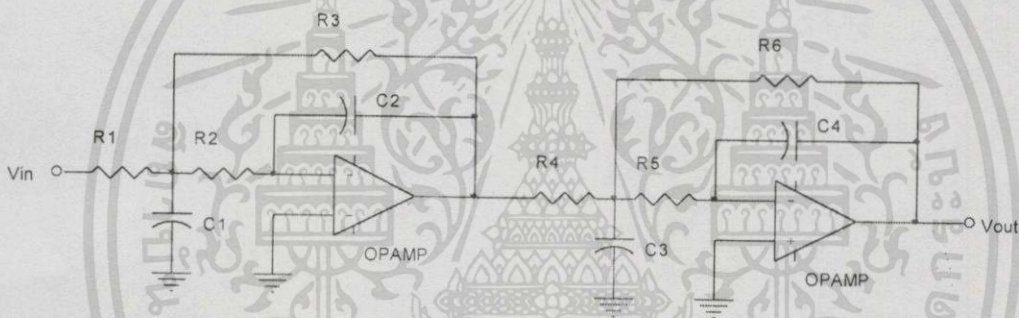
นำค่ารากของสมการทั้ง 4 นี้ไปทำการหาทรานส์เฟอว์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG ได้ดังสมการที่ (4.43)

$$H_L(S) = \frac{6.5512}{s^4 + 4.2560s^3 + 9.7332s^2 + 10.8601s + 6.5512} \quad (4.43)$$

ขั้นที่ 4

ทำการหาค่าตัวอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

เนื่องจากการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการออกแบบวงจรในอันดับที่ 4 โดยในทางปฏิบัติจะใช้วงจรกรองความถี่อันดับที่ 2 ต่อкасцепกันดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 4

ดังนั้นจากสมการที่ (4.43) จะเห็นได้ว่าเป็นสมการอันดับที่ 4 จึงต้องทำการแยกตัวประกอบออกมาให้อยู่ในรูปอันดับที่ 2 ดังสมการที่ (4.44)

$$H_L(S) = \frac{2.5517}{s^2 + 3.2228s + 2.5517} \cdot \frac{2.5517}{s^2 + 3.2228s + 2.5517} \quad (4.44)$$

จากสมการที่ (4.44) จะเห็นได้ว่า ทั้งสมการอันดับที่ 2 ที่แยกออกมานั้นทั้ง 2 ส่วนมีค่าเท่ากันจึงพิจารณาแค่ส่วนแรกเท่านั้น โดยกำหนดให้ $G = 1$ $C_1 = 1F$ $C_2 = 0.01F$ $f_c = 1kHz$

โดยจากสมการมาตรฐาน

$$H_L(S) = \frac{Gb_0}{s^2 + b_1s + b_0} \quad (4.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$G_2 = \frac{b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4c_2b_0(1+G)}}{2(1+G)} \quad (4.46)$$

$$G_1 = G \cdot G_2 \quad (4.47)$$

$$G_3 = \frac{C_2b_0}{G_2} \quad (4.48)$$

เมื่อ G_1 G_2 และ G_3 เป็นค่าความนำของ R_1 R_2 และ R_3 ตามลำดับ

ดังนั้นจากสมการที่ (4.44) จะได้สมการอันดับที่ 2 คือ

$$H_L(s) = \frac{2.5517}{s^2 + 3.2228s + 2.5517} \quad (4.49)$$

จากสมการ(4.46) (4.47) และ (4.48) จะได้

$$G_2 = \frac{3.2228 + \sqrt{3.2228^2 - 4(0.01)(2.5517)(1+1)}}{2(1+1)} = 1.6034 \quad (4.50)$$

$$G_1 = G \cdot G_2 = (1)(1.6034) = 1.6034 \quad (4.51)$$

$$G_3 = \frac{C_2b_0}{G_2} = \frac{(0.01)(2.5517)}{1.6034} = 0.0159 \quad (4.52)$$

$$K_i = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C}; \quad (C_K = \frac{C'_K}{\omega_c K_i} = C'_K \cdot C) \quad (4.53)$$

ดังนั้น

$$C_1 = 1 \times 10^{-6} F \quad (4.54)$$

$$C_2 = \frac{10}{1000} \mu F = 0.01 \mu F \quad (4.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_i = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi(10^3)(10^{-6})} = 159.155 \quad \Omega \quad (4.56)$$

$$R_1 = \frac{K_i}{G_1} = \frac{159.155}{1.6034} = 99.2609 \quad \Omega \quad (4.57)$$

$$R_2 = \frac{K_i}{G_2} = \frac{159.155}{1.6034} = 99.2609 \quad \Omega \quad (4.58)$$

$$R_3 = \frac{K_i}{G_3} = \frac{159.155}{0.0159} = 1.0009 \quad k\Omega \quad (4.59)$$

และค่าของตัวอุปกรณ์ของวงจรของสมการอันดับที่ 2 อีกวงจรหนึ่งจะมีค่าเท่ากับวงจรแรก
นั่นคือ

$$R_4 = R_1 = 99.2609 \quad \Omega \quad (4.60)$$

$$R_5 = R_2 = 99.2609 \quad \Omega \quad (4.61)$$

$$R_6 = R_3 = 1.009 \quad k\Omega \quad (4.62)$$

$$C_3 = C_1 = 1 \mu F \quad (4.63)$$

$$C_4 = C_2 = 0.01 \mu F \quad (4.64)$$

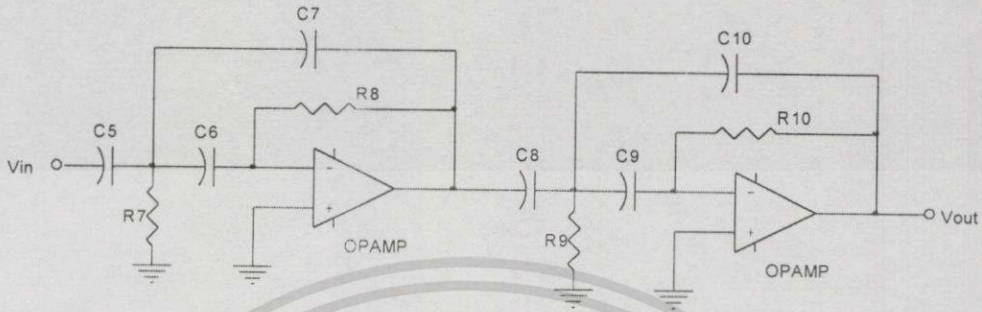
4.3.2 การคำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่สูง

ในส่วนของวงจรกรองความถี่สูง จะทำการแทน s ลงในทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำด้วย $\frac{1}{s}$ จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่สูง โดยจากสมการวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 2 สมการที่ (4.49) แทน $s = \frac{1}{s}$ จะได้

$$H_H(s) = \frac{2.5517s^2}{1 + 3.2228s + 2.5517s^2} \quad (4.65)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 1.2630s + 0.3919} \quad (4.66)$$



รูปที่ 4.14 แสดงวงจรกรองความถี่สูงอันดับที่ 4

จาก

$$H_H(S) = \frac{Gs^2}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (4.67)$$

$$G_4 = \frac{a_0(2G+1)}{a_1G} \quad (4.67)$$

$$G_5 = \frac{a_1}{(2G+1)} \quad (4.68)$$

เมื่อ G_4 และ G_5 เป็นค่าความนำของ R_7 และ R_8 ตามลำดับ

กำหนดให้ $G = 1, C_5 = C_6 = C_7 = 1F, f_C = 1kHz$

$$C_5 = C_6 = C_7 = \frac{10}{f_C} \mu F = \frac{10}{1000} \mu F \quad (4.69)$$

$$K_i = \frac{1}{2\pi f_C C} = \frac{1}{2\pi(10^3)(10^{-8})} = 15915.494 \quad (4.70)$$

$$G_4 = \frac{(0.3919)/[2(1)+1]}{(1.2630)/(1)} = 0.9308 \quad (4.71)$$

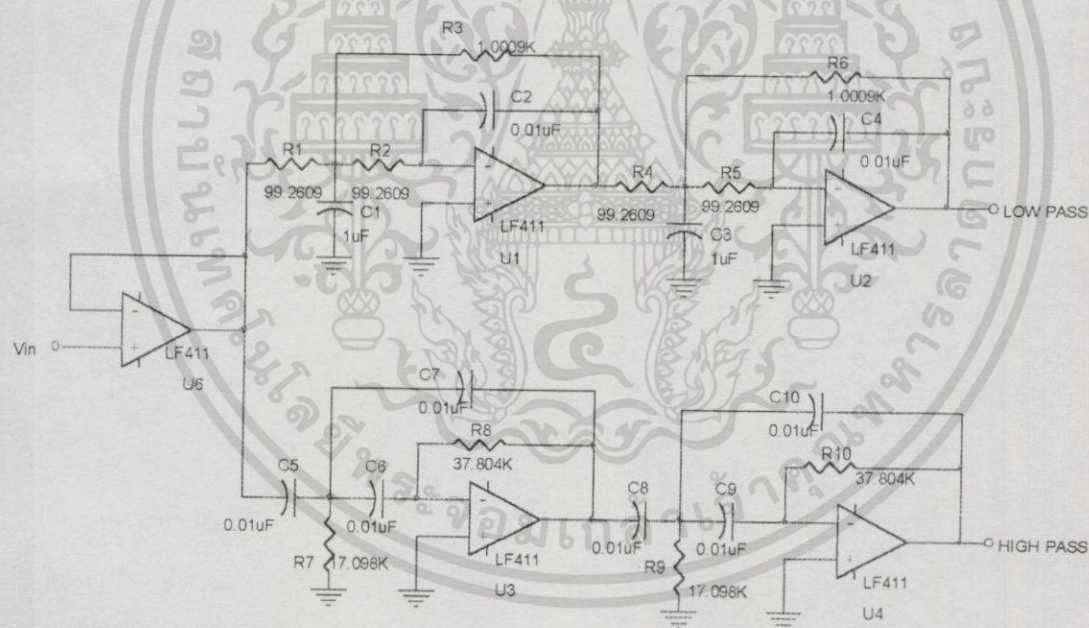
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_5 = \frac{1.2630}{[2(1)+1]} = 0.421 \quad (4.72)$$

$$R_7 = \frac{K_i}{G_4} = \frac{15915.494}{0.9308} = 17.098 \text{ } k\Omega \quad (4.73)$$

$$R_8 = \frac{K_i}{G_5} = \frac{15915.494}{0.421} = 37.804 \text{ } k\Omega \quad (4.74)$$

จากการคำนวณ จะได้ค่าตัวอุปกรณ์ของวงจรแอมป์ที่ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG อันดับที่ 4 ดังรูปที่ 4.15 ซึ่งอาจมีการเปลี่ยนแปลงค่าอุปกรณ์บางตัวให้เป็นค่ามาตรฐานที่มีจำหน่ายในท้องตลาด



รูปที่ 4.15 แสดงวงจรแอมป์ที่ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG อันดับที่ 4

4.4 การวิเคราะห์ค่าความไวของตัวอุปกรณ์

ในการออกแบบวงจรใดๆ นั้นจะต้องพิจารณาถึงอิลิเมนต์ (Element) แต่ละตัวของวงจรด้วย เพราะค่าอิลิเมนต์ของวงจรที่ใช้งานจริงอาจจะไม่มีค่าตรงตามอุดมคติ และอาจมีค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากผลรวมของค่าความคลาดเคลื่อนของตัวอุปกรณ์ที่เกิดจากกรรมวิธีการผลิต และคุณลักษณะทางโครงสร้างของอิลิเมนต์ที่เกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะแวดล้อมที่ใช้งานอยู่ เช่น อุณหภูมิห้อง ความชื้น ความเข้มของแสงสว่าง และอายุการใช้งานของตัวอุปกรณ์ จึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาผลกระทบของอิลิเมนต์ต่างๆ ภายในวงจรที่อาจเปลี่ยนแปลงไปและไม่ตรงตามที่คำนวณ

