



การออกแบบวงจรคrossoverเน็ตเวิร์ค
DESIGN OF CROSSOVER NETWORK



วัน เดือน ปี..... 14.ค.ค.2541
เลขทะเบียน..... 038932
เลขเรียกหนังสือ..... 10172 ส ๗๑๓ก

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ปร 038932 ก
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาโท การออกแบบเครือข่ายโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

Design of Crossover Network

ชื่อนักศึกษา นาย รัชชัย เพิ่มพล

นาย สุพจน์ พรสกุลรัตน์

นาย สุรัตน์ พิมพ์สกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

ปีการศึกษา 2540

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติ
ให้นำปริญญาโทฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช)

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

_____ กรรมการ
(_____)

_____ กรรมการ
(_____)

_____ กรรมการ
(_____)

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
บทนำ	ค
เนื้อหา....	
บทที่ 1 จุดมุ่งหมายในการเลือกใช้แอกทีฟฟิลเตอร์ครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค	1
จุดประสงค์การใช้วงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค	1
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - pass filter)	3
วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High - pass filter)	3
วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (Band - pass filter)	4
ความถี่คัทออฟ (Cut-Off) และลักษณะ โรลออฟ (Roll Off)	6
วงจรกรองความถี่อันดับที่ 1	7
บทที่ 2 การวิเคราะห์และการออกแบบ	9
การวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน	9
วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High - pass filter)	9
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - pass filter)	11
วงจรกรองความถี่ผ่านเป็นช่วง (Band - pass filter)	12
วิธีการแบบคาสเคด (Cascade Realization)	13
การสเกลลิง (Scaling)	15
การสเกลทางขนาด (Magnitude Scaling)	15
การสเกลทางความถี่ (Frequency Scaling)	15
บทที่ 3 แนวความคิดในการสร้างวงจร Linear Phase Cross-over Network	17
ทฤษฎีของลิงควิตซ์ไรเลย์ (Theory of Linkwitz - Riley)	
วงจรกรองความถี่ที่มีเฟสคงที่และความชันสูงด้วย Time delay	17
วงจรครอสโอเวอร์ธรรมดาทั่วไป	18
แนวความคิดในการสร้างวงจร Active Phase Linear Cross-over Network	21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
ความราบเรียบทางเฟส (Phase Linearity) กับรูปแบบของวงจรรองความถี่ผ่านคลออดหรือเฟสชิฟต์	23
วงจรรองความถี่ผ่านคลออดหรือเฟสชิฟต์	25
บทที่ 4 ทฤษฎีของวงจรรองความถี่ค่าแบบทรานซิสชันแนตอคร้าสเพียริคัล	27
เงินเนอร์ไลซ์ เบสเซลโพลิโนเมียล	
วงจรรองความถี่ค่าแบบอคร้าสเพียริคัลโพลิโนเมียล	27
วิธีการหาค่าโพลของอคร้าสเพียริคัล	30
คุณสมบัติของเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล	32
วิธีการหาค่าโพลของเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล	33
การทรานซิสชันกันระหว่างอคร้าสเพียริคัลกับเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล	34
การนอร์มอลไลซ์ทางความถี่	35
บทที่ 5 การสร้างวงจรสำหรับใช้งาน	44
การออกแบบวงจรลิงค์วิรีนรี่	44
การออกแบบวงจรรอคร้าสเพียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล	48
บทที่ 6 ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง	52
ผลการวัดด้วยออสซิลโลสโคป	52
ผลการวัดด้วยออดิโออานาไลเซอร์	57
สรุปและวิจารณ์การทดลอง	64
หนังสืออ้างอิง (Reference Book)	65
กิตติกรรมประกาศ	66
ภาคผนวก (DATA)	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
บทที่ 3	
ตารางที่ 3.1 Normalized Butterworth polynomials $B_K(S_N)$ ของอันดับที่ 1 ถึง 6	20
ตารางที่ 3.2 Normalized Linkwitz - Riley polynomials $L_{2K}(S_N) \equiv (B_K(S_N))^2$ ของอันดับที่ 2 ถึง 6	21
บทที่ 4	
ตารางที่ 4.1 แสดงค่าอัตรารีดเพื่อรีคัล โพลีโนเมียล	30
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าโพลของอัตรารีดเพื่อรีคัล อันดับที่ 4	31
ตารางที่ 4.3 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของเงินเนอร์ไลซ์เบสเสล โพลีโนเมียลต่อจำนวนอันดับ	33
ตารางที่ 4.4 แสดงค่าโพลของเงินเนอร์ไลซ์เบสเสล โพลีโนเมียล อันดับที่ 4	34
ตารางที่ 4.5 แสดงค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.2, \alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด - 3dB	36
ตารางที่ 4.6 แสดงค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.05, \alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด - 3dB	39
ตารางที่ 4.7 แสดงค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.05, \alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด - 3dB	41
บทที่ 6	
ตาราง ผลการทดลองของวงจรถึงคัพริช ไรเลย์ด้วยออสซิลโลสโคป	52
ตาราง ผลการทดลองของวงจรอัตรารีดเพื่อรีคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสล ด้วยออสซิลโลสโคป	53
ตารางที่ 6.1 แสดงค่าโพลของวงจรถึงคัพริชไรเลย์	57

	หน้า
ตารางที่ 6.2 แสดงค่าแบนด์พาสของวงจรถึงค์วิเศษไร้เลย์	57
ตารางที่ 6.3 แสดงค่าไฮพาสของวงจรถึงค์วิเศษไร้เลย์	58
ตารางที่ 6.4 แสดงค่าโลพาสของวงจรถึงค์วิเศษไร้เลย์	59
ตารางที่ 6.5 แสดงค่าแบนด์พาสของวงจรถึงค์วิเศษไร้เลย์	59
เงินเนอรัลเน็ตเวิร์ก	
ตารางที่ 6.6 แสดงค่าไฮพาสของวงจรถึงค์วิเศษไร้เลย์	60



สารบัญรูปภาพ

		หน้า
บทที่ 1		
รูปที่ 1.1 Sterio 2 - way System		2
รูปที่ 1.2 Single Channel 3-way System		2
รูปที่ 1.3 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ		3
รูปที่ 1.4 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง		4
รูปที่ 1.5 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง		5
รูปที่ 1.6 แสดงผลการเอาวงจรกรองความถี่ต่ำและสูงผ่านมาต่อร่วมกัน		6
รูปที่ 1.7 วงจรกรองความถี่อันดับ 1		7
บทที่ 2		
รูปที่ 2.1 โครงสร้างวงจรแบบเนกะตีฟฟีดแบ็คโทโพโลยี		9
รูปที่ 2.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน		9
รูปที่ 2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน		11
บทที่ 3		
รูปที่ 3.1 แสดง Vertical Radiation		22
รูปที่ 3.2 ระบบ 2 ทาง		23
รูปที่ 3.3 ระบบ 3 ทาง		24
รูปที่ 3.4 All Pass Filter		26
บทที่ 4		
รูปที่ 4.1 คุณลักษณะทางขนาดของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB		37
รูปที่ 4.2 คุณลักษณะทางเฟสของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB		37
รูปที่ 4.3 คุณลักษณะทางเกนสโลปของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB		38

	หน้า
รูปที่ 4.4 คุณลักษณะทางกรุปสี่เหลี่ยมของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB	38
รูปที่ 4.5 คุณลักษณะทางขนาดของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB	39
รูปที่ 4.6 คุณลักษณะทางแกนสโลปของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB	40
รูปที่ 4.7 คุณลักษณะทางเฟสของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB	40
รูปที่ 4.8 คุณลักษณะทางกรุปสี่เหลี่ยมของค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Low - Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_u = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ Normalized ที่จุด - 3 dB	41
รูปที่ 4.9 แสดงการเปรียบเทียบทางด้านขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แบบอตุคร้ำตเพียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสต กับ ดิงควีรซ์ ไรเลย์	42
รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบทางแกนสโลปของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แบบอตุคร้ำตเพียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสต กับ ดิงควีรซ์ ไรเลย์	42
รูปที่ 4.11 แสดงการเปรียบเทียบทางเฟสของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แบบอตุคร้ำตเพียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสต กับ ดิงควีรซ์ ไรเลย์	43
รูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบทางกรุปสี่เหลี่ยมของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน แบบอตุคร้ำตเพียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสต กับ ดิงควีรซ์ ไรเลย์	43
บทที่ 5	
รูปที่ 5.1 วงจรใช้งานของดิงควีรซ์ ไรเลย์	44
รูปที่ 5.2 วงจรใช้งานของอตุคร้ำตเพียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสต	51
บทที่ 6	
รูปที่ 6.1 กราฟของวงจรถึงควีรซ์ ไรเลย์จากออสซิลโลสโคป	54

	หน้า
รูปที่ 6.2 กราฟของวงจรอุตราสเพื่อริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสลจาก ออสซิลโลสโคป	55
รูปที่ 6.3 กราฟเปรียบเทียบการตอบสนองความถี่และความถี่คัทออฟของ วงจรลิ่งคัวิธซ์ ไรเลย์และวงจรอุตราสเพื่อริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล	56
รูปที่ 6.4 กราฟการตอบสนองความถี่และความถี่คัทออฟของ วงจรลิ่งคัวิธซ์ ไรเลย์	58
รูปที่ 6.5 กราฟการตอบสนองความถี่และความถี่คัทออฟของ วงจรอุตราสเพื่อริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล	60
รูปที่ 6.6 กราฟเปรียบเทียบโลพาสของวงจรลิ่งคัวิธซ์ ไรเลย์และ วงจรอุตราสเพื่อริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล	61
รูปที่ 6.7 กราฟเปรียบเทียบเบนด์พาสของวงจรลิ่งคัวิธซ์ ไรเลย์และ วงจรอุตราสเพื่อริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล	61
รูปที่ 6.8 กราฟเปรียบเทียบไฮพาสของวงจรลิ่งคัวิธซ์ ไรเลย์และ วงจรอุตราสเพื่อริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล	62
รูปที่ 6.9 กราฟ phase difference ของวงจรลิ่งคัวิธซ์ ไรเลย์	62
รูปที่ 6.10 กราฟ phase difference ของวงจรอุตราสเพื่อริคัล จิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล	63
รูปที่ 6.11 กราฟ phase difference ของวงจรลิ่งคัวิธซ์ ไรเลย์และ วงจรอุตราสเพื่อริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล	63

การออกแบบครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค

โดย นาย รัชชัย เพิ่มพล

นาย สุพจน์ พรสกุลรัตน์

นาย สุรัตน์ พิมพ์สกุล

อาจารย์รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ในบทความของลิงควิตซ์ (Linkwitz) และสแตนเลย์ พี ลิปชิทซ์ และจอห์น แวนเดอร์คอย⁽¹⁾ (Stanly P. Lipshitz and John Van Derkooy) ได้เสนอแนวทางการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่เรียกว่า เฟสลิเนียร์ ครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค (Phase Linear Crossover Network) ซึ่งวิธีดังกล่าวสามารถแก้ไขความล่าช้าของวงจรระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำ และวงจรกรองความถี่สูง โดยทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ช้ามาก ผลที่ได้ทำให้ไม่เกิดความแตกต่างของเฟสระหว่างเอาต์พุตทั้งสอง แต่วิธีนี้ไม่สามารถที่จะเพิ่มความชันในช่วงความถี่คัทออฟได้ นอกจากการเปลี่ยนแปลงอันดับของวงจรเอง และความถี่จะไม่คงที่ตลอดย่านความถี่

ในโครงการนี้เราจะใช้วิธีการหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ โดยใช้การทรานซ์ชันระหว่างอูตร้าสเฟียรีคัลโพลีโนเมียลกับเจ็นเนอรัไลซด์เบสเซลโพลีโนเมียล (Ultraspherical and Generalized Bessel polinomial)⁽²⁾ ซึ่งทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังกล่าวที่ได้จากการทรานซ์ชัน สามารถที่จะปรับคุณลักษณะของขนาดที่เรียบ และกรุปดีลีย์ไปพร้อม ๆ กัน โดยที่ผลตอบสนองต่อความถี่ของทรานซ์ชันแนล อูตร้าสเฟียรีคัลและเจ็นเนอรัไลซด์เบสเซลโพลีโนเมียล ดังกล่าวมีตัวพารามิเตอร์ (Parameter) ที่ปรับค่าได้หลายตัว เช่น m , α_u , α_o โดยที่อันดับของฟังก์ชันไม่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะเป็นประโยชน์อย่างมากในการเลือกออกแบบวงจรกรองความถี่ตามที่ต้องการ และนำผลที่ได้ในทฤษฎีไปออกแบบวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค เพื่อเปรียบเทียบกับวงจรแบบเฟสลิเนียร์ ครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์ค

จากผลการทดลอง โดยการเลือกค่า m , α_u และ α_o ที่เหมาะสมจะทำให้ได้คุณลักษณะทั้งทางขนาด เฟส หรือ กรุปดีลีย์ ดีกว่าแบบของลิปชิทซ์และแวนเดอร์คอย ในโครงการนี้ได้ทำการทดลองและวิเคราะห์หลักการของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวอร์คที่น่าเสนอ

(1) Stanley P. Lipshitz and John Vanderkooy, "A Family of Linear - Phase Crossover Network of High Slope Derived by time Delay",

J. Audio Eng. Soc., Vol.31, No. 1/2, pp 2-19, January/February 1983

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ผู้พิมพ์และผู้จำหน่ายต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2) บทความการประชุมวิชาการเรื่องวงจรกรองความถี่คัทอูตร้าสเฟียรีคัล-เจ็นเนอรัไลซด์เบสเซลโพลีโนเมียล ครั้งที่ 9 พ.ศ. 2528 หน้า 78-87

TAWATCHAI PERMPOL
 SUPHOJ PORNSAKULRUT
 SURAT PIMSAKUL
 ASSOCIATE. PROF. DR. KANOK JANCHITRAPONGVEJ Adviser
 UTHAI SRITERAVIROT Adviser
 1998

ABSTRACT

Stanly Lipshitz and John Van Derkooy⁽¹⁾ presented the method of design audio filter circuits with phase linear crossover network. His method results in the small change of time delay of the filter. Thus make less phase different between output of the low pass and high pass filter. Generally, for the achievement of neither high slope at the cutoff frequency region and linear phase need to increase the order of the transfer function of filters.

In this project, we proposed the method to obtain a transfer function of the filter circuit by using a combination of Ultraspherical and Generalized Bessel polynomial. Therefore, this type of filter having properties which lie between those of Ultraspherical and Generalized Bessel Characteristic, by suitable adjust of the parameters m , α_u , α_g of the proposed circuits for. Herein, the composite polynomial is utilized in designing the crossover network. It is shown that this type of filters provided better phase linear crossover network circuit and high slope frequency response than does the Lipshitz and Van Derkooy.

The experiments are carried out and the performance of the new crossover network is discussed.

บทนำ

ในการออกแบบวงจรสร้างครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Crossover Network) ขึ้นมานั้น เราสามารถใช้วงจรกรองความถี่ได้หลายแบบ ไม่ว่าจะเป็นบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) เชฟบีเชฟ (Chebyshev) เบสเซล (Bessel) หรือทอมสัน (Thomson) หรือแม้แต่มลิงควิตซ์ (Linkwitz) ก็ตามที และวงจรกรองความถี่เหล่านี้ ก็จะทำให้การตอบสนองทางขนาด (Amplitude) และเฟส (Phase) ที่แตกต่างกันออกไป เช่น วงจรกรองความถี่แบบเบสเซล จะให้การตอบสนองต่อกรุปดีเลย์ (Groupdelay) ราบเรียบที่สุด วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท จะให้ผลตอบสนองทางขนาด ราบเรียบที่สุดในช่วงพาสแบนด์ (Passband) และวงจรกรองความถี่แบบเชฟบีเชฟ จะให้ความชัน (Slope) ของขนาดมีความชันมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์ แต่จะมีริบเบิล (Ripple) เกิดขึ้นซึ่งฟิลเตอร์ (Filter) เหล่านี้ในการออกแบบ เมื่อนำไปใช้งานจะมีข้อจำกัด โดยเราสามารถจะเลือกฟิลเตอร์ให้เหมาะสมกับงานได้เพียงจุดประสงค์เดียว และวงจรกรองความถี่เหล่านี้จะมีลักษณะที่คงที่คือ ไม่สามารถปรับรูปแบบของการตอบสนองได้ เว้นเสียแต่จะมีการปรับอันดับของฟิลเตอร์ สาเหตุนั้นมาจากฟิลเตอร์เหล่านี้สร้างจากโพลิโนเมียล (Polynomials) ที่ไม่มีตัวแปร (Parameter) ที่เป็นตัวสำคัญในการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ (Frequency Response) ในขณะที่จำนวนอันดับของฟิลเตอร์ยังคงมีค่าเท่าเดิม

ต่อมาได้มีการนำเอาฟิลเตอร์ที่ต่างก็นำมาคอมโพสิต (Composite) หรือทรานซิชันแนล (Transitional) เข้าด้วยกัน ทำให้ได้วงจรฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติการตอบสนองเชิงความถี่เพิ่มขึ้น ยกตัวอย่างเช่น โครงงานชิ้นนี้ได้นำเอาอูตร้าสเฟียริคัลโพลิโนเมียล (Ultraspherical Polynomials) มาทำทรานซิชันกันกับเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล (Generalized Bessel Polynomials) โดยใช้พารามิเตอร์ m เป็นตัวปรับค่า คือ ถ้าค่า $m = 0$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเป็นอูตร้าสเฟียริคัล ถ้า $m = 1$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันตัวนั้นก็จะมีคุณสมบัติเป็นเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล ถ้า m มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันนั้นก็จะมีคุณลักษณะของผลตอบสนองต่อความถี่เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง อูตร้าสเฟียริคัล กับเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโดยฟิลเตอร์นี้จะมีคุณสมบัติของการตอบสนองต่อกรุปดีเลย์ราบเรียบที่สุดเหมือนของเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล และจะให้ความชันของขนาดมีความชันมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์ จะสังเกตได้ว่าฟิลเตอร์นี้สร้างขึ้นจากโพลิโนเมียล 2 ชนิด ซึ่งโพลิโนเมียลทั้ง 2 ชนิดจะเป็นโพลิโนเมียลชนิดที่มีตัวแปรที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ เช่น อูตร้าสเฟียริคัลโพลิโนเมียลจะมีตัวแปร (α_c) ที่สามารถปรับค่าได้ และเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลจะมีตัวแปร (α_b) ที่สามารถปรับค่าได้เช่นกัน ดังนั้นเราสามารถ

ปรับค่า ω_p , ω_c และค่า m เพื่อให้ได้ค่าของขนาดและเฟสตามที่ต้องการได้ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงอันดับของวงจรกรองความถี่เลย

การนำเอาฟิลเตอร์ที่ต่างกันนำมาคอมโพสิตหรือทรานซิชัน เข้าด้วยกันนั้นมีอยู่หลายแบบด้วยกัน ตัวอย่างเช่น Transitional Butterworth - Thomson (TBT), Transitional Butterworth-Legendre (TBL), Transitional Legendrethomson (TLT) Transitional Ultraspherical Generalized Bessel Polynomial Filter (TUG) Composite Butterworth Ultraspherical, Transitional Ultraspherical Thomson, Butterworth Generalized Bessel Polynomial (BGBP) เป็นต้น และเนื่องจากว่าฟิลเตอร์เหล่านี้สร้างขึ้นจากโพลิโนเมียล 2 ชนิด ดังนั้นจะต้องมีพารามิเตอร์ m ในการปรับค่าระหว่างสมการทรานซิชัน



บทที่ 1

จุดมุ่งหมายในการเลือกใช้แอกทีฟฟิลเตอร์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