ความไวของอุปกรณ์ คือ การตรวจหาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลง ที่เกิดขึ้นที่เอาต์พุตของวงจร ซึ่งอาจเป็นผลมาจากการผันแปรของพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจร เช่น การเปลี่ยนแปลงของค่าตัวต้านทาน ค่าตัวเหนี่ยวนำ ค่าตัวเก็บประจุ ค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ และค่าอัตราขยายของออปแอมป์ โดยวงจรที่มีอัตราค่าการเปลี่ยนแปลงของความไวของอุปกรณ์มาก คือ การแปรผันของพารามิเตอร์ของวงจรที่มีค่ามาก จะทำให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตเกิดการผิดเพี้ยนขึ้นได้ง่าย ฉะนั้นโครงสร้างของวงจรที่ดีควรมีค่าความไวของอิลิเมนต์แต่ละตัวต่ำ จะทำให้ง่ายต่อการใช้งานและไม่ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงมากเกินไปจนความจำเป็น ซึ่งเป็นการประหยัดค่าใช้จ่าย

ความไวของอุปกรณ์ สามารถหาได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจร ดังสมการ (4.75)

$$S_{X_i}^{T(s)} = \frac{X_i}{T(s)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(s) \quad (4.75)$$

เมื่อ X_i แทนด้วยค่าอิลิเมนต์แต่ละตัวในวงจร
ถ้าแทน s ด้วย $j\omega$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $T(s)$ จะได้

$$T(j\omega) = |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.76)$$

แทนค่าสมการ (4.76) ลงในสมการ (4.75) จะได้

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)}} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)} \quad (4.77)$$

จากสมการ (4.77) เขียนเป็นจำนวนเชิงซ้อนได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| + jX_i \frac{\partial}{\partial X_i} (\theta\omega) \quad (4.78)$$

และจากสมการ (4.78) จะได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.79)$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \left[\frac{1}{\theta\omega} \right] \operatorname{Im} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (4.80)$$

โดยที่สมการ (4.79) จะเป็นฟังก์ชันในการหาค่าความไว ของ Magnitude $|T(j\omega)|$ ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} \left[\frac{X_i}{T(S)} \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \right] \quad (4.81)$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} \left[X_i \left(\frac{N'(S)}{N(S)} \frac{D'(S)}{D(S)} \right) \right] \quad (4.82)$$

เมื่อ $N(S)$ เป็นโพลีโนเมียลเศษของ $T(S)$
 $D(S)$ เป็นโพลีโนเมียลส่วนของ $T(S)$

และ

$$N'(S) = \frac{d}{dX_i} N(S) \quad D'(S) = \frac{d}{dX_i} D(S) \quad (4.83)$$

ในการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กนั้นจะใช้สมการที่ (4.82) เป็นหลัก โดยแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำ และส่วนของวงจรกรองความถี่สูง

จากสมการทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำ อันดับที่ 2 นำมาเขียนใหม่ได้ว่า

$$T(S) = \frac{R_3}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) + 1} \quad (4.84)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ (4.82) จึงสามารถหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้

$$S_{R_1}^{T(s)} = - \left\{ \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_1 (R_2 + R_3)}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) + 1} \right\} \quad (4.85)$$

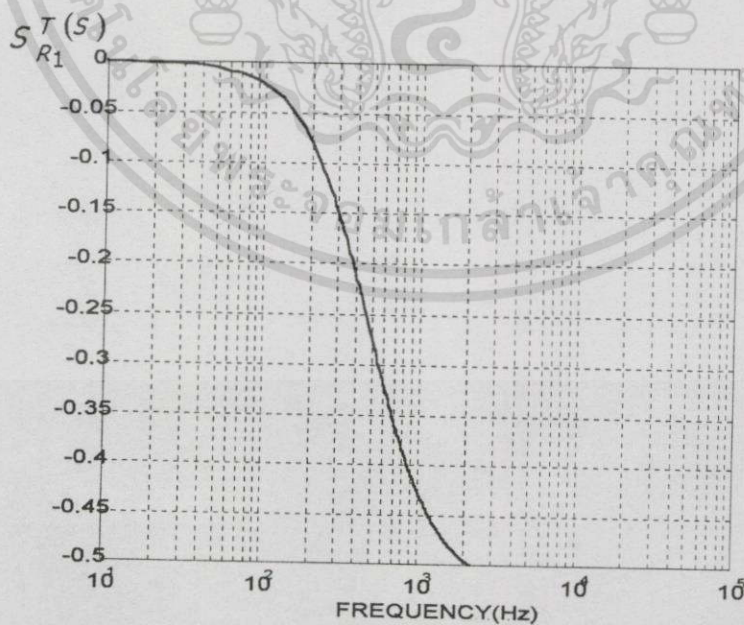
$$S_{R_2}^{T(s)} = - \left\{ \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 (R_1 + R_3)}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) + 1} \right\} \quad (4.86)$$

$$S_{R_3}^{T(s)} = \frac{s C_2 R_1 R_2 + 1}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) + 1} \quad (4.87)$$

$$S_{C_1}^{T(s)} = - \left\{ \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) + 1} \right\} \quad (4.88)$$

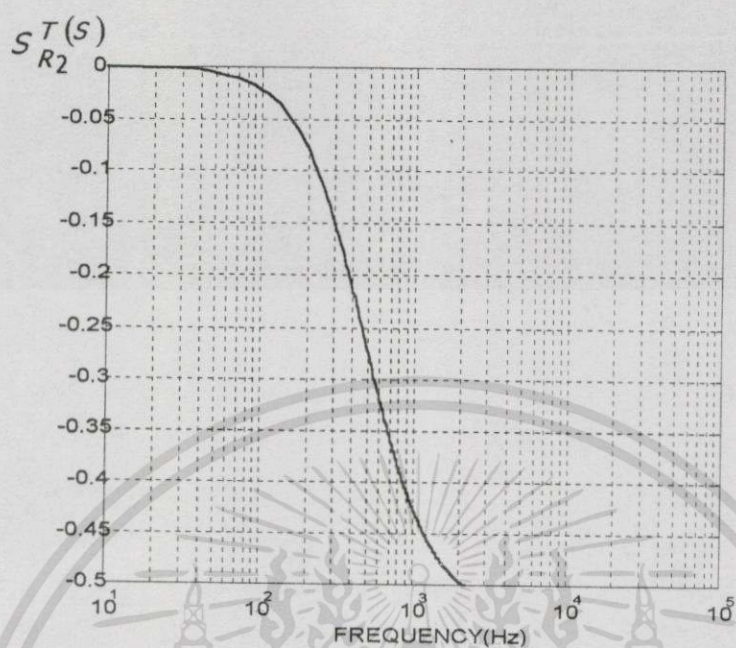
$$S_{C_2}^{T(s)} = - \left\{ \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1)}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 (R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1) + 1} \right\} \quad (4.89)$$

และจากสมการค่าความไวของตัวอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ เมื่อนำมาพล็อตกราฟ จะได้ดังรูปต่อไปนี้

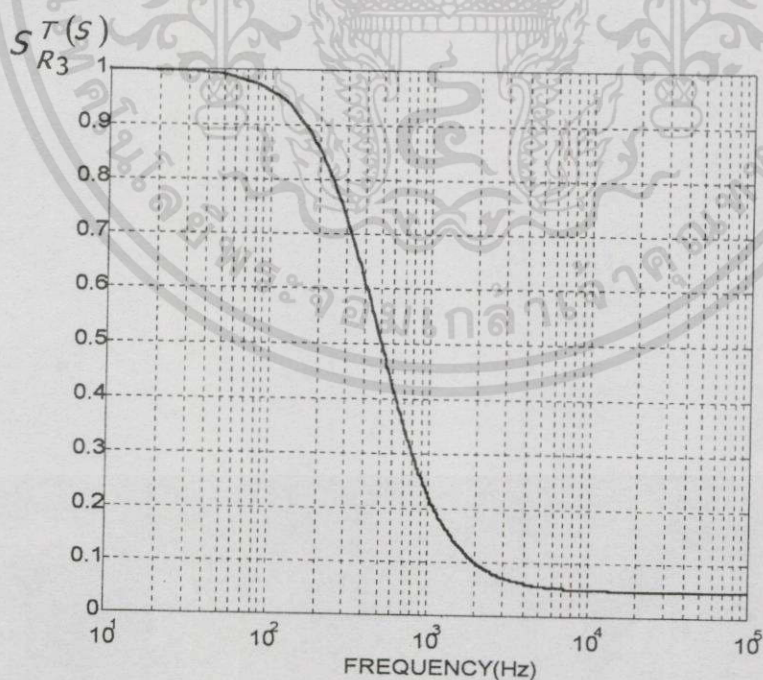


รูปที่ 4.16 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_1 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

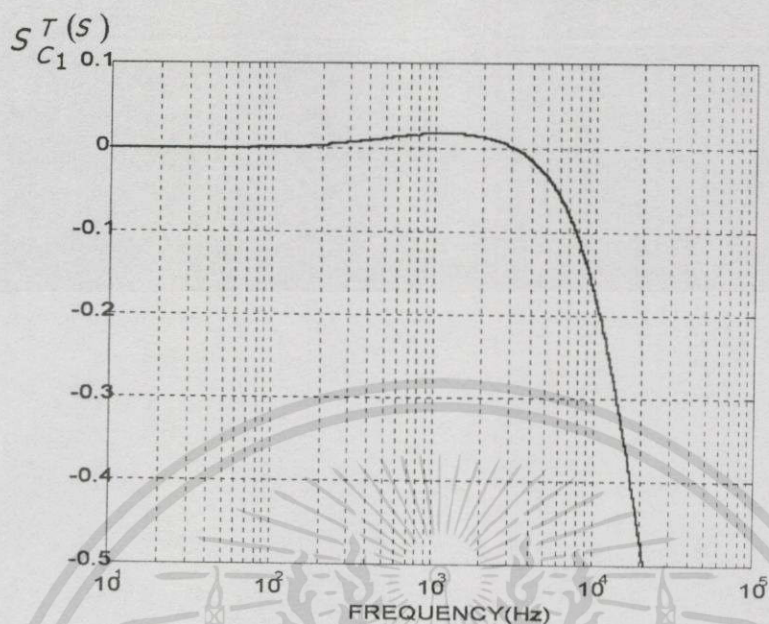


รูปที่ 4.17 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_2 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

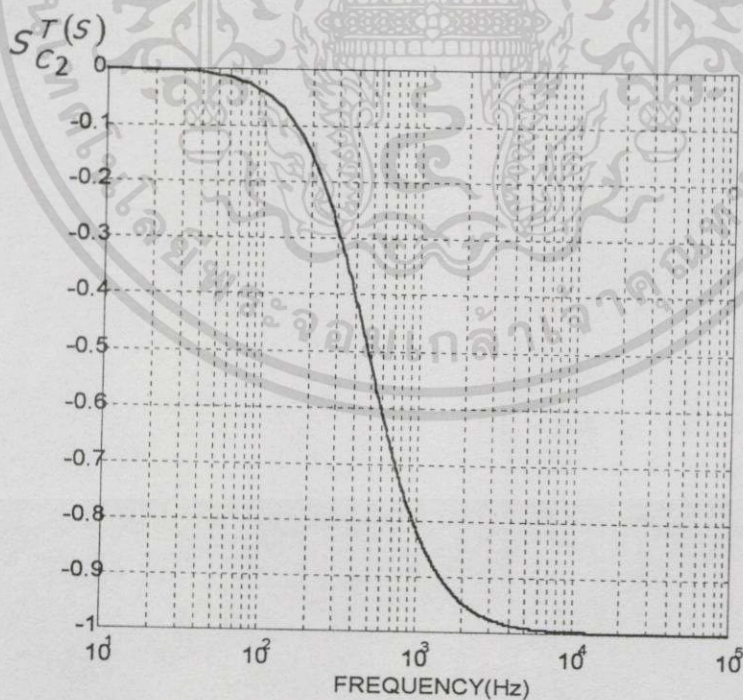


รูปที่ 4.18 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_3 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_1 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ



รูปที่ 4.20 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_2 ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และในส่วนของวงจรกรองความถี่สูงอันดับที่ 2 จะมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน คือ

$$T(S) = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \quad (4.90)$$

ซึ่งสามารถหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ได้ดังนี้

$$S_{R_1}^{T(s)} = \frac{1}{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \quad (4.91)$$