จุดประสงค์การใช้วงจร ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

ในระบบเครื่องเสียงนั้น วิธีการที่จะนำเอาสัญญาณที่ผ่านการขยายจากแอมป์ฟลายร์ซึ่งเป็นสัญญาณขนาดใหญ่ออกไปใช้นั้นต้องมีอุปกรณ์รองรับสัญญาณนั้น ซึ่งอุปกรณ์นั้นก็คือนำโพง แต่เราจะพบปัญหาคือเป็นการยากที่จะออกแบบให้ลำโพงเพียงตัวเดียวสามารถตอบสนองความถี่ได้ตลอดย่านความถี่เสียง เนื่องจากลำโพงโดยทั่วไปจะมีการตอบสนองความถี่จำกัดอยู่ในย่าน ๆ หนึ่ง เมื่อพ้นไปจากความถี่นั้นแล้วการตอบสนองความถี่ก็จะถูกลดทอนลงและอาจจะเกิดการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ เราจึงจำเป็นต้องนำเอาลำโพงหลาย ๆ ตัวเข้ามาต่อร่วมกันเพื่อให้สามารถที่จะถ่ายทอดสัญญาณที่ผ่านเข้ามาได้อย่างถูกต้องครบถ้วน แต่ในการนำเอาลำโพงหลาย ๆ ตัวมาต่อร่วมกันนั้นไม่สามารถที่จะกระทำได้โดยตรง จำเป็นที่จะต้องทำการจัดแบ่งความถี่ให้เหมาะสมกันกับลำโพงแต่ละตัว วงจรที่จะทำหน้าที่จัดแบ่งความถี่ให้กับลำโพงแต่ละตัวนี้มีชื่อว่าวงจร ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คนี้โดยทั่วไปแบ่งออกเป็นสองชนิดคือ

1. วงจร พาสซีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คหรือไฮ-เลเวลครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค
2. วงจร แอกทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คหรือโล-เลเวลครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

ข้อแตกต่างของ แอกทีฟฟิลเตอร์ (Active filter) และ พาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive filter)

เหตุที่มีการนำแอกทีฟฟิลเตอร์ (Active filter) มาใช้แทนการใช้ พาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive filter) ในวงจรมัน เนื่องจากการใช้ แอกทีฟฟิลเตอร์ โดยนำออปแอมป์ (Op-Amps) มาใช้ในย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) จะมีผลดีกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์โดยในวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์สามารถลดตัวขดลวดตัวนำ (Inductor) อันเป็นสาเหตุให้วงจรมีขนาดใหญ่ มีราคาแพง เมื่อเทียบกับวงจรในวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ โดยใช้เพียง R,C ในวงจร อีกทั้งการใช้ ขดลวดตัวนำ ทำให้ต้องใช้ กำลัง (Power) มากอันเนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetic Field) ที่เกิดขึ้นในตัว ขดลวดตัวนำ นั้น ๆ

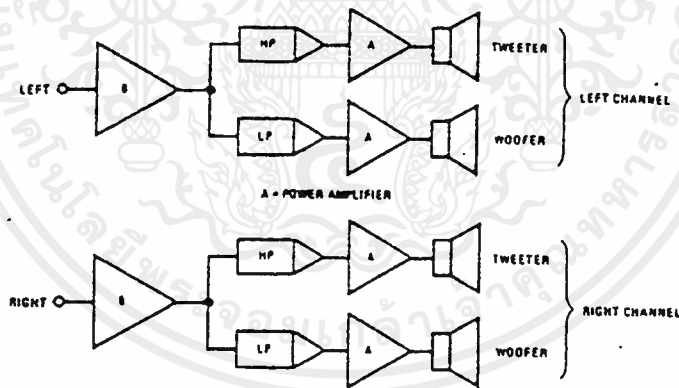
การใช้ แอกทีฟฟิลเตอร์ มีข้อดีกว่า พาสซีฟฟิลเตอร์ที่มองเห็นชัดเจนดังนี้

- 1) การปรับค่าความถี่และค่าอัตราขยาย (Gain) ในวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ มีความคล่องตัวกว่าในวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ โดยเฉพาะ ออปแอมป์ ของวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ มีสัญญาณลดทอนต่ำ

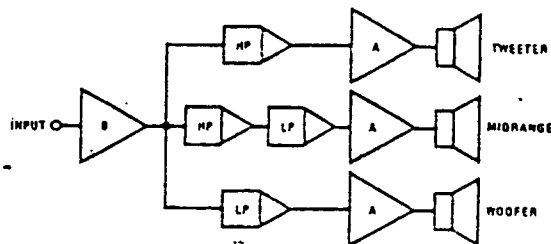
2) วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์ไม่มีปัญหาในเรื่องโหลดคิ่ง (Loading) ของวงจรขยายเนื่องจากความต้านทานทางอินพุท (Input Resistance) สูง และ ความต้านทานทางเอาต์พุท (Output Resistance) ต่ำของตัวออปแอมป์เอง

3) ราคาของแอกทีฟฟิลเตอร์ถูกกว่า พาสซีฟฟิลเตอร์ สาเหตุจากราคาของ ออปแอมป์ ในปัจจุบันมีราคาถูก ประกอบกับสามารถลดค่าของขดลวดตัวนำในวงจร ซึ่งไม่จำเป็นต้องมีในวงจรแอกทีฟฟิลเตอร์

4) สาเหตุอันเกิดจากรูปแบบของวงจรที่ต้องใช้ พาสซีฟเน็ตเวิร์ค (Passive Network) กั้นอยู่ระหว่างแอมป์ปลิฟาย์กับลำโพง ทำให้ความต้านทานภายในของวงจรพาสซีฟ เกิดการสูญเสียพลังงานเป็นการลดทอนสัญญาณ (Power loss) ในตัวความต้านทาน ทำให้กำลังที่จะขับออกทางลำโพงลดต่ำกว่าที่ควรจะเป็น ทางด้านการแยกเสียงถึงแม้การใช้วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์สามารถทำให้ตัด ความถี่ช่วงไหนก็ได้โดยไม่ยาก แต่เมื่อประกอบขึ้นแล้วการจะเปลี่ยนช่วงความถี่ตัด เพื่อให้มีความเหมาะสมกับตัวลำโพงหรือห้องฟังเสียง กระทำได้ยากเนื่องจากต้องเปลี่ยนค่า ขดลวดตัวนำ จึงเป็นเรื่องยากที่จะทำวงจรให้ได้ดีและมีประสิทธิภาพสูง ๆ อีกทั้งต้องลงทุนสูง ขอบกพร่องดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ง่ายและดีกว่า เมื่อใช้วงจรประเภท แอกทีฟฟิลเตอร์



รูปที่ 1.1 Stereo 2-way System

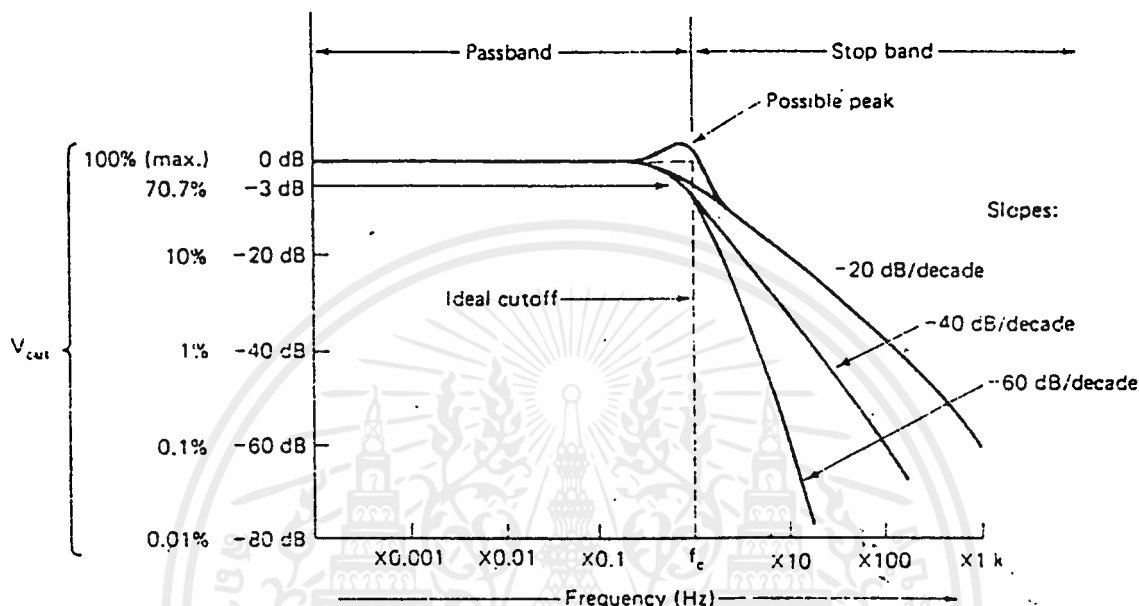


รูปที่ 1.2 Single Channel 3-way System

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - pass filter)

วงจรรองความถี่ต่ำผ่านคือวงจรที่ทำหน้าที่กรองเอาความถี่ที่กำหนดให้ผ่าน ไปส่วนความถี่ที่สูงกว่าที่เข้ามาจะถูกตัดออกไปหรือถูกบายพาส (By pass) ลงกราวด์ (Ground) นั้นเอง

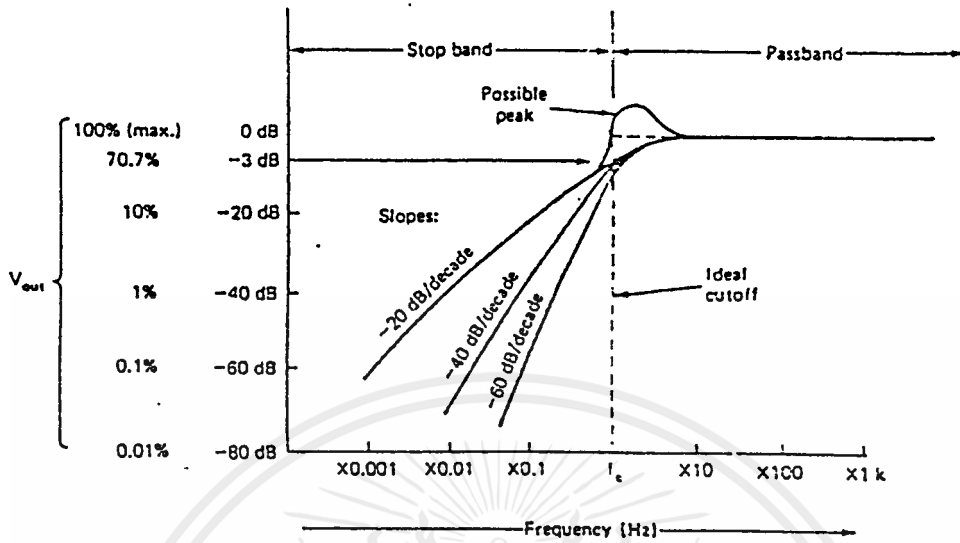


รูปที่ 1.3 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ

ในทางอุดมคติ จากรูปเมื่อสัญญาณที่เข้ามามีความถี่ต่ำก็จะสามารถที่จะผ่านได้ เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นจนถึงค่า ๆ หนึ่งก็จะไม่สามารถที่จะผ่านไปได้จะถูกตัดทิ้งไปหมด เราเรียกจุด ๆ นี้ว่าความถี่ตัดท้อฟ (Cut off frequency) หรือเขียนย่อได้ว่า f_c แต่ในทางปฏิบัติจะพบว่าลักษณะของความถี่ที่ถูกตัดออกไปนี้จะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อย ๆ ถูกลดอัตราขยายลงเรื่อย ๆ ลักษณะของรูปที่ได้ก็จะมีสโลปที่ค่อย ๆ ลาดลง จุดความถี่ตัดท้อฟ ของกราฟที่ได้ก็คือจุดที่ขนาด V_{out} เท่ากับ 0.707 ของขนาดแรงดันสูงสุด (ถ้าให้อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 0 dB จุดความถี่ตัดท้อฟก็จะเท่ากับ -3 dB) เราเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า f_c ว่าช่วงพาสแบนด์ (Pass band) และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า f_c ว่าช่วงสตอปแบนด์ (Stop band)

วงจรรองความถี่สูงผ่าน (High pass filter)

วงจรรองความถี่สูงผ่านคือวงจรที่ทำหน้าที่กรองให้ความถี่สูงที่กำหนดผ่านไปได้ ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่าที่กำหนดจะถูกกำจัดออกไป ซึ่งเราจะพบว่าจะมีการทำงานที่ตรงข้ามกันกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน นั้นเอง

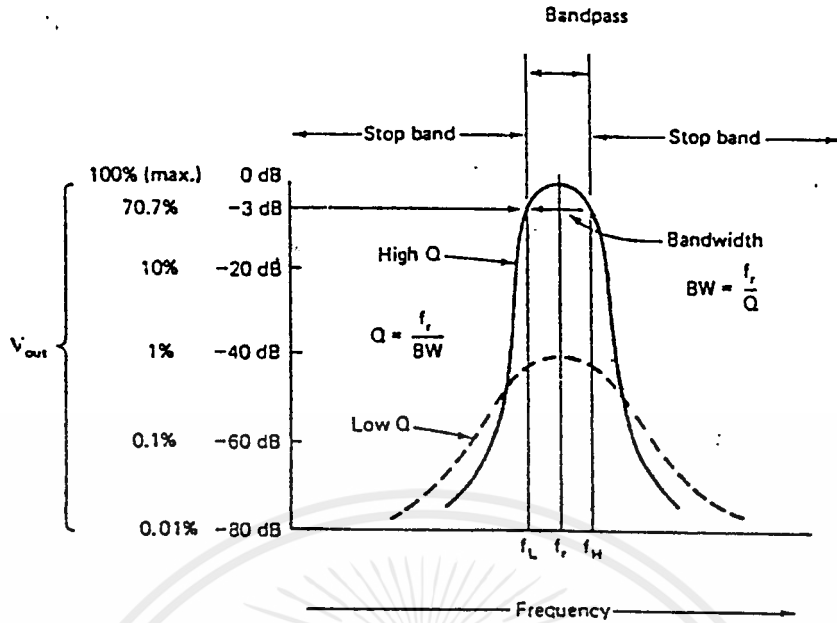


รูปที่ 1.4 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง

จากรูป ในทางอุดมคติเราจะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำกว่าที่กำหนดจะไม่มีปรากฏออกมาวงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตก็ต่อเมื่อความถี่ที่เข้ามามีค่าเท่ากับ หรือมากกว่าความถี่ที่กำหนดเท่านั้นแต่ในทางปฏิบัติเราจะเห็นว่าไม่เป็นเช่นนั้น กล่าวคือสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่เรากำหนดก็จะมีปรากฏออกมาด้วยแต่จะมีอัตราขยายที่น้อยกว่า โดยอัตราขยายจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณมีความถี่เข้าใกล้ความถี่ที่เรากำหนด จุดที่สัญญาณมีขนาดเท่ากับ 0.707 ของขนาดแรงดันสูงสุดคือ ความถี่คัทออฟ หรือ f_c หรือจุดที่อัตราขยายเท่ากับ -3 dB (ถ้าให้อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 0 dB)

วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (Band - pass filter)

วงจรกรองความถี่เป็นช่วงหรือแบนด์พาสฟิลเตอร์ คือวงจรที่ยอมให้สัญญาณบางความถี่ผ่านได้เท่านั้น จากรูป แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง



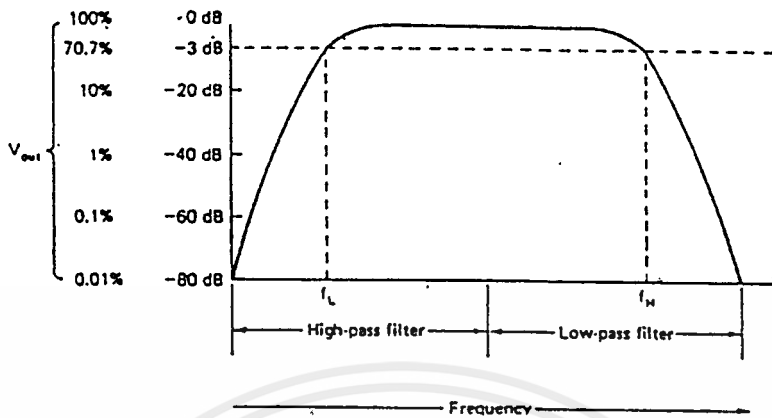
รูปที่ 1.5 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง

จากรูปจะเห็นว่า ณ ความถี่ที่เอาท์พุทมีขนาดสูงสุด เราเรียกว่าความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) และที่ความถี่ซึ่งแรงดันเอาท์พุทลดลงเหลือ 70.7 % ทั้งด้านที่ความถี่สูงขึ้นและที่ความถี่ลดลง เรียกว่าความถี่ f_H และ f_L ตามลำดับ โดยที่ผลต่างของความถี่ทั้งสองนี้ ($f_H - f_L$) จะแสดงเป็นแบนด์วิดท์ (BW) ของวงจร ถ้าแบนด์วิดท์มีขนาดต่ำกว่า 10 % ของความถี่รีโซแนนซ์ (f_r) จะเรียกววงจรนี้ว่า วงจรกรองความถี่ช่วงแคบ แต่จะเรียกเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงกว้างหากแบนด์วิดท์มีค่าสูงกว่า 10 % ของ f_r นอกจากนี้ยังให้นิยามสำหรับค่า Q (Quality Factor) ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่รีโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ตามสมการ

$$Q = f_r / BW$$

วงจรที่มีค่า Q สูงมากเท่าใดแบนด์วิดท์จะยิ่งแคบเท่านั้น (เข้าใกล้วงจรในอุดมคติซึ่งต้องการเลือกความถี่ที่ผ่านวงจรกรองได้เพียงค่าเดียว) และเอาท์พุทก็จะมีขนาดสูงขึ้นด้วยตามเส้นประ ในรูปแสดงวงจรกรองความถี่ผ่านเป็นช่วงที่มี Q ค่อนข้างต่ำ

ในกรณีที่ต้องการวงจรกรองความถี่เป็นช่วง ๆ ที่มีช่วงกว้างมาก ๆ เราสามารถที่จะนำเอาวงจรความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่านมาต่อรวมกันได้เลย ซึ่งเราจะได้กราฟของวงจรดังนี้



รูปที่ 1.6 แสดงการเอววงจรรองความถี่ต่ำและสูงผ่านมาต่อรวมกัน

ความถี่คัทออฟ (Cut-Off) และลักษณะโรลออฟ (Roll Off)

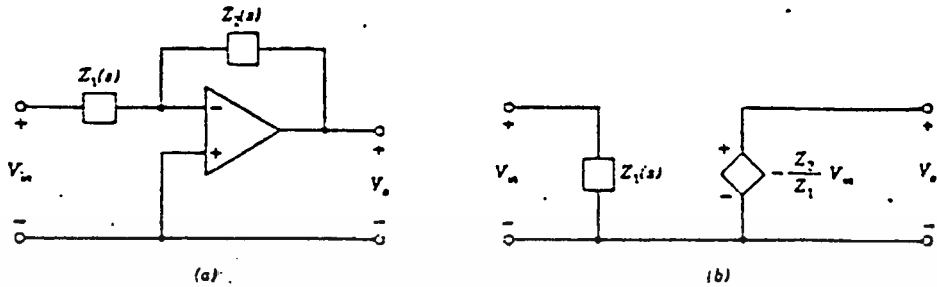
ความถี่คัทออฟ คือจุดหรือความถี่ที่ขนาดของเอาต์พุตจากวงจรรองความถี่ลดลง 0.707 หรือ -3 dB ของขนาดสูงสุด (f_{CH} และ f_{CL}) เช่น บอกว่าความถี่คัทออฟของ LPF อยู่ที่ 500 Hz คิดเป็นอัตราส่วนของเอาต์พุตต่ออินพุตที่ -3 dB แต่อินพุตคิดเป็น 0 dB ในช่วงที่ความถี่ต่ำกว่า 500 Hz จะมีอัตราส่วนแรงดันเอาต์พุต กับแรงดันอินพุต - 3 dB หรือขนาดแรงดันอินพุตจะมีขนาด 0.707 เท่าของแรงดันเอาต์พุตในช่วงความถี่ที่ผ่านได้สูงสุด

โรลออฟ หรือ ฟอลออฟ (Roll Off or Fall Off) คือลักษณะการลาดลง ของการสนองตอบความถี่ต่ำ จากจุดคัทออฟลงมามีความชัน (Slop) มากน้อยเพียงใด มักบอกเป็นหน่วย ดีบี/ออกเตป (dB/Octave) หมายความว่าเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ จะลดลงเท่าใด (dB) เช่น การสนองตอบของ HPF มีอัตราการโรลออฟ -6dB/Octave หมายความว่า ณ ความถี่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ $f_{CH}/2$ จะมีเอาต์พุต -9 dB และต่ำกว่า 4 เท่าจะมีเอาต์พุต -15 dB เป็นต้น ขนาดของการโรลออฟจะสัมพันธ์กับอันดับ