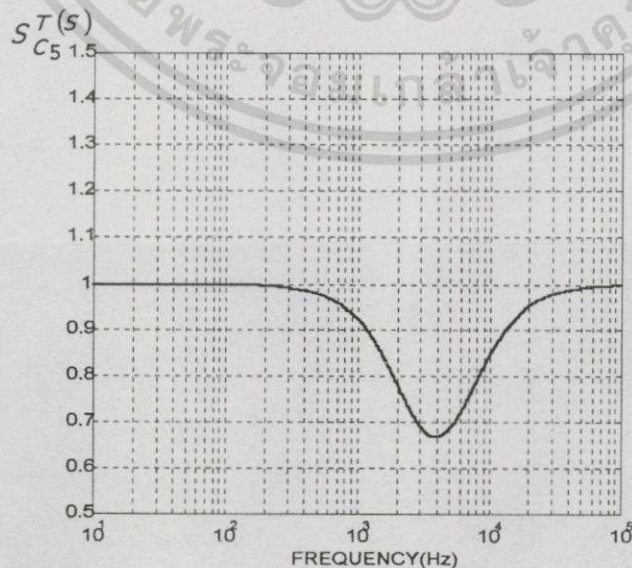
$$S_{R_2}^{T(s)} = \frac{s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \quad (4.92)$$

$$S_{C_1}^{T(s)} = \frac{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s R_1 (C_2 + C_3) + 1}{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \quad (4.93)$$

$$S_{C_2}^{T(s)} = \frac{s R_1 (C_1 + C_3) + 1}{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \quad (4.94)$$

$$S_{C_3}^{T(s)} = \frac{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s C_3 R_1}{s^2 C_2 C_3 R_1 R_2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \quad (4.95)$$

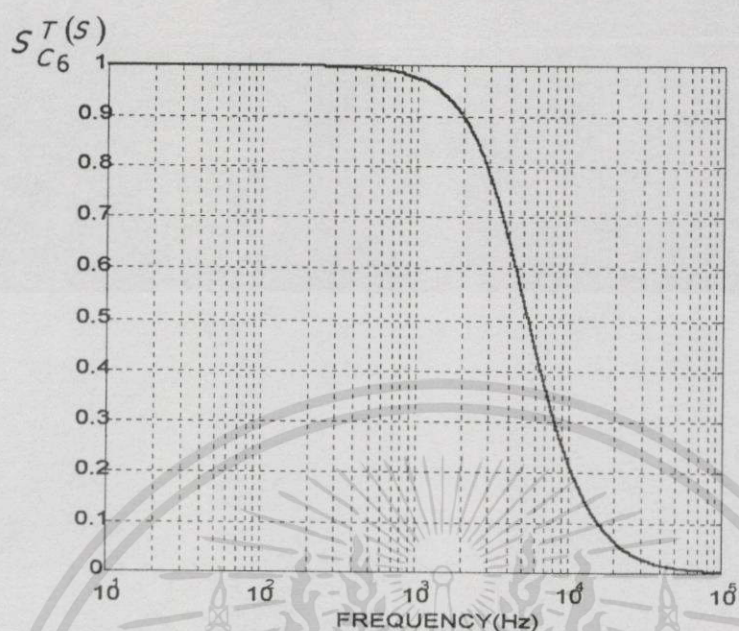
และจากสมการค่าความไวของวงจรกรองความถี่สูง เมื่อนำมาพล็อตกราฟจะได้ว่า



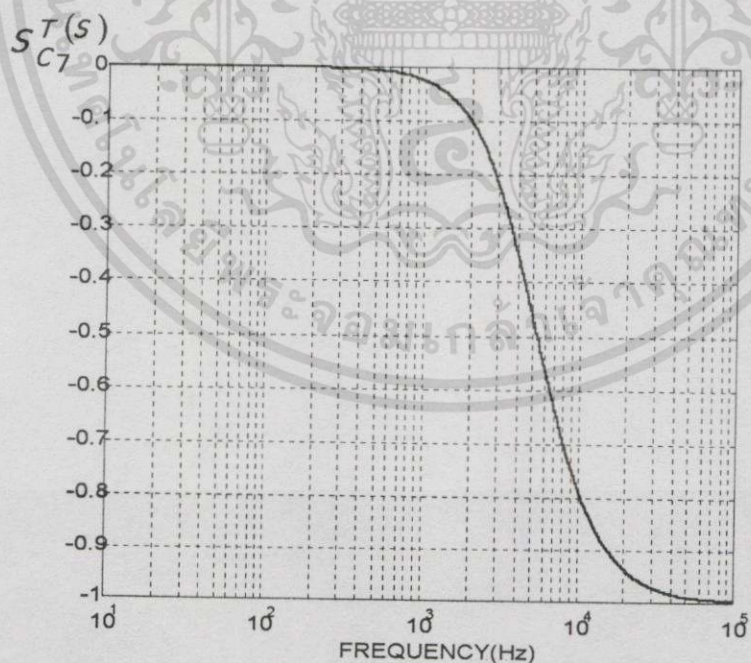
รูปที่ 4.21 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_1 ของวงจรกรองความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

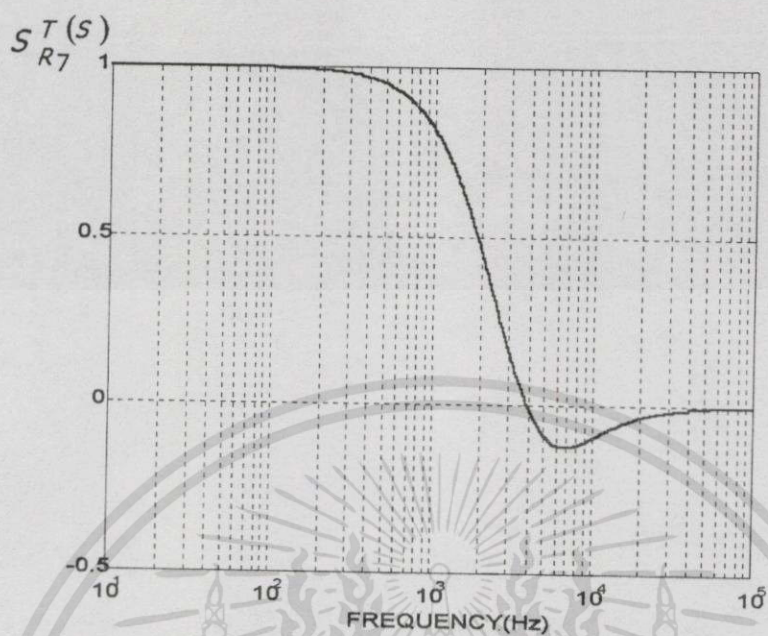


รูปที่ 4.22 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_2 ของวงจรกรองความถี่สูง

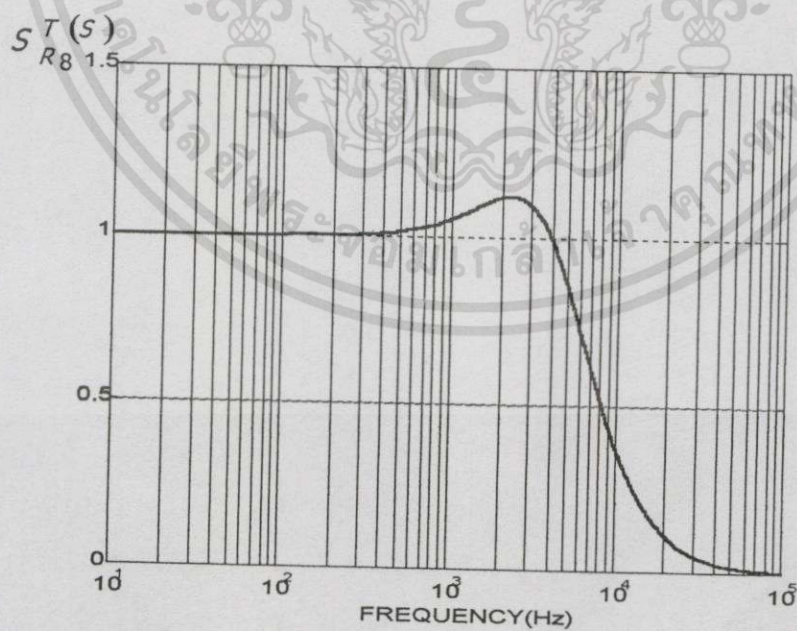


รูปที่ 4.23 แสดงคุณลักษณะค่าความไว C_3 ของวงจรกรองความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.24 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_1 ของวงจรกรองความถี่สูง



รูปที่ 4.25 แสดงคุณลักษณะค่าความไว R_2 ของวงจรกรองความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

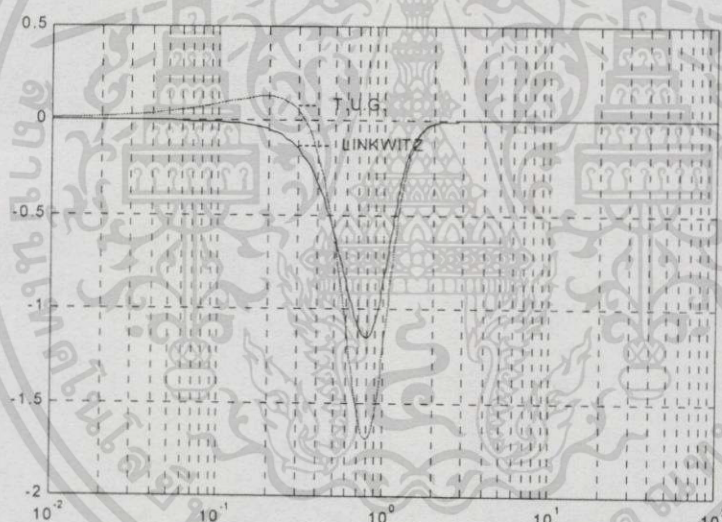
4.5 การหาเกนสโลป(Gain Slope)

ในการหาเกนสโลปนั้น เป็นการดิฟค่าของ $|H(S)|^2$ ของวงจรเทียบกับความถี่ ดังสมการ

$$m_d = d \frac{|H(S)|^2}{d\omega} \quad (4.96)$$

เมื่อ m_d = เกนสโลป
 $H(S)$ = ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

จากสมการ (4.96) สามารถหาเกนสโลปของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG เทียบกับแบบลิงควิทช์ไรเลย์ ได้ดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.26 แสดงคุณลักษณะเกนสโลปของ TUG เทียบกับลิงควิทช์ไรเลย์

จากรูปที่ 4.26 จะเห็นว่าเกนสโลปของ TUG จะชันกว่าของ ลิงควิทช์ไรเลย์ ซึ่งเป็นข้อยืนยันว่าวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบ TUG มีคุณสมบัติผลการตอบสนองทางขนาดที่ชันกว่าวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบลิงควิทช์ไรเลย์

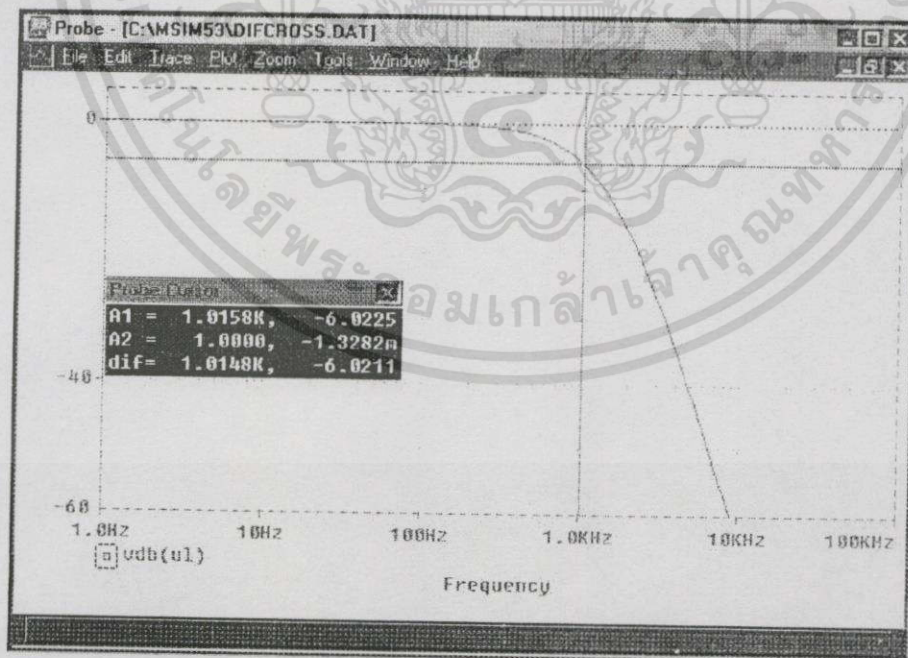
บทที่ 5

การทดสอบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก

เพื่อเป็นการยืนยันให้เห็นว่า วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ TUG ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 4 นั้นสามารถนำไปใช้งานในทางปฏิบัติได้จริง จึงได้มีการทดสอบวงจรที่ออกแบบขึ้น โดยใช้การจำลองผลการทดลองด้วย โปรแกรม P-Spice และการทดสอบวัดผลการทดลองจากวงจรจริงที่สร้างขึ้นด้วยเครื่อง Audio Analyzer ซึ่งจะเปรียบเทียบกับวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงคัฟวิซไอร์แลนด์ที่อันดับที่ 4 เหมือนกัน เนื่องจากวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงคัฟวิซไอร์แลนด์เป็นวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่ได้รับการยอมรับ ว่าเป็นวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่มีคุณสมบัติการตอบสนองไม่ว่าจะเป็นทางความถี่ หรือทางเฟสว่าดีที่สุดของวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน

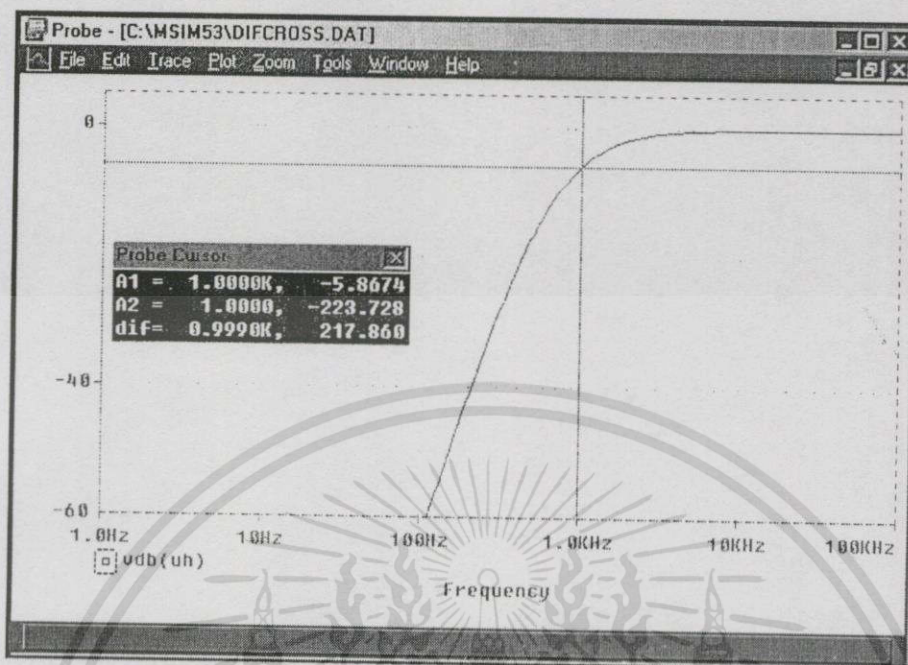
5.1 การจำลองการตอบสนองทางความถี่ (Frequency Response Simulation)

การทดสอบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ TUG ในส่วนนี้จะเป็นการจำลองผลการตอบสนองทางความถี่ด้วยโปรแกรม P-Spice ซึ่งมีผลดังนี้

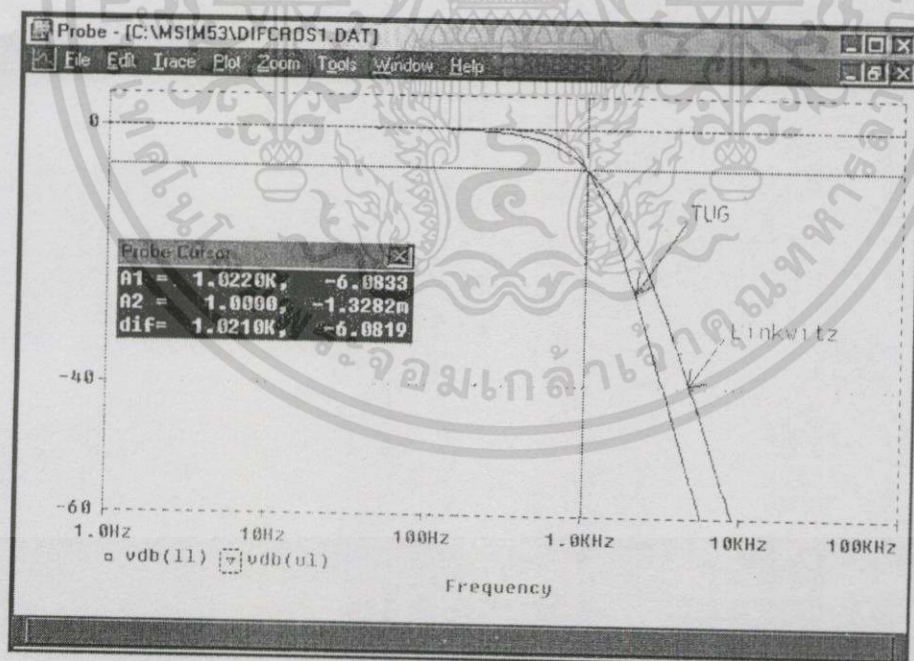


รูปที่ 5.1 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

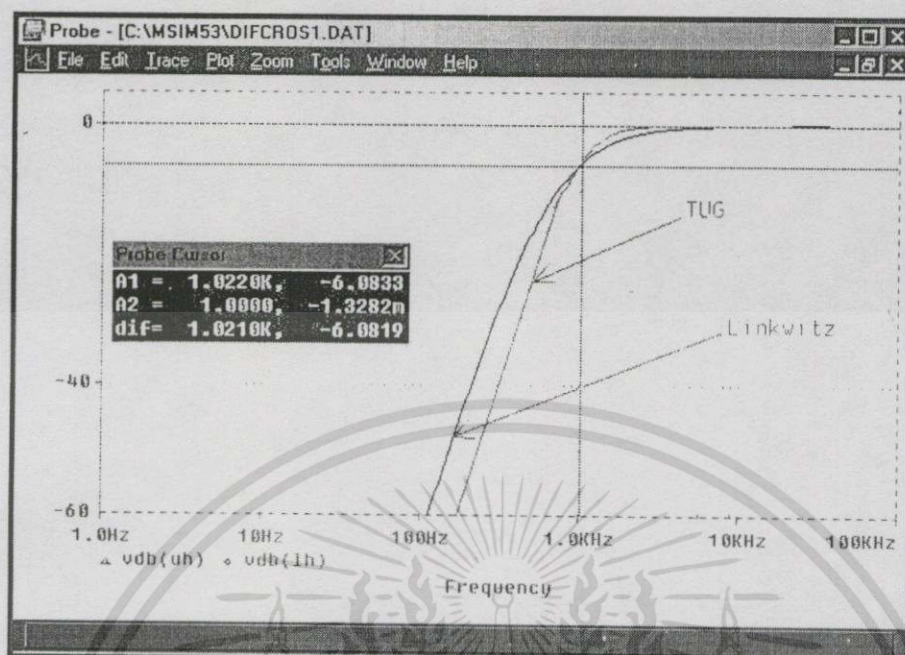


รูปที่ 5.2 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG อันดับที่ 4

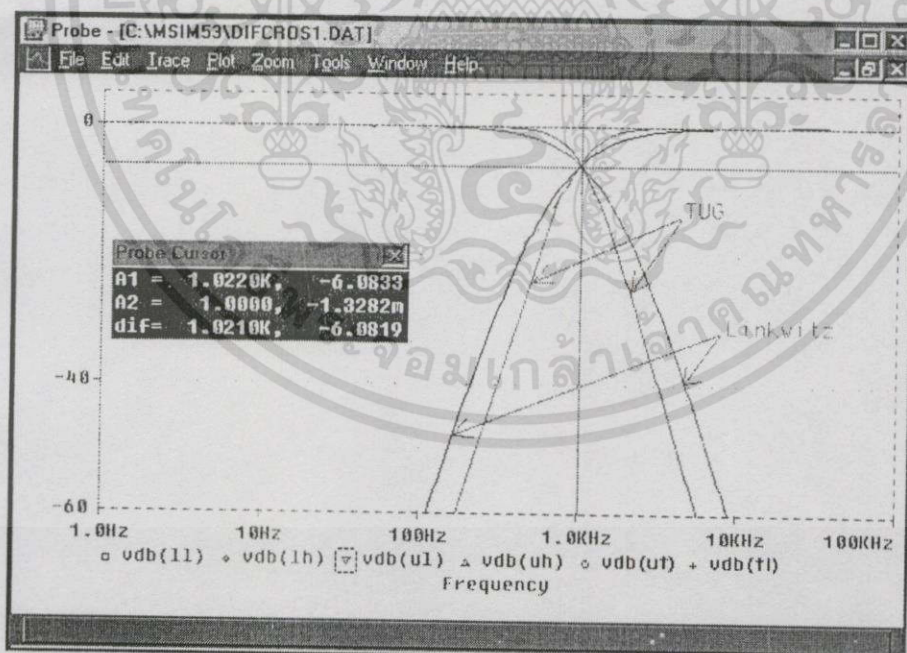


รูปที่ 5.3 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4
เปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่ต่ำแบบลิงค์วิทซ์ไอร์แลนด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG อันดับที่ 4
เปรียบเทียบกับวงจรกรองความถี่สูงแบบลิงค์วิธซ์ไรเลย์



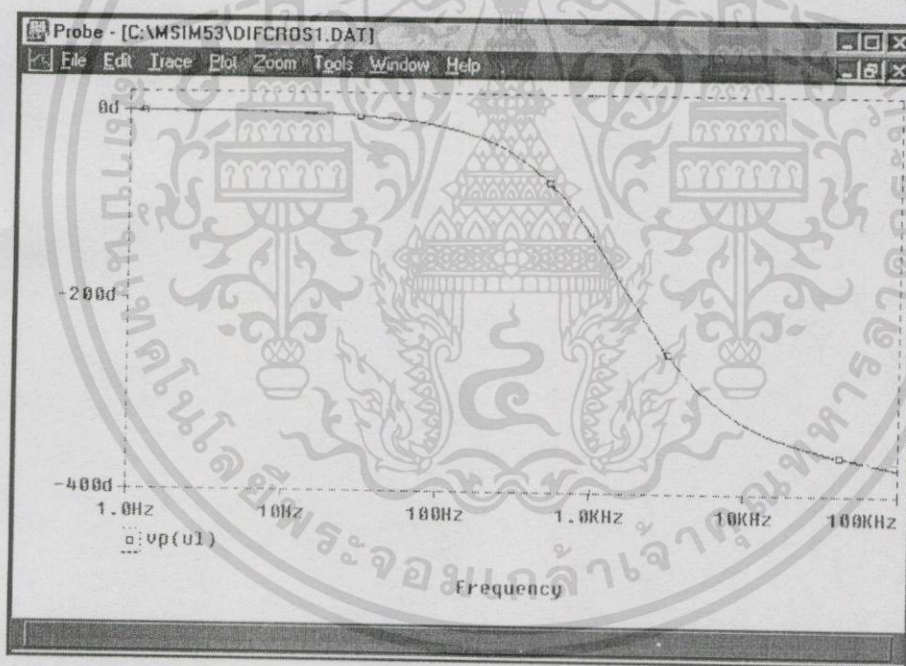
รูปที่ 5.5 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ TUG
เปรียบเทียบกับวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบลิงค์วิธซ์ไรเลย์อันดับที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