อันดับจะมีความสัมพันธ์ กับค่าโรลออฟ โดยที่อันดับสูง ๆ ค่าโรลออฟ จะสูงด้วย เช่น บอกว่าวงจรรองความถี่อันดับ 1 มีโรลออฟ -6dB/Octave แล้ว วงจรรองความถี่อันดับ 2 จะมีโรลออฟ -12 dB/Octave วงจรรองความถี่อันดับ 3 จะมีโรลออฟ -18 dB/Octave จะเห็นว่าค่าโรลออฟจะมีค่าเป็นจำนวนเท่าตามอันดับ ดังนั้นจำนวนอันดับจะบอกได้ว่าวงจรรองความถี่นั้น ๆ จะสามารถตัดความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งได้มากน้อยเพียงใด ซึ่งการสร้างแอกทีฟฟิลเตอร์ อันดับสูง ๆ จะทำได้ยากกว่าวงจรรองความถี่อันดับต่ำ ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่อันดับที่ 1



รูปที่ 1.7 วงจรกรองความถี่อันดับที่ 1

จากวงจรดังรูปเราจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่อันดับที่ 1 คือ

$$H(S) = \frac{Z_2(S)}{Z_1(S)} = \frac{G(S+a)}{(S+b)} ; \text{ โดยที่ } G \text{ คือ เกนการขยายของวงจร}$$

ถ้าให้ G มีค่าเท่ากับ 1 เราจะได้ว่า

$$H_L(S) = \frac{a}{S+b} \quad (1.1)$$

เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

$$H_H(S) = \frac{S}{S+b} \quad (1.2)$$

เป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

$$H_L(S) + H_H(S) = 1 \quad (1.3)$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการกำลังสอง

รูปแบบทั่วไปของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เป็นอัตราส่วนของสมการกำลังสองสามารถเขียนได้ดังนี้คือ

$$H(S) = \frac{a_2 S^2 + a_1 S + a_0}{S^2 + b_1 S + b_0} \quad (1.4)$$

เมื่อ a_0, a_1, a_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของ S ในเทอมเศษ

และ b_0, b_1 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของ S ในเทอมส่วน

จากสมการถ้ามีการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของเทอมเศษให้เหมาะสม จะทำให้เกิดรูปของสมการทั่วไปของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่มีคุณสมบัติเฉพาะดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ a_0 และ a_1 มีค่าเป็นศูนย์ ทราานส์เฟอร์ฟังก์ชันเขียนได้เป็น

$$H(S) = \frac{a_0}{S^2 + b_1S + b_0} \quad (1.5)$$

สมการเป็น สมการทั่วไปของโลพาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter)

เมื่อ a_2 และ a_0 มีค่าเป็นศูนย์ ทราานส์เฟอร์ฟังก์ชันเขียนได้เป็น

$$H(S) = \frac{a_1S}{S^2 + b_1S + b_0} \quad (1.6)$$

สมการเป็น สมการทั่วไปของแบนด์พาสฟิลเตอร์ (Band Pass Filter)

เมื่อ a_0 และ a_1 มีค่าเป็นศูนย์ ทราานส์เฟอร์ฟังก์ชันเขียนได้เป็น

$$H(S) = \frac{a_2S^2}{S^2 + b_1S + b_0} \quad (1.7)$$

สมการเป็น สมการทั่วไปของไฮพาสฟิลเตอร์ (High Pass Filter)

บทที่ 2

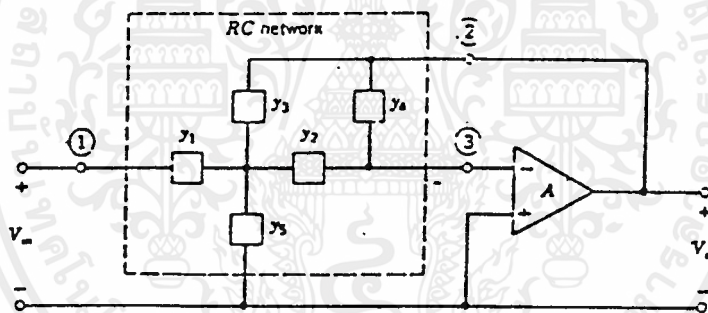
การวิเคราะห์และการออกแบบ

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

ในการวิเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันนี้จำเป็นต้องกำหนดรูปแบบของการจัดวางอุปกรณ์ในวงจรเสียก่อน เพราะการจัดวางวงจรที่แตกต่างกันก็จะได้ผลที่ออกมาแตกต่างกันออกไป ในโครงการนี้เราทำการจัดวงจรแบบไบควอด เน็ทเวอร์ค (Biquad network) ซึ่งวงจรมีรูปแบบของโครงสร้างของวงจร 2 แบบคือ

1. เนกทีฟฟีดแบ็ค โทโพโลยี (Negative feedback Topology)
2. โพสิทีฟฟีดแบ็ค โทโพโลยี (Positive feedback Topology)

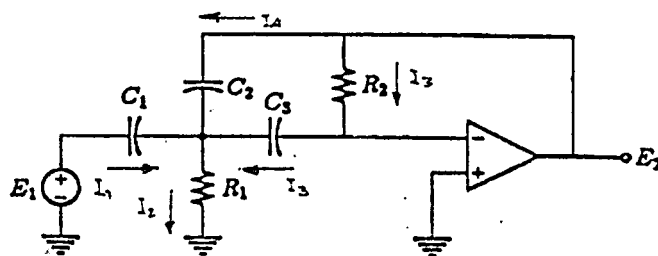
เราเลือกใช้โครงสร้างวงจรแบบเนกทีฟฟีดแบ็ค โทโพโลยี ซึ่งจะมีรูปแบบของการจัดวางวงจรดังนี้



รูปที่ 2.1 โครงสร้างวงจรแบบเนกทีฟฟีดแบ็ค โทโพโลยี

วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High pass filter)

จากการจัดวางวงจรแบบเนกทีฟฟีดแบ็ค โทโพโลยี เราจะได้รูปของวงจรดังนี้



รูปที่ 2.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการวิเคราะห์วงจรหาโวลต์เตจทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจร

$$I_3 = \frac{V_0}{R_2} \quad (2.1)$$

$$V_1 = \frac{-I_3}{SC_2} = \frac{-V_0}{SC_3 R_2} \quad (2.2)$$

$$I_1 = \frac{V_{in} - V_1}{\frac{1}{SC_1}} = V_{in} SC_1 + \frac{V_0 C_1}{C_3 R_2} \quad (2.3)$$

$$I_2 = \frac{V_1}{R_1} = - \frac{V_0}{SC_3 R_2 R_1} \quad (2.4)$$

$$I_4 = \frac{V_0 - V_1}{\frac{1}{SC_2}} = V_0 SC_2 + \frac{V_0 C_2}{C_3 R_2} \quad (2.5)$$

$$I_2 = I_1 + I_3 + I_4$$

$$- \frac{V_0}{SC_3 R_2 R_1} = V_{in} SC_1 + \frac{V_0 C_1}{C_3 R_2} + \frac{V_0}{R_2} + V_0 SC_2 + \frac{V_0 C_2}{C_3 R_2} \quad (2.6)$$

$$V_{in} SC_1 = - \frac{V_0}{SC_3 R_2 R_1} - \frac{V_0 C_1}{C_3 R_2} - \frac{V_0}{R_2} - V_0 SC_2 - \frac{V_0 C_2}{C_3 R_2} \quad (2.7)$$

$$V_{in} SC_1 = \frac{V_0 (-1 - SC_1 R_1 - SC_3 R_1 - S^2 C_2 C_3 R_1 R_2 - SC_2 R_1)}{SC_3 R_1 R_2} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} H(S) = \frac{V_0}{V_{in}} &= \frac{S^2 C_1 C_3 R_1 R_2}{(-1 - SC_1 R_1 - SC_3 R_1 - S^2 C_2 C_3 R_1 R_2 - SC_2 R_1)} \\ &= \frac{-S^2 C_1 C_3 R_1 R_2 / C_2 C_3 R_1 R_2}{S^2 + \frac{S}{R_2} \left(\frac{C_1}{C_2 C_3} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{C_2 C_3 R_1 R_2}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(S) = \frac{-S^2 C_1 / C_2}{S^2 + \frac{S}{R_2} \left(\frac{C_1}{C_2 C_3} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right) + \frac{1}{C_2 C_3 R_1 R_2}} \quad (2.10)$$

$$H(S) = \frac{-S^2 C_1 / C_2}{S^2 + S \left(\frac{C_1 + C_2 + C_3}{R_2 C_2 C_3} \right) + \frac{1}{C_2 C_3 R_1 R_2}} \quad (2.11)$$

$$H(S) = \frac{V_2}{V_1} = - \frac{G b_0}{S^2 + b_1 S + b_0} = - \frac{G \omega^2_0}{S^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) S + \omega^2_0}$$

$$= \frac{V_2}{V_1} = \frac{S^2 C_1 / C_2}{S^2 + \frac{C_1 + C_2 + C_3}{R_2 C_2 C_3} S + \frac{1}{R_1 R_2 C_2 C_3}} \quad (2.12)$$

ในการออกแบบกำหนดให้ $C_1 = C_3 = 1 \text{ F}$ เราจะได้

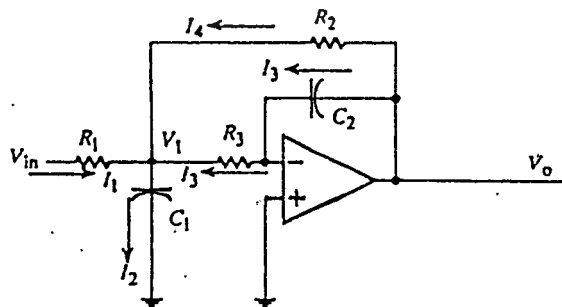
$$C_2 = \frac{C_1}{G} = \frac{1}{G} \quad (2.13)$$

$$R_1 = \frac{G b_1}{(2G+1)b_0} \quad (2.14)$$

$$R_2 = \frac{2G+1}{b_1} \quad (2.15)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter)

ใช้หลักการวิเคราะห์เช่นเดียวกับวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ดังนั้นเราจะได้ว่า