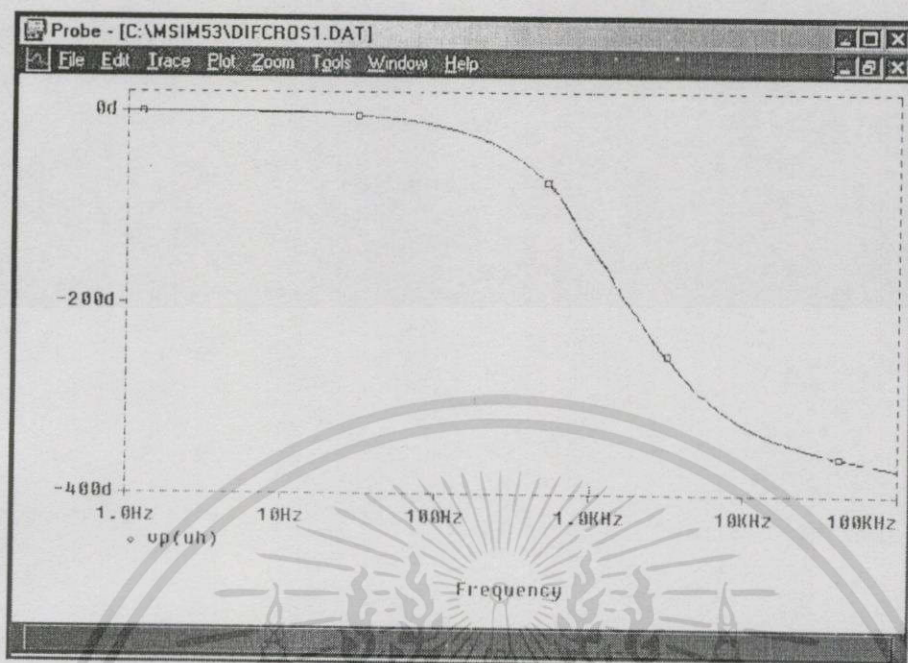
จากรูปที่ 5.3 ถึง 5.5 จะเห็นได้ว่าวงจรแอมป์ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG นั้นจะให้คุณสมบัติของผลการตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ที่ชันกว่าวงจรแอมป์ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ ทำให้วงจรแอมป์ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG สามารถทำการกรองสัญญาณความถี่ออกเป็นช่วงความถี่ที่เพี้ยนให้แก่ลำโพงได้ดีกว่าวงจรแอมป์ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์

5.2 การจำลองการตอบสนองทางเฟส (Phase Response Simulation)

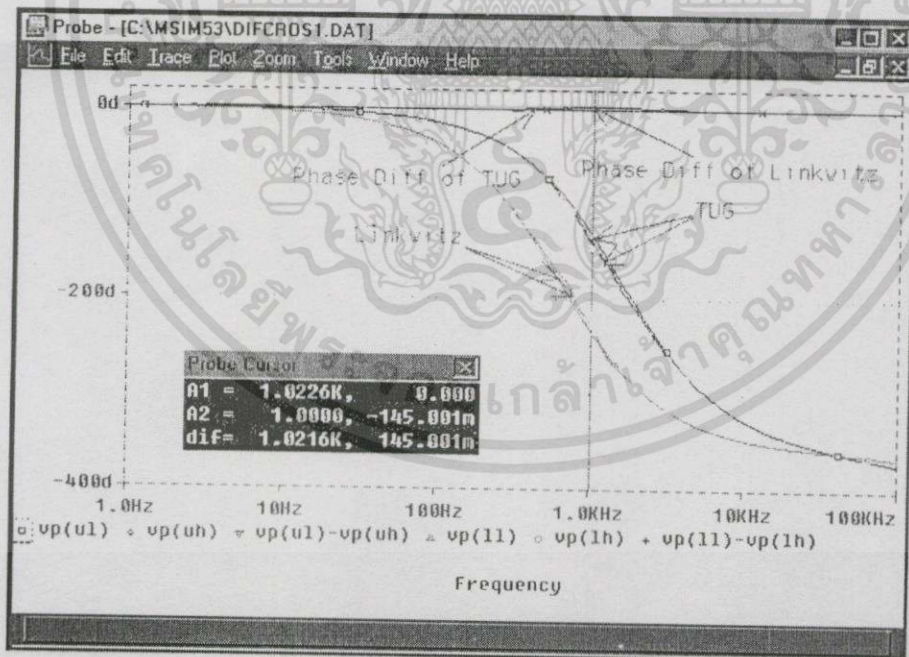
ผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรแอมป์ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คนั้น นับว่ามีความสำคัญอย่างยิ่ง หากวงจรแอมป์ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คมีผลการตอบสนองทางความถี่ที่มีอัตราความชันเพียงอย่างเดียว แต่ผลการตอบสนองทางเฟสไม่ดีก็จะทำให้เป็นวงจรแอมป์ฟรอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คมีคุณภาพที่ต่ำได้ ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีการทดสอบผลการตอบสนองทางเฟสด้วย



รูปที่ 5.6 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG อันดับที่ 4



รูปที่ 5.7 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG อันดับที่ 4



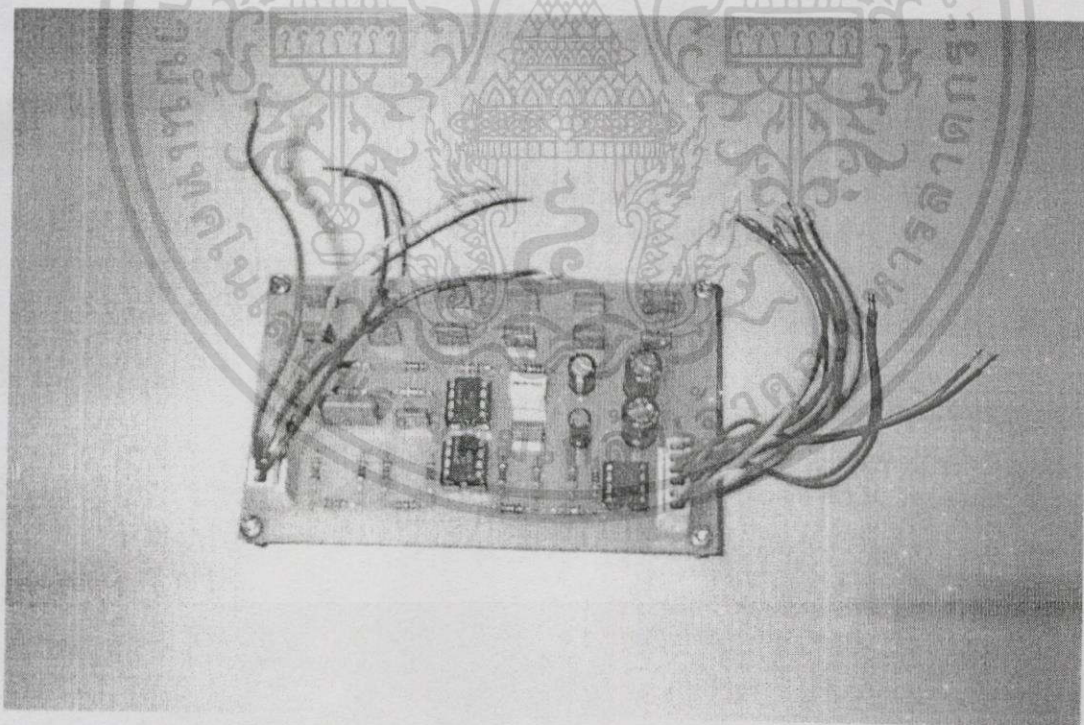
รูปที่ 5.8 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสที่เป็นความต่างเฟสของวงจรคอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG เปรียบเทียบกับ วงจรคอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบลิงควิตซ์ไรเลย์อันดับที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากรูปผลการจำลองผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ TUG เปรียบเทียบกับ วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบลิ่งควิรซ์ไรเลย์ ดังรูปที่ 5.8 นั้น จะเห็นได้ว่า วงจรแบบ TUG นั้นจะมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นมากกว่าแบบลิ่งควิรซ์ไรเลย์ และมีความต่างเฟสระหว่างวงจรรองความถี่ต่ำกับวงจรรองความถี่สูงน้อยมาก ซึ่งใกล้เคียงกับของลิ่งควิรซ์ไรเลย์

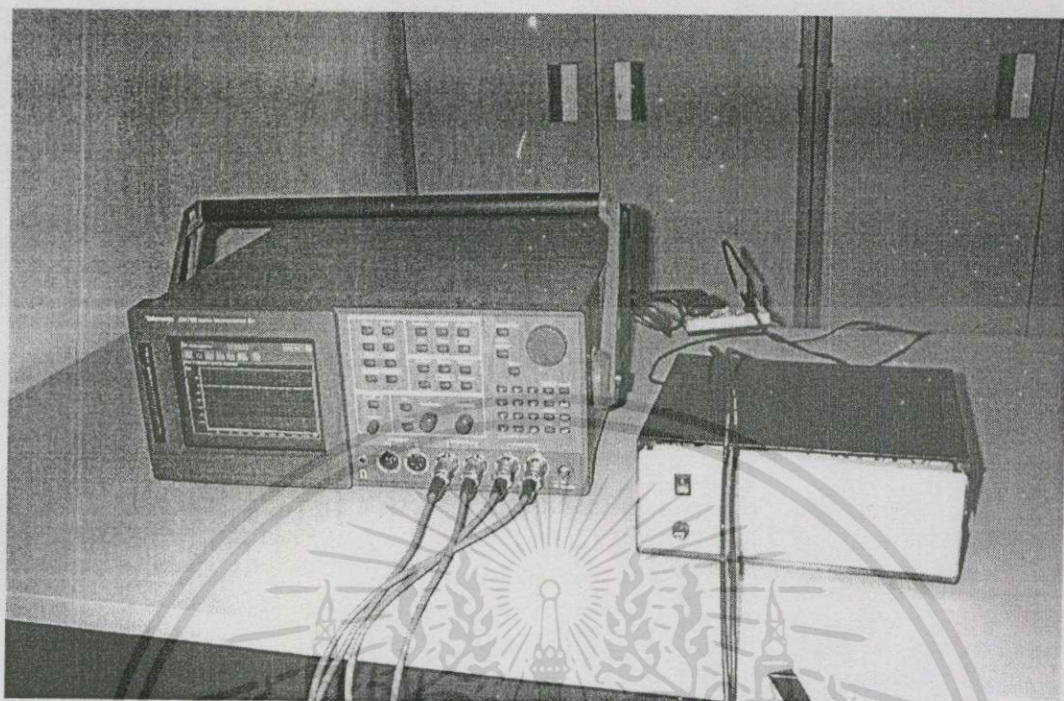
5.3 การวัดผลตอบสนองทางความถี่ด้วยเครื่อง Audio Analyzer

ถึงแม้ว่าเราได้ทดสอบวงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ TUG ด้วยการจำลองผลการตอบสนองต่างๆ ของวงจรด้วยโปรแกรม P-Spice แล้วก็ตาม แต่ก็ยังไม่สามารถสรุปได้ว่าสามารถนำไปใช้งานจริงหรือไม่ จึงต้องมีการสร้างวงจรจริงขึ้นมา แล้วนำมาทำการทดสอบวงจรที่สร้างขึ้น โดยเครื่องมือที่สามารถวัดได้ทั้งผลการตอบสนองทางความถี่ และผลการตอบสนองทางเฟสได้นั้น ต้องเป็นเครื่องมือเฉพาะทาง ซึ่งได้แก่ เครื่อง Audio Analyzer



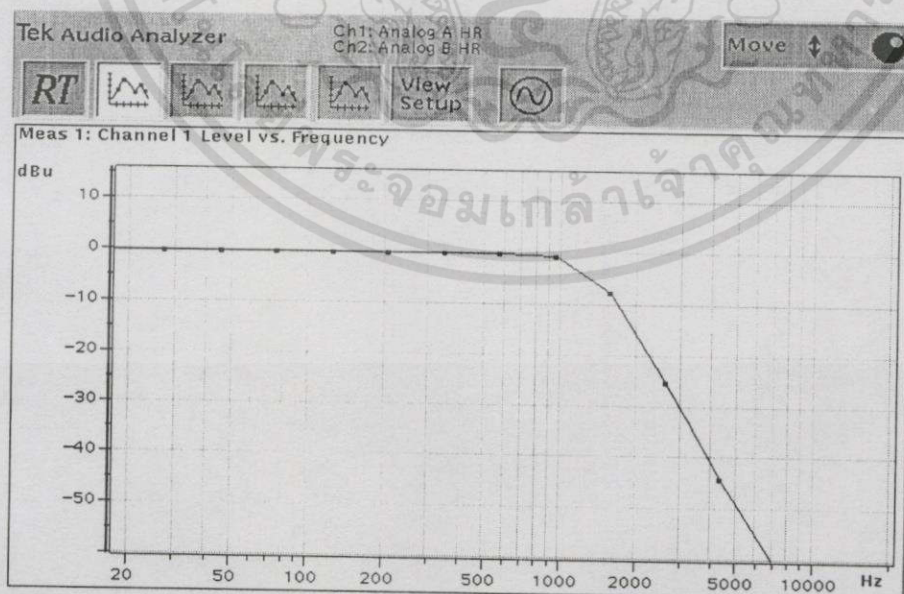
รูปที่ 5.9 แสดงตัวชิ้นงานวงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ TUG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 แสดงการวัดผลการตอบสนองด้วยเครื่อง Audio Analyzer

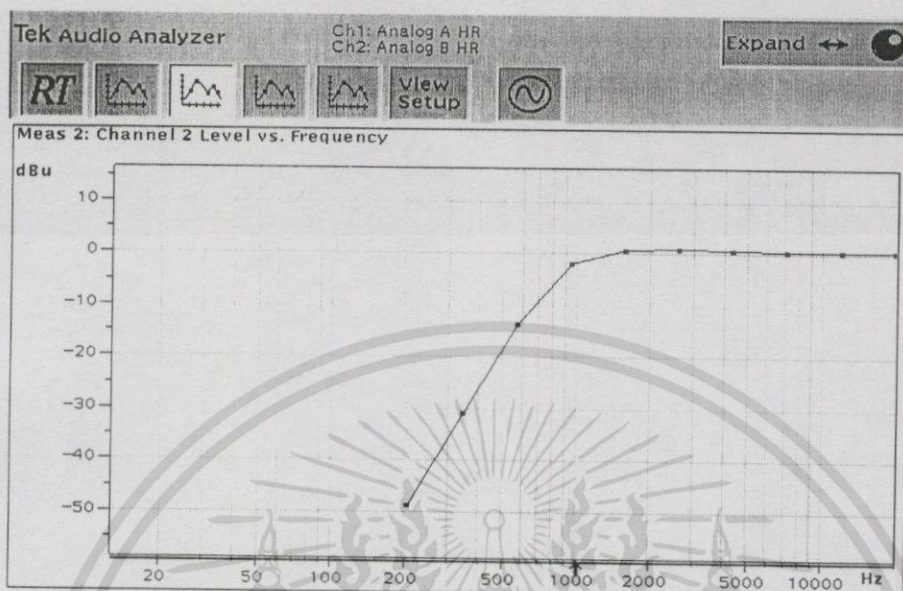
ผลการทดสอบผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟครอส โอเวอร์โมด์เวอร์คแบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer สามารถแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้



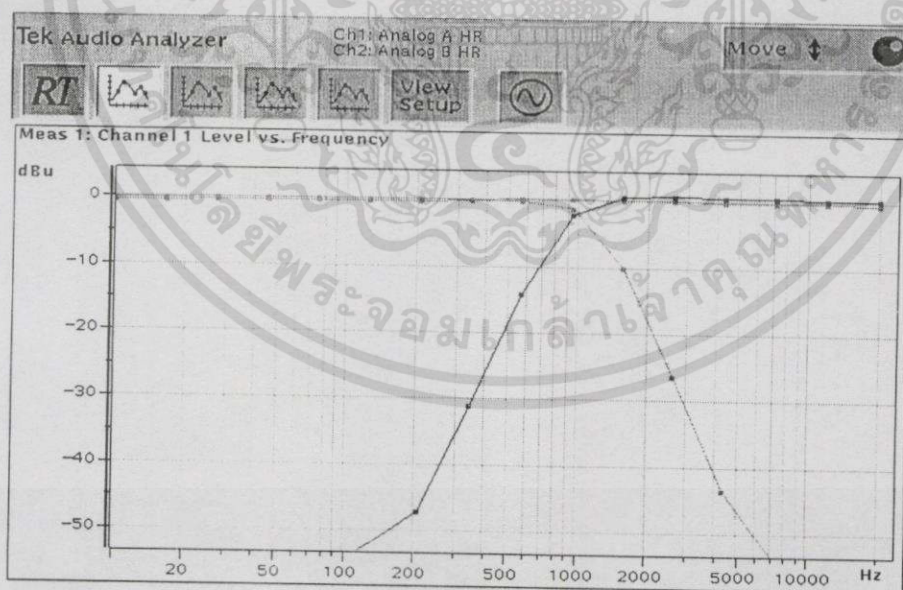
รูปที่ 5.11 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG

ด้วยเครื่อง Audio Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

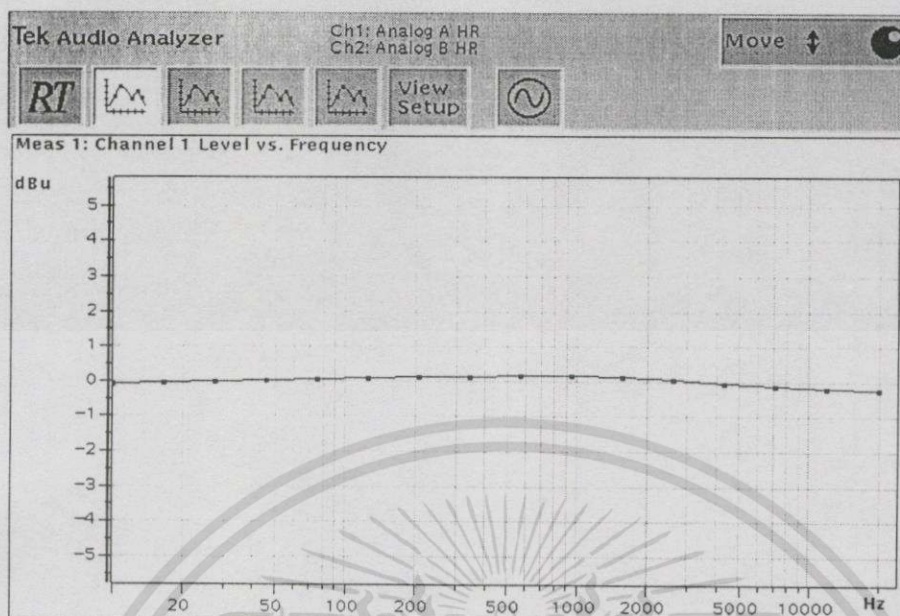


รูปที่ 5.12 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG
ด้วยเครื่อง Audio Analyzer



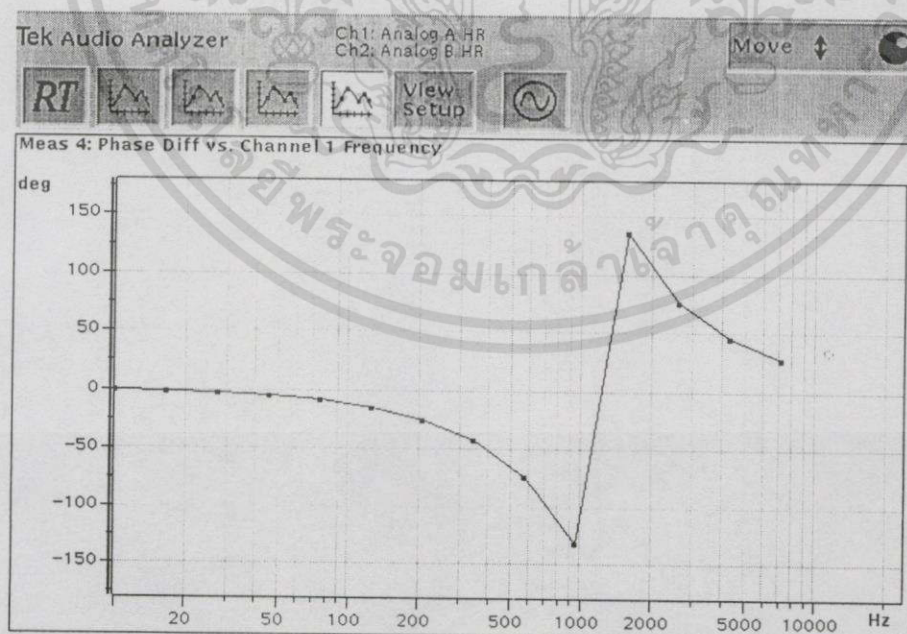
รูปที่ 5.13 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรแอ็คทีฟคอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คแบบ TUG
ด้วยเครื่อง Audio Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 แสดงผลการตอบสนองทางความถี่ของการรวมสัญญาณระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูงของวงจรแอมป์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์กแบบ TUG ด้วยเครื่อง Audio Analyzer

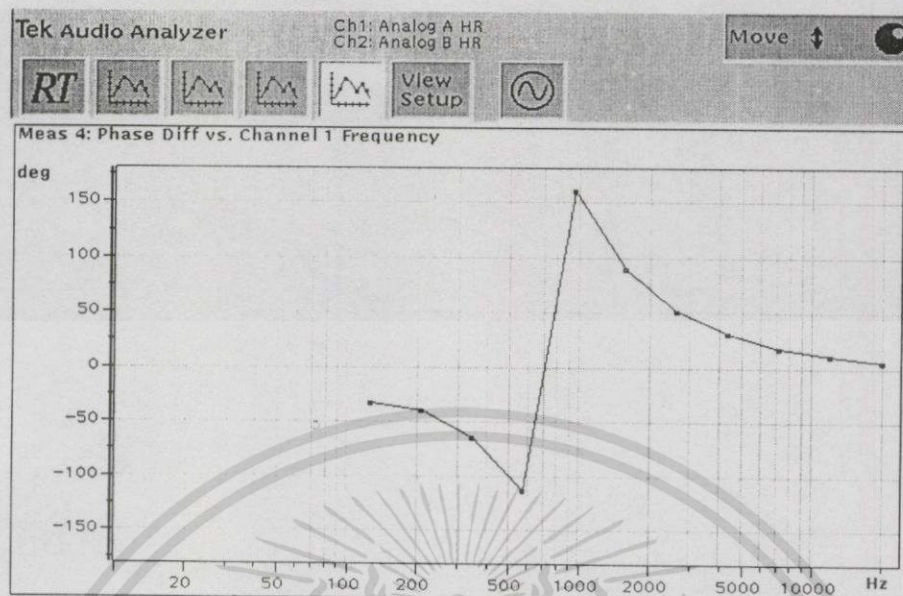
5.4 การวัดผลตอบสนองทางเฟสด้วยเครื่อง Audio Analyzer



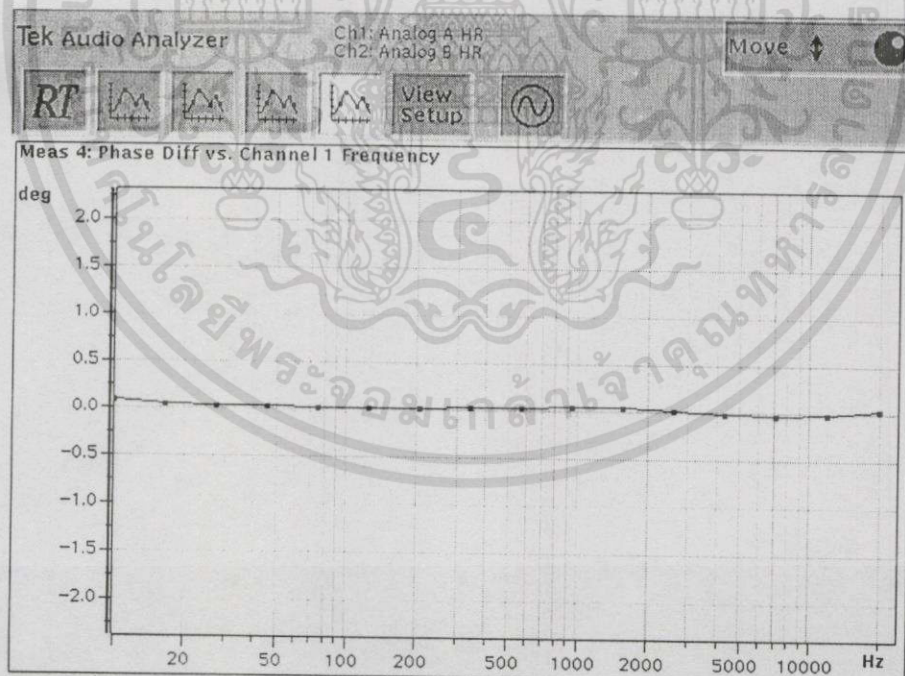
รูปที่ 5.15 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ TUG