รูปที่ 2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(S) = \frac{V_2}{V_1} = - \frac{\frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2}}{S^2 + \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) S + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = - \frac{GS^2}{S^2 + b_1 S + b_0} = - \frac{GS^2}{S^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q} \right) S + \omega_0^2} \quad (2.16)$$

เทียบสัมประสิทธิ์กับสมการมาตรฐานจะได้ว่า

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (2.17)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} * \frac{1}{\frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}}} \quad (2.18)$$

$$G = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.19)$$

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = b_1 \quad \frac{1}{R_1 R_3 C_2} = b_0 \quad G = \frac{R_2}{R_1} \quad (2.20)$$

กำหนดค่าของ $C_1 = 1F$ และให้ค่าของ C_2 มีค่าน้อยกว่า C_1 มากๆ จะได้

$$R_2 = \frac{2(1+G)}{b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4C_2 b_0 (1+G)}} \quad (2.21)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{G} \quad R_3 = \frac{1}{b_0 R_2 C_2} \quad (2.22)$$

วงจรรองความถี่ผ่านเป็นช่วง (Band pass filter)

จากหลักการวิเคราะห์เช่นเดียวกันกับวงจรรองความถี่สูงผ่าน ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$H(S) = \frac{V_2}{V_1} = - \frac{\frac{1}{R_1 C_2} S}{S^2 + \left(\frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) S + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทียบสัมประสิทธิ์กับสมการมาตรฐานจะได้ว่า

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.24)$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{R_2}{R_1}}}{\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}} \quad (2.25)$$

$$G = \frac{R_2 C_1}{R_1 (C_1 + C_2)} \quad (2.26)$$

เราต้องการได้ค่า Q มีค่าสูงจะต้อง กำหนดให้ค่าของ $C_1 = C_2$ เราจะสามารถเขียนสมการของ Q ได้ใหม่ดังนี้คือ

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \quad (2.27)$$

และถ้าให้ค่าของ $C_1 = C_2 = 1 \text{ F}$ จะสามารถที่จะเขียนสมการหาค่าของอุปกรณ์ได้ดังนี้

$$R_1 = \frac{b_1}{2b_0} = \frac{1}{2\omega_0 Q} \quad (2.28)$$

$$R_2 = \frac{2}{b_1} = \frac{2Q}{\omega_0} \quad (2.29)$$

$$G = \frac{R_2}{2R_1} = \frac{2b_0}{b_1^2} = 2Q^2 \quad (2.30)$$

วงจรรองความถี่ที่มีอันดับสูง (High-Order Filter)

จากหัวข้อที่ผ่านมา เราได้ทำการศึกษาการออกแบบวงจรรองความถี่ ที่มีอันดับต่ำๆ ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรรองความถี่ที่มีอันดับสูง

วิธีการแบบคาสเคด (Cascade Realization)

พิจารณาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันทั่วไป

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (2.31)$$

สามารถกระจายออกมาให้อยู่ในรูป

$$H(s) = \frac{a_{2i} s^2 + a_{1i} s + a_{0i}}{s^2 + b_{1i} s + b_{0i}} * \frac{a_{2i} s^2 + a_{1i} s + a_{0i}}{s^2 + b_{1i} s + b_{0i}} * \dots * \frac{a_{2i} s^2 + a_{1i} s + a_{0i}}{s^2 + b_{1i} s + b_{0i}} \quad (2.32)$$

เราสามารถเขียนสมการได้ใหม่ให้อยู่ในรูปของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันย่อย ๆ ได้ดังนี้

$$H(s) = H_1(s) * H_2(s) * H_3(s) * \dots * H_n(s) \quad (2.33)$$

$$H(s) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{a_{2i} s^2 + a_{1i} s + a_{0i}}{s^2 + b_{1i} s + b_{0i}} = \prod_{i=1}^{n/2} H_i(s) \quad n \text{ even} \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} H(s) &= a_{11} s + a_{01} \prod_{i=1}^{(n+1)/2} \frac{a_{2i} s^2 + a_{1i} s + a_{0i}}{s^2 + b_{1i} s + b_{0i}} \\ &= H_1(s) \prod_{i=2}^{(n+1)/2} H_i(s) \quad n \text{ odd} \end{aligned} \quad (2.35)$$

วิธีการก็คือจากนอร์มอลไลซ์ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน(Normalize Transfer Function) ของวงจรงจรความถี่ที่เรา มีอยู่ ไม่ว่าจะ เป็นอันดับใดก็ตามให้ทำการกระจายออกเป็นทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันย่อย ๆ แต่ละทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันย่อยๆจะมีอันดับเท่ากับสอง (ในกรณีที่อันดับของวงจรงจรความถี่ที่เราต้องการออกแบบเป็นอันดับคู่) หลังจากนั้นให้ทำการใช้วิธีการของการออกแบบวงจรอันดับที่สองออกแบบวงจรในแต่ละส่วนเพื่อหาค่าของอุปกรณ์ออกมาเสร็จแล้วจึงนำเอาวงจรทั้งหมดมาต่อкасцепเข้าด้วยกันก็จะได้วงจรงจรความถี่อันดับสูงดังต้องการ ในกรณีที่อันดับของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เราเป็นอันดับคี่ก็ทำแบบเดียวกันกับแบบอันดับคู่ แต่วงจรที่ได้ออกมาจะเป็นวงจรงจรความถี่อันดับสองต่อкасцепกันและต่อкасцепเข้ากับวงจรงจรความถี่อันดับหนึ่งอีกหนึ่งวงจร

การสเกลลิง (Scaling)

จากการออกแบบวงจรที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดนั้น จะพบว่าค่าของอุปกรณ์แต่ละตัวที่เราคำนวณได้นั้น จะยากต่อการหาอุปกรณ์จริง ๆ มาประกอบใช้งาน ดังนั้นเพื่อให้สามารถนำเอาวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วมาใช้งานได้จริง จึงจำเป็นที่จะต้องมีการนำเอาวิธีการหนึ่งเข้ามาใช้เพื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ให้เป็นค่าที่สามารถจะหาได้ตามท้องตลาดทั่วไป วิธีการนั้นก็คือการสเกลลิง ซึ่งวิธีการสเกลลิงนี้แบ่งออกเป็น 3 วิธี

- 1) การสเกลทางขนาด (Magnitude Scaling)
- 2) การสเกลทางความถี่ (Frequency Scaling)
- 3) การสเกลทางขนาดและความถี่ (Magnitude and Frequency Scaling or Element Scaling Equation)

1) การสเกลทางขนาด (Magnitude Scaling)

อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในวงจรแอกติฟฟิลเตอร์ประกอบไปด้วย

$$Z_R = R, \quad Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.36)$$

ขนาดของอิมพีแดนซ์

$$|Z_R| = R, \quad |Z_C| = \frac{1}{\omega C} \quad (2.37)$$

กำหนดอัตราส่วนของการเพิ่มลดด้วยสเกล km ดังนั้นจะได้ว่า

$$km * |Z_R| = km * R, \quad km * |Z_C| = \frac{km}{\omega C} = \frac{1}{\frac{\omega}{km} C} \quad (2.38)$$

ดังนั้นจะได้

$$R_{new} = km R_{old} \quad (2.39)$$

$$C_{new} = C_{old} / km \quad (2.40)$$

2) การสเกลทางความถี่ (Frequency Scaling)

จาก $\omega = 2\pi f$ เราจะพบว่าความถี่ไม่มีผลกับอิมพีแดนซ์ของ R แต่จะมีผลกับอิมพีแดนซ์ของ C ถ้าเรากำหนดให้อัตราการสเกลเท่ากับ kf

$$\text{โดยที่ } kf = 2\pi f_c$$

f_c คือ Cut off frequency ของวงจรกรองความถี่นั้น ๆ

ดังนั้นเราจะได้

$$R_{\text{new}} = R_{\text{old}} \quad (2.41)$$

$$C_{\text{new}} = C_{\text{old}}/kf \quad (2.42)$$

การสเกลทางขนาดและความถี่ (Magnitude and Frequency Scaling or Element Scaling Equation)

จากการสเกลทางขนาดและทางความถี่ที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อจับมารวมกันเราจะได้

$$R_{\text{new}} = km R_{\text{old}} \quad (2.43)$$

$$C_{\text{new}} = \frac{C_{\text{old}}}{kfk m} \quad (2.44)$$



บทที่ 3

แนวความคิดในการสร้างวงจร Linear Phase Cross-over Network

ทฤษฎีของลิงควิตซ์-ไรเลย์ (Theory of Linkwitz - Riley)

วงจรกรองความถี่ที่มีเฟสคงที่และความชันสูงด้วย Time delay

วงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่มีคุณภาพดีนั้น จะต้องประกอบไปด้วย

1) ขนาด (Magnitude) ในการรวมกันของโลพาสและไฮพาส จะต้องราบเรียบ ดังสมการ

$$M_s(\omega) = | H_L(j\omega) + H_H(j\omega) | = 1 \text{ เพื่อที่จะควบคุมเสียงที่เอาท์พุทให้คงที่}$$

2) อัตราการคัทออฟ (Cut-off Rate) จะต้องสูงชันมากพอ ทั้งในวงจรโลพาส และไฮพาสฟิลเตอร์ (Low Pass and High Pass Filter) $H_L(j\omega)$ และ $H_H(j\omega)$ ในย่านสตอปแบนด์ (Stop band)

3) การตอบสนองของขั้วที่ยอมรับได้ ในการรวมเอาท์พุท (Output) ทั้งสอง ปกติต้องทำให้เกิดการอินเฟส (Inphase) กัน ทั้งโลพาสและไฮพาส ($\phi_L(\omega) + \phi_H(\omega)$)

4) การตอบสนองเฟส (Phase response) ในการรวมเอาท์พุททั้งสอง $\phi_s(\omega) = \arg(H_L(j\omega) + H_H(j\omega))$ และลักษณะที่เราต้องการมากที่สุดจะต้องให้เฟสเป็นแนวตรง (Phase linearity) $\phi_s(\omega) = -\tau\omega$ ซึ่งค่าของ τ จะเทียบเท่ากับค่าของความล่าช้าของเวลา (Time Delay) ในการเชื่อมวงจร