ด้วยเครื่อง Audio Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 แสดงผลการตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองความถี่สูงแบบ TUG
ด้วยเครื่อง Audio Analyzer



รูปที่ 5.17 แสดงความต่างเฟสของวงจรเอ็คทีฟคอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ TUG
ด้วยเครื่อง Audio Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการออกแบบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบ อุลตราสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ซึ่งวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค โดยทั่วไปจะต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญอยู่ 2 ประการคือ มีเฟสเป็นเชิงเส้น และมีความชันทางขนาดที่สูงในช่วงแถบความถี่ผ่าน ทั้งนี้เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่มีคุณภาพสูงก่อนที่จะนำไปขยายออก ลำโพง และเพื่อให้ลำโพงแต่ละตัวสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นจึงอาจจะสรุปได้ว่า วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คเป็นหัวใจสำคัญที่จะทำให้ ระบบเสียงที่ออกมามีคุณภาพสูง หรือคุณภาพต่ำ ก็ต้องขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คด้วย

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบอุลตราสเฟียริคัล - เงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบอุลตราสเฟียริคัล - เงินเนอร์ไลซ์เบสเซล โพลิโนเมียล หรือที่เรียกว่า TUG ซึ่งนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการใชโพลิโนเมียล 2 แบบ ที่มีคุณลักษณะผลการตอบสนองเด่นในเรื่องทางขนาดและทางเฟสมาผสมกัน โดยในการผสมกันของ โพลิโนเมียล จะเรียกว่า การทรานซิชั่นเนล และโพลิโนเมียลที่นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แก่ อุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล และเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ซึ่งการทรานซิชั่นเนลนั้น มีวัตถุประสงค์เพื่อให้วงจรที่สร้างขึ้นมีคุณสมบัติผลการตอบสนองที่แตกต่างกันออกไปตามต้องการ โดยทั่วไปแล้ว จะเป็นการนำคุณสมบัติผลการตอบสนองที่ดีของวงจรองความถี่ในแต่ละแบบมารวมกัน เนื่องจากวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คที่ใช้โดยทั่วไปมักเป็นวงจรองความถี่ชนิดเดียว เท่านั้น ที่มีคุณสมบัติผลการตอบสนองที่ดีแค่ทางขนาดหรือทางเฟสเพียงอย่างเดียวอย่างใดอย่างหนึ่งเท่านั้น ทำให้เสียงที่ออกมาจากวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คมีคุณภาพไม่ดีเท่าที่ควร

แต่วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คแบบอุลตราสเฟียริคัล - เงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ซึ่งเป็นการรวมกันระหว่าง อุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล ที่ให้ผลการตอบสนองทางขนาดที่ชันมาก เมื่อเทียบกับวงจรองความถี่แบบอื่นๆ กับเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ที่ให้ผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นมากที่สุด เมื่อนำมารวมกันแล้วก็จะให้คุณสมบัติผลการตอบสนองในทางขนาดที่ชัน และยังให้ผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น ซึ่งผลการตอบสนองทั้งสองนี้เป็นคุณสมบัติของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คที่ดี โดยวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คนี้จะมีพารามิเตอร์ต่างๆ ทั้งของอุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล เพื่อใช้ในการปรับคุณสมบัติของวงจรให้ได้คุณสมบัติตามที่ต้องการ ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3

การวิเคราะห์และการออกแบบ

วงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบอูลตราสเฟียริคัล – เจ็นเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในการวิเคราะห์วงจรจะเป็นการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ หรือเป็นวิเคราะห์ทางสมการนั่นเอง ซึ่งเป็นวิธีที่สะดวก และให้ผลการวิเคราะห์ที่น่าเชื่อถือเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไป โดยรายละเอียดในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรได้แสดงไว้แล้วในบทที่ 4

การทดสอบและผลการทดลอง

สำหรับรายละเอียดในการทดสอบและผลการทดลองนั้นได้แสดงไว้ในบทที่ 5 ซึ่งในการทดสอบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบอูลตราสเฟียริคัล และเจ็นเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลเปรียบเทียบกับวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ โดยในการทดสอบจะแบ่งเป็น 2 กรณี คือ การจำลองผลการตอบสนองทั้งทางขนาดและทางเฟสด้วยโปรแกรม P-Spice และการวัดคุณสมบัติผลการตอบสนองที่แท้จริงของวงจรที่สร้างขึ้นด้วยเครื่อง Audio Analyzer

จากการทดสอบ จะเห็นได้ว่า วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบอูลตราสเฟียริคัล – เจ็นเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล เมื่อได้ทำการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ได้อย่างเหมาะสมแล้วก็จะได้คุณสมบัติผลการตอบสนองทางขนาดที่ชันกว่าแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ เมื่อเปรียบเทียบในอันดับเดียวกันคือ อันดับที่ 4 อีกทั้งยังมีคุณสมบัติผลการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นกว่าของลิงค์วิซซ์ไรเลย์ และยังให้ค่าความต่างเฟสระหว่างวงจรองความถี่ต่ำกับวงจรองความถี่สูงที่ต่ำมากจนถือได้ว่าเทียบเท่ากับของลิงค์วิซซ์ไรเลย์ ดังนั้นจึงเป็นข้อสรุปได้ว่า วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบอูลตราสเฟียริคัลและเจ็นเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล ที่ได้ออกแบบขึ้นมานั้น เมื่อทำการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรได้อย่างเหมาะสมแล้ว จะทำให้ได้วงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ ซึ่งเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไป

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากแนวความคิดในการพัฒนาโครงสร้างแบบใหม่ตลอดจนการวิเคราะห์ และออกแบบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คแบบอูลตราสเฟียริคัลและเจ็นเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล โดยอาศัย การทราบชั้ชั้นแนลกันระหว่าง 2 โพลิโนเมียล ที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า เป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพดีกว่าแบบลิงค์วิซซ์ไรเลย์ และสามารถสร้างขึ้นมาใช้งานจริงได้อีกด้วย ดังนั้นเพื่อทำให้เกิดการพัฒนาต่อไปเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่สูงขึ้น ตลอด

จนสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างหลากหลายนั้น ผู้เขียนเห็นว่า ควรจะมีการพัฒนางจรแเอ็คทีฟทรอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค แบบฮูลดร้าสเฟียริคัล – เงินเนอร์ไลซ์เบสเซล โพลีโนเมียล ดังนี้

1. ในการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรมัน ถ้าปรับอย่างละเอียดก็จะได้คุณสมบัติการตอบสนองที่ดี แต่ก็อาจมีข้อจำกัดในการสร้างวงจรจริงอยู่บ้าง ตรงที่ไม่สามารถหาค่าของอุปกรณ์ได้ตามการออกแบบ ดังนั้นจึงควรใช้วิธีการประมาณค่าของตัวอุปกรณ์ให้ใกล้เคียงกับที่ออกแบบ

2. อาจมีการนำสมการโพลีโนเมียลอย่างอื่นๆ ที่มีคุณสมบัติการตอบสนองที่ดีกว่า นำมาทราเนชันแนลกับ TUG ก็จะทำให้ได้คุณสมบัติผลการตอบสนองตามที่ต้องการ

3. ในปัจจุบันจะเห็นได้ว่า ในระบบเสียงที่มีอยู่นั้นเริ่มเข้าสู่ระบบดิจิทัล ดังนั้นถ้ามีการสร้างวงจรแเอ็คทีฟทรอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค แบบฮูลดร้าสเฟียริคัลและเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล โพลีโนเมียลดังที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้เป็นแบบดิจิทัล ก็จะทำให้วงจรมีประสิทธิภาพมากขึ้น และยังช่วยลดความยุ่งยากในการเลือกค่าตัวอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจร เนื่องจากในระบบดิจิทัลนั้นสามารถกำหนดค่าของตัวอุปกรณ์ได้จากเขียนโปรแกรม

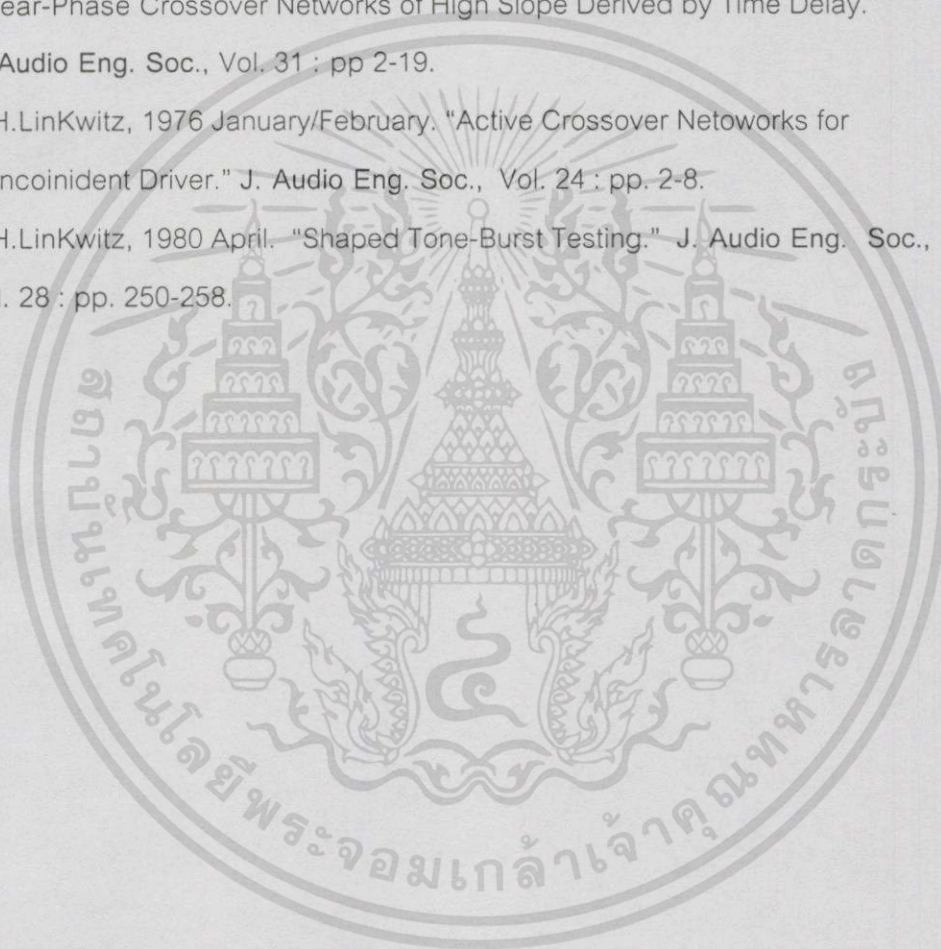
ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่า วงจรแเอ็คทีฟทรอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค แบบฮูลดร้าสเฟียริคัล – เงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลีโนเมียล นี้คงเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่สนใจศึกษา และคิดว่าเกี่ยวกับวงจรทรอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค และหากมีผู้ที่สนใจต้องการจะศึกษาค้นคว้าวิจัยต่อไปผู้เขียนยินดีที่จะมอบความรู้และเทคนิคต่างๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยความยินดี เพื่อเป็นประโยชน์ในการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. C. Temes and S. K. Mitra, 1973. "Modern Filter Theory and Design."
John Wiley & Sons, Inc.
- [2] A. Budak, 1974. "Passive and Active Network Analysis and Synthesis."
Houghton Mifflin Company.
- [3] V. Valkenburg, 1982. "Analog Filter Design." Holt Saunders.
- [4] Johnson D. E. and Johnson J. R., 1966. "Low-Pass Filter Using Ultraspherical Polynomial." IEEE Trans on Circuit Theory. Vol. CT-13 : pp. 364-368.
Houghton Mifflin Company.
- [5] กนก เจนจิระพงศ์เวช, และคณะ. "วงจรรองความถี่ต่ำอูลตราสเฟียรีคัล-เจ็นเนอริไลซเบสเซลโพลีโนเมียล," การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 9,
- [6] Jose R. Martinez, 1977. "Transfer Function of G.B.P." IEEE Circuit and System. CAS Vol. 24 : pp. 325 – 328.
- [7] กนก เจนจิระพงศ์เวช, 2528. "คุณสมบัติทางพีชคณิตบางประการของเจ็นเนอริไลซเบสเซลโพลีโนเมียล," วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 7 ฉบับที่ 1ม. หน้า 124-1248.
- [8] Poless Y. and Murakami T., 1957 "Analysis and Synthesis of Transitional Butterworth Thomson Filter and BandPass Amplifier." R.C.A.Review. : pp. 60-94
- [9] B. D. Rajovich. "Transitional Butterworth Legendre Filter (T.B.L.)." The Radio and Electronic Engineering
- [10] กนก เจนจิระพงศ์เวช, ไพศาล สิทธิโยภาสกุล, 2530 "Butterworth Ultraspherical Polynomial Filter." การประชุมวิชาการครั้งที่ 10
- [11] กนก เจนจิระพงศ์เวช, ไชยศักดิ์ แซ่ว่อง, 2530 "Transitional Ultraspherical Polynomial Filter." การประชุมวิชาการครั้งที่ 10
- [12] J.R. Small, 1972 June. "Active and Passive Filters as Loudspeaker Crossover Networks." J. Audio Eng. Soc., Vol. 19 : pp. 494-502,
- [13] R.H. Small, 1971 January. "Constant – Voltage Crossover Network Design." J. Audio Eng. Soc., Vol. 19 : pp. 12-19,
- [14] P. Garde, 1980 September. "All-Pass Crossover Systems." J. Audio Eng. Soc., Vol. 28, No. 9 : pp. 575-584,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] W.M. Leach Jr., 1980 June. "Loudspeaker Driver Phase Response: The Neglected of Crossover Network." J. Audio Eng. Soc., Vol. 28, : pp. 410-421,
- [16] Stanley P. Lipshitz, Mark Pocock, et.al. 1982 September. "On the Audibility of Midrange Phase Distortion in Audio System." J. Audio Eng. Soc., Vol. 30, No 9.
- [17] Hideo Suzuki, Shigeru Morita, et.al., 1980 September. "On the Perception of Phase Distortion." J. Audio Eng. Soc., Vol. 28, No 9.
- [18] Stanley P. Lipshitz, and John Vanderkooy, 1983 January/February. "A Family of Linear-Phase Crossover Networks of High Slope Derived by Time Delay." J. Audio Eng. Soc., Vol. 31 : pp 2-19.
- [19] S.H.LinKwitz, 1976 January/February. "Active Crossover Networks for Noncoincident Driver." J. Audio Eng. Soc., Vol. 24 : pp. 2-8.
- [20] S.H.LinKwitz, 1980 April. "Shaped Tone-Burst Testing." J. Audio Eng. Soc., Vol. 28 : pp. 250-258.



ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] Uthai Sritheeravirojana, Sorapong Seatia and Kanok Janchitrapongvej. 2000.
 “Crossover Networks Design using Ultraspherical – Generalized Bessel
 Polynomials.” APSBC’2000, pp. 59-61.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

2000 Asia-Pacific Symposium on Broadcasting and Communications

APSBC 2000



December 21-23, 2000

**King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, Thailand**



NIME



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Crossover Networks Design using Ultraspherical – Generalized Bessel Polynomials

Uthai Sritheeravirojana, Sorapong Seatia and Kanok Janchitrapongvej

Research Center for Communications and Information Technology, and
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology
Ladkrabang, Bangkok, Thailand 10520.

E-mail : kjkanok@kmitl.ac.th

Abstract

This paper proposed a design of crossover networks using Ultraspherical – Generalized Bessel polynomial. The main advantages of the proposed methods are high cutoff rate and linear phase.

The parameter α , a and m are used to selected the optimum of amplitude and phase characteristics. Herein, the simulation results of characteristics response for the design of a fourth order transitional Ultraspherical – Generalized Bessel polynomials filter is compared to Linkwitz – Riley crossover networks.

I. Introduction

The main considerations of crossover networks design are the frequency characteristic cut off rate and phase difference. The addition of low pass and high pass amplitude of the crossover frequency characteristics must be flat and differentially small phase.

There are many type of filter circuit configurations to be used for crossover networks such as Chebychev, Butterworth, Bessel etc. Each of them have difference in characteristics.

Today the most popular crossover networks are Linkwitz – Riley because it has high cut off rate and less phase difference, but it disadvantage is that no parameter to adjust for its best characteristics. Otherwise, the designers have to increase the order of the transfer function, that mean the circuit are not simple and non economic. Hence, crossover networks by using Ultraspherical – Generalize Polynomials have more higher slope cutoff and less of phase difference, because it have parameters α , a and m to adjust the circuit performance for the best results.

II. Transitional Ultraspherical – Generalized Bessel (TUG) Filters

A class of transitional filters (TUG), whose frequency response can be approximated with a high steeper slope at cutoff at high frequency (Ultraspherical) [1] and linear phase (Generalized Bessel) filter [2].

The pole of TUG transfer function [3] is

$$S_k = S_{kU}^{1-m} \cdot S_{kT}^m \quad 0 \leq m \leq 1 \quad (1)$$

where the magnitude and the argument of S_k are given as:

$$|S_k| = |S_{kU}|^{1-m} \cdot |S_{kT}|^m \quad (2)$$

$$\arg(S_k) = \arg(S_{kU}) - m[\arg(S_{kU}) - \arg(S_{kT})] \quad (3)$$

The Ultraspherical polynomials are given by

$$U_n^\alpha(S) = \sum_{k=0}^n \frac{(-n)_k (2\alpha + n + 1)_k}{k! (1 + \alpha)_k} \left(\frac{1-S}{2}\right)^k \quad (4)$$

and Generalized polynomials are given by

$$G_n^a(S) = \sum_{k=0}^n (-n)_k \frac{(a + n - 1)_k}{k!} \left(\frac{-S}{2}\right)^{n-k} \quad (5)$$

$$\text{where } (a)_n = \prod_{i=1}^n (a + i - 1) \quad (6)$$

and α , a , m are the parameters of Ultraspherical, Generalized Bessel polynomials and their transitional value respectively.

In order to compare the proposed crossover network with the Linkwitz – Riley, in this example The design transitional TUG with the Ultraspherical parameter $\alpha = -0.2$, Generalized Bessel parameters $a = 3$ and $m = 0.5356$ are chosen to meet the desirable property.

The transfer function of fourth order low – pass filter is

$$H(S) = \frac{1}{S^4 + 2.7093S^3 + 3.8491S^2 + 2.6854S + 1} \quad (7)$$

and the high pass filter is obtained by using the frequency transformation.

It is known that normalized Linkwitz – Riley polynomials [4] of even order is identical to Butterworth polynomials of k order

$$L_{2k}(s) = [B_k(s)]^2 \quad (8)$$

for example, the normalized Linkwitz –Riley polynomials of order 4 is as follows:

$$L_4(s) = [B_2(s)]^2 \\ = 1 + 2\sqrt{2}s + 4s^2 + 2\sqrt{2}s^3 + s^4 \quad (9)$$

III. Simulation Result

We choose the optimum value of parameter as follows

$$\alpha = -0.2, a = 3 \text{ and } m = 0.5356$$

The simulation results of frequency and phase response as shown in Fig. 1, and Fig. 2 witch compared to Linkwitz – Riley.

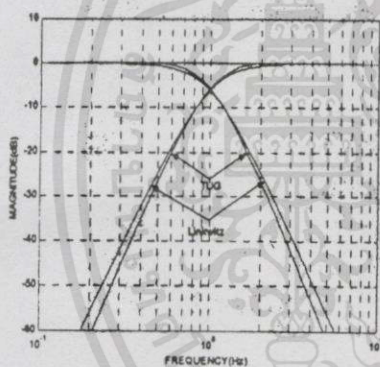


Fig. 1 Comparison of the magnitude response of the crossover filters

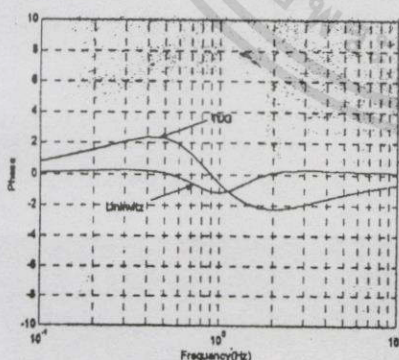


Fig. 2 Comparison of the phase difference of the crossover filters

Fig. 1 and Fig. 2 Shows the amplitude and phase response of the design crossover networks compare to Linkwitz – Riley filter.

It is seen that the TUG crossover networks have higher slope rate than does the Linkwitz – Riley filters and the phase difference is less than 3° , nearly by Linkwitz – Riley.

IV. Gain Slope

The gain slope is defined as the differential of the Magnitude Square of the transfer function $H(s)$ with respect to frequency cutoff (ω_c) due to ω

$$m_d = d \left| \frac{H(s)^2}{d\omega} \right|_{\omega=1} \quad (10)$$

where m_d = gain slope,

$H(s)$ = Transfer function

It is seen that the gain slope of TUG has steeper slope at crossover frequency than does the Linkwitz filter as shown in Fig. 3.

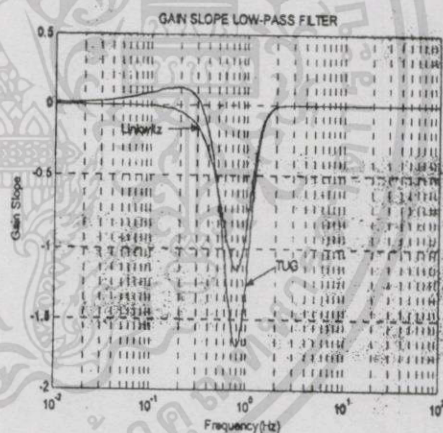


Fig. 3 Gain Slope characteristics of Linkwitz and TUG

VI. Conclusion

The design of crossover networks using Ultraspherical – Generalized Bessel Polynomial have steeper amplitude response better than does the Linkwitz – Riley and have the phase difference nearly to the Linkwitz – Riley. In addition, the crossover network in this paper has parameters to adjust the characteristics of the circuit.

References

- [1] D. E. Jonhson and J. R. Jonhson, "Low pass Filters using Ultraspherical Polynomials", IEEE Trans. On CAS, Vol. CT-13, No. 4, Dec. 1966.
- [2] Jose R. Martinez, "Transfer functions of Generalized Bessel Polynomials", IEEE. Trans. on CAS -24, No. 6, June 1977.
- [3] Y. Peless and T. Murakami, "Analysis and Synthesis of transitional Butterworth - Thomson filters and bandpass amplifier", RCA. Rev, Vol. 18, 1957
- [4] Starley P. Lipshitz and J. Vanderkooy, "A Family of Linear - Phase Crossover Networks of High Slope Derived by time delay", J. Audio Eng. SOC., Vol 31 No1/2 Jan/Feb. 1983



ประวัติผู้เขียน

นายอุทัย ศรีธีระวิโรจน์ เกิดเมื่อวันที่ 31 พฤษภาคม พ.ศ. 2491 ที่จังหวัดบุรีรัมย์ สำเร็จการศึกษา ประกาศนียบัตรชั้นสูง สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2522 ปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาเทคโนโลยีโทรทัศน์ จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2520 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง สาขาโทรคมนาคม จากวิทยาลัยโทรคมนาคมนนทบุรี ปีการศึกษา 2513 และ ม.ศ. 5 จากโรงเรียนวัดราชาธิวาส ท่าवासกรี สามเสน กรุงเทพฯ ปีการศึกษา 2510

ปี พ.ศ. 2524 เข้ารับราชการในตำแหน่งอาจารย์ สังกัดภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จนถึงปัจจุบัน