ต่อจากนั้นเราจะใช้ค่า $H_L(s)$ และ $H_H(s)$ แสดงค่าของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรโลพาสและไฮพาสฟิลเตอร์ตามลำดับ ส่วนในรูปแบบของความถี่ $s = \sigma + j\omega$ ซึ่ง $\omega = 2\pi f$ เป็นความถี่เชิงเรเดียน (Radian) ส่วนในรูปแบบของโพลาร์ (Polar Form) เราจะเขียนเป็นสมการของ

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

ซึ่งค่า $M(\omega)$ เป็น ขนาด และ $\phi(\omega)$ เป็นเฟสของ $H(j\omega)$ ซึ่งตัวห้อย L หรือ H จะแสดงถึงโลพาสและไฮพาสฟังก์ชัน ตามลำดับ ส่วนตัวห้อย S จะแสดงถึงการเชื่อม ซิสเต็มฟังก์ชัน (System Function)

ความต้องการในขนาดที่ราบเรียบเป็นสิ่งจำเป็น ซึ่งจะกำหนดโดยความรู้ที่รับรู้ในการได้ยินเสียงของมนุษย์ และสิ่งนี้เป็นความต้องการขั้นพื้นฐานเลยในการทำวงจรครอสโอเวอร์ที่จะให้ได้คุณภาพที่ดี ในกำรออกแบบวงจรครอสโอเวอร์ เป็นสิ่งจำเป็นที่ต้องมี อัตราความชันของ คัทออฟดีพอ การตอบสนองต่อขั้ว (Pole Response) การตอบสนองต่อเฟส อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้นั้นยังมีข้อเสียอยู่ ในการพิจารณาประโยชน์ของเฟสลิเนียร์ หลักการขั้นพื้นฐานจะตอบสนองต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องดนตรีต่าง ๆ นั้นยังไม่กระจ่างดีพอ แต่สิ่งเหล่านี้เหมาะที่จะกล่าวถึง สัญญาณที่เป็นชนิด ออลพาสเฟสคาร์เรคเตอร์สติก (All Pass Phase Characteristic) ด้วยครอสโอเวอร์ธรรมดาได้ เป็นสิ่งที่มีประโยชน์มากในการที่จะรับรู้โครงสร้างของวงจรครอสโอเวอร์ชนิดใหม่ ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรครอสโอเวอร์ที่สามารถสร้างขึ้นได้จริงในห้องทดลอง ที่มีค่าโพรงมาตรฐานอยู่ ซึ่งเราพบว่าวงจรครอสโอเวอร์ จะต้องพิถีพิถันในเรื่องความราบเรียบ ในเชิงของขนาด และอัตรา การคัทออฟ และ การตอบสนองของเฟส และจะต้องปรับปรุงให้ดีขึ้นในด้านการตอบสนองของขั้ว และสิ่งที่เป็นจุดมุ่งหมายที่ว่าทำไมต้องมีการนำเสนอดรรชนีของวงจรครอสโอเวอร์ที่มีเฟสคงที่ ความชันสูงด้วยความล่าช้าของเวลา นี้ สิ่งแรกที่สำรวจอย่างคร่าว ๆ เกี่ยวกับวงจรครอสโอเวอร์ธรรมดา สามัญทั่วไปพบว่าวงจรเหล่านี้ต้องการ อัตราการคัทออฟที่มีความชันสูง การตอบสนองต่อขั้วดี เยี่ยม และการตอบสนองต่อเฟสเพียงพอที่จะยอมรับได้ และเราจะไม่พิจารณาถึง วงจรอันดับสอง ชนิดบัตเตอร์เวิร์ททั้ง โลพาสและไฮพาสฟิลเตอร์ (Second Order Low และ High Pass Butterworth Filter) ซึ่งไม่พบขนาดที่ราบเรียบ ตามความต้องการในหัวข้อที่ 1

วงจรครอสโอเวอร์ธรรมดาทั่ว ๆ ไป

วงจรครอสโอเวอร์เบื้องต้นที่เป็นวงจรอันดับหนึ่งทั้ง โลพาสและไฮพาสฟิลเตอร์ ประกอบด้วย ความถี่เรเดียน ω_0 กล่าวคือ

$$H_L = \frac{\omega_0}{\omega_0 + S} = \frac{1}{1 + S_n} \quad (3.2)$$

$$H_H = \frac{S}{\omega_0 + S} = \frac{S_n}{1 + S_n} \quad (3.3)$$

$$H_s = H_L \pm H_H = \frac{1 + S_n}{1 + S_n} = \begin{cases} 1 & ; \text{inphase connection} \\ \frac{1 - S_n}{1 + S_n} & ; \text{out - off - phase connection} \end{cases} \quad (3.4)$$

แบบเฟสที่ไม่ตรงกัน แบบอันดับหนึ่งธรรมดา ๆ โลพาสและไฮพาสจะอินเฟส (Inphase) กันทุก ๆ ที่ (ซึ่งจะลดทอนขั้วให้เข้าใกล้ ω_0) และจะได้ความชัน 20 dB/decade (6 dB/octave) ซึ่งไม่เพียงพอในการเบี่ยงเบนของตัวขั้วความถี่สูง ภายใต้อัตราการคอสโอเวอร์ เราพล็อตขนาด $M_L(\omega_n)$ และ $M_H(\omega_n)$ และ $\phi_L(\omega_n)$ และ $\phi_H(\omega_n)$ ของ H_L และ H_H ซึ่งแสดงในสมการในรูป แบบของความถี่ เรเดียน $\omega_n = \omega / \omega_0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ในการมองวงจรครอสโอเวอร์ที่มีความชันสูง การจัดรูปแบบของสมการแบบบัตเตอร์เวิร์ท
สำหรับอเดอร์ที่ r ดังนี้

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

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

มีอันดับ $(2r + 1)$, $r = 0, 1, 2, \dots$, ซึ่งมีขนาดที่ราบเรียบ และอัตราการโรลออฟ (Roll-off rate) ประมาณ $(2r + 1) * 20$ dB / decade แต่สำหรับเฟสทั้งหมดที่ผ่านได้สำหรับ อันดับที่น้อยที่สุดของ r และเฟสระหว่าง H_L และ H_H มากเราจะแสดงด้วย $B_K(S_n)$ ซึ่งเป็นอันดับที่ K ของบัตเตอร์เวิร์ทโพลิโนเมียล (Butterworth polynomials) ตัวที่ให้ในตารางที่ 1 สำหรับ $K = 1, \dots, 6$, ซึ่งจะชี้แสดงถึงจุดประสงค์ในเนื้อหาเรื่องนี้ ฟิเตอร์อันดับที่สูงขึ้น ๆ ไปนี้ ต้องการคือ ขนาดที่ราบเรียบและอัตราการคัทออฟที่ชัน แต่การยอมรับการตอบสนองของเฟส จะลดลงเมื่อ อันดับเพิ่มขึ้น

ได้มีการคิดค้นนอมอลไลซ์ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Normalized transfer function) แบบลิงค์ วิธส์ ไรเลย์ฟิเตอร์ขึ้นมา ซึ่งได้ทำเป็นผลสำเร็จแล้ว ฟิเตอร์เหล่านี้จะใช้ ส่วนของโลพาสและ ไฮพาส แต่ละส่วนประกอบไปด้วยบัตเตอร์เวิร์ทสองตัวต่อคาสเคด (Cascade) กันอยู่ ยกตัวอย่าง ของลิงค์วิธส์ ไรเลย์อันดับ 2 คือ

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

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

$r = 1, 2, \dots$ รูปแบบของลิงค์วิธส์ ไรเลย์จะแสดงด้วย $L_{2r}(S_n)$ ซึ่งเป็นสมการของ บัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่ r ยกกำลังสอง

ลิ่งค์วีรช ไรเลย์โพลีโนเมียล ที่มีอันดับ 2,4 และ 6 แสดงในตารางที่ 3.2 ฟิเตอร์อันดับคู่เหล่านี้มีคุณสมบัติ H_L และ H_H ทุกที่อินเฟสกัน และมีค่าดีที่สุด ของจุดกลาง (Polar response) ซึ่งความชันคัทออฟ 40 dB/decade

$$H_s = H_L \pm H_H = \frac{B_r(-S_n)}{B_r(S_n)} \quad (3.9)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

To denormalizes $s_n = s / \omega_0$ $T_g(0) = b_1 / \omega_0$

ซึ่ง ω_0 = nominal crossover radian frequency (low-pass filter -3 dB point)

b_1 = coefficient of s_n in unfactorized polynomial

ตารางที่ 3.1 Normalized Butterworth polynomials $B_K(S_N)$ ของอันดับที่ 1 ถึง 6

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

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

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

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

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

To denormalizes $s_n = s / \omega_0$ $T_g(0) = b_1 / \omega_0$

ซึ่ง $\omega_0 =$ nominal crossover radian frequency (low - pass filter -3 dB point)

$b_1 =$ coefficient of s_n in unfactorized polynomail

**ตารางที่ 3.2 Normalized Linkwitz - Riley polynomials $L_{2k}(S_N) \equiv (B_k(S_N))^2$ ของ
อันดับที่ 2 ถึง 6**

แนวความคิดของการแบ่งย่านความถี่ต่ำและความถี่สูงของการตอบสนองของเฟส ได้แสดงเป็นตัวอย่างแล้วด้วยลิ่งควิธซ์ ไรเลย์ การจัดวางตามสมการลิ่งควิธซ์ ไรเลย์แสดงถึงสิ่งที่ดีที่สุดในการประนีประนอม และการที่สมควรจะได้รับคุณภาพที่สูงของลำโพง

แนวความคิดในการสร้างวงจร Active Phase Linear Cross-over Network

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวงจรแอกทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Active Cross-over Network)

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวงจรแอกทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ซึ่งมักเกิดขึ้นกับวงจร 2 ทางหรือ 3 ทาง ซึ่งประกอบด้วยวงจร LPF, HPF, BPF นั้นเกิดขึ้นจากความล่าช้าทางเวลาของวงจร โดยที่วงจร LPF ทำให้สัญญาณช้าลง ส่วน HPF จะทำให้สัญญาณเร็วขึ้น อันจะเป็นผลให้เกิดปัญหากับวงจรแอกทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่จุดตัด คือ

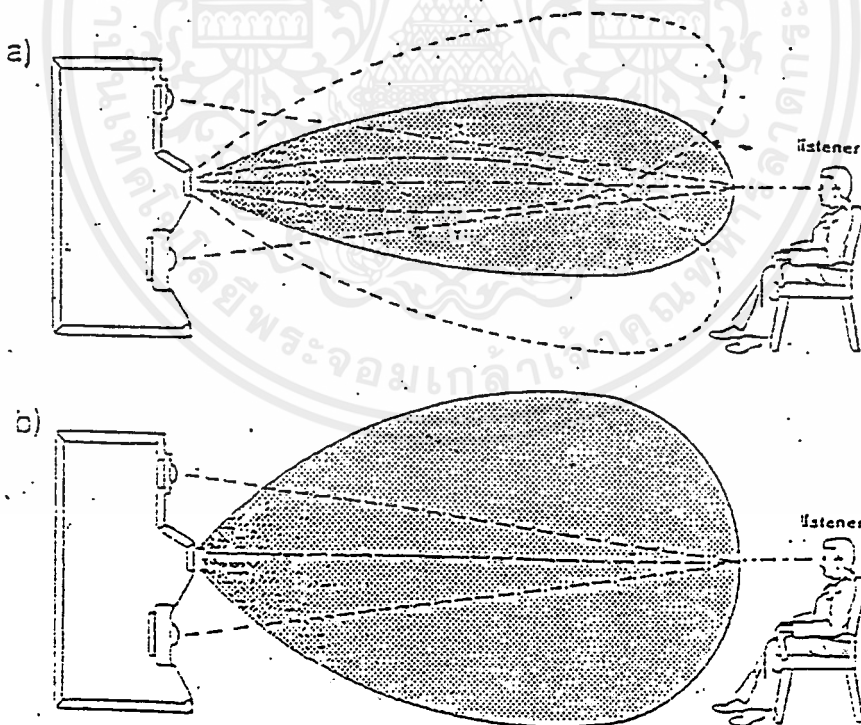
1. ทำให้สัญญาณจากสองส่วนลดสัญญาณจากอีกส่วนหนึ่งออก
2. ความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง มีผลกับประสิทธิภาพการกระจายของสัญญาณ (Radiation) ของระบบ
3. รูปแบบของการกระจายคลื่น (Radiation Pattern) จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่

ในบทความของสแตนเลย์ พี ลิปชิตซ์และจอห์นแวนเดอร์คอย (Stanley Lipshiz and John Van Derlooy) เสนอแนวทางเพื่อแก้ปัญหาจากข้อบกพร่องดังกล่าว โดยใช้วงจรที่เรียกว่าเฟสลิเนียร์ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Phase Linear Cross-over Network)

การทำให้เฟสลิเนียร์ โดยใช้วงจร LPF ที่มีความถี่ต่ำ ซึ่งสามารถทำความถี่สูงในขณะเดียวกัน ด้วยวิธีเพิ่มวงจรหน่วงเวลา (Time Delay Circuit) และนำมาต่อกันเข้าช่วย ถึงแม้วงจรหน่วงเวลา จะไม่สามารถทำความถี่ได้คงที่ตลอดย่านความถี่อย่างแน่แท้ แต่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ช้ามาก ผลที่ได้จะไม่ทำให้เกิดความแตกต่างของเฟส ระหว่างเอาต์พุตของสัญญาณทั้งสอง โดยเฉพาะในย่านความถี่ที่จุดตัด (Cross-Over Point)

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น (Radiation pattern) ของระบบครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Cross-Over Network)

รูปแบบการแพร่กระจายคลื่น ของลำโพงตามระบบครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คเดิม ซึ่งมีรูปแบบค่อนข้างแคบตลอดพื้นที่ ตามทิศทางของลำโพง โดยที่การกระจายรูปแบบจะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ อันเป็นเหตุให้ลูบ (lobe) เสงขึ้นหรือลดลง แต่ในกรณีวงจรเฟสลิเนียร์ จะมีผลให้ลูบขยายกว้างขึ้นกว่าเดิม พุ่งไปข้างหน้าตลอดย่านความถี่ เมื่อผู้ฟังอยู่ตรงกลางของแนวนอน ตามรูป a) แบบทั่วไป b) รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของเฟสลิเนียร์ ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค



รูปที่ 3.1 แสดง vertical radiation

a) Conventional network b) phase linear network

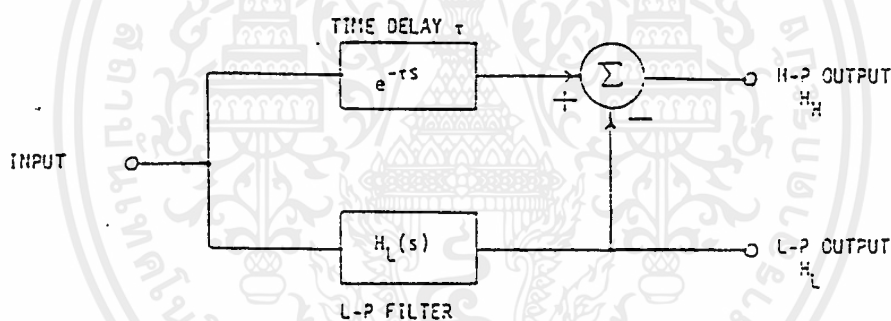
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากแนวคิดในการสร้างวงจรเฟสลิเนียร์ดังกล่าวแล้ว ยังพบว่ายังมีปัญหาที่ต้องนำมาแก้ไข 2 ประการคือ

1. ยังมีการซีฟเฟสเหลืออยู่ แต่ไม่มีปัญหาด้านสัญญาณลดทอนลงตลอดย่าน
2. การซีฟเฟสเกิดจากตัววงจรเองมากกว่าเกิดจากวงจรรองความถี่ถึง 2 เท่า ดังนั้นจึงทำให้มองเห็นว่า วงจรความถี่ต่ำต้องเลือกใช้ในอันดับคู่ เช่น 2, 4, 6, ... โดยนัยนี้จึงเลือกอันดับ ที่ 4 เป็นวงจรรองความถี่ ซึ่งเป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก โดยใช้วงจรอันดับที่ 2 มาทำการต่อคาสเคดเข้า ทำเป็นวงจรรองความถี่อันดับที่ 4 เพื่อให้ได้วงจรที่มีเฟสเดียวกัน ตามแนวคิดดังกล่าว จึงได้ผลเป็นวงจรที่มีเฟสเดียวกัน มีความถี่ครอสโอเวอร์ (Crossover Frequency) ที่จุด -6 dB ไม่มีการซีฟเฟส ระหว่างช่วงสัญญาณ ตามภาพรูปบล็อกไดอะแกรม

ความราบเรียบทางเฟส (Phase Linearity) กับรูปแบบของวงจร

หลักการของระบบ 2 ทาง



รูปที่ 3.2 ระบบ 2 ทาง

ตามรูปวงจร 2 ทาง วงจรหน่วงเวลา (Time Delay Circuit) เป็นวงจรที่สำคัญที่จะช่วยให้ความราบเรียบทางเฟส (Phase Linearity) เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมารวมกันเป็นลักษณะวงจรถบจะเป็นผลได้ความถี่ 2 ทางตามต้องการ คือสัญญาณความถี่ต่ำ และสัญญาณความถี่สูง โดยที่วงจร LPF ในอันดับ ที่ 4 รับสัญญาณเข้า ผ่านสัญญาณความถี่ต่ำออกทางเอาต์พุต ขณะที่สัญญาณเข้าอีกด้านหนึ่งผ่านวงจรหน่วงเวลา ที่ออกแบบวงจรให้มีเฟส เดียวกันกับวงจร LPF และทำงานเป็นวงจรรองความถี่ผ่านตลอด (All Pass Filter) เมื่อสัญญาณผ่านวงจรหน่วงเวลา สัญญาณรวมกันจะเหลือสัญญาณเป็นสัญญาณของ HPF ซึ่งมีเฟสเดียวกันกับวงจร LPF

สามารถที่จะเขียนให้ออกมาอยู่ในรูปของสมการได้ดังต่อไปนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีความชันสูง ซึ่งเราทราบว่าวงจรกรองความถี่ต่ำจะมีผลทำให้สัญญาณเกิดการล่าช้า เราจึงทำการชดเชยสัญญาณเพื่อที่จะทำให้ผลรวมของวงจรมีค่าเท่ากับการชดเชยความล่าช้าของสัญญาณทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลา หรือ วงจรกรองความถี่ต่ำทั้งหมด ค่าของความล่าช้าของเวลาที่เรทำการชดเชย กำหนดให้มีค่าเท่ากับ $e^{-\omega\tau}$ แทนลงในสมการ

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

เราจะได้วงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยการลบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านออกจากค่าความล่าช้าของเวลา ทำให้ได้ขนาดที่สมบูรณ์และเป็นเชิงเส้น

ค่าความล่าช้าทางเวลา (Time Delay) τ ควรจะกำหนดให้เท่ากับ 0 Hz ค่าของเฟสและกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคือ

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

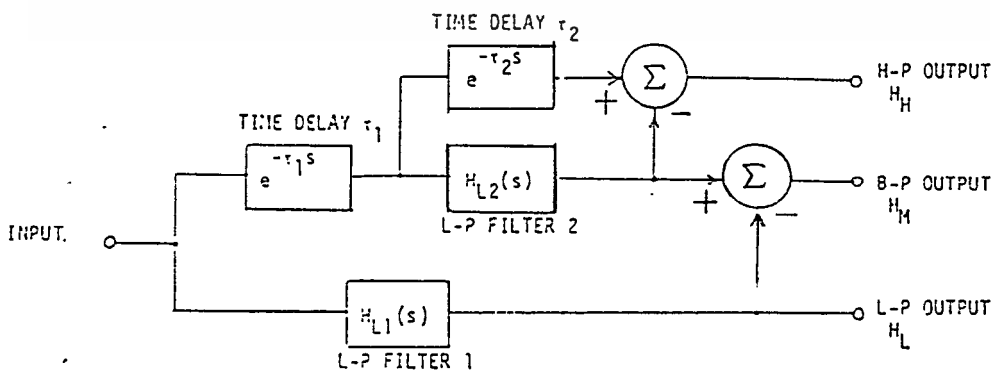
ที่ ความล่าช้าทางเฟส (Phase Delay) $\tau_p(\omega)$ และ กรุปดีเลย์ (Group Delay) $\tau_g(\omega)$ หาได้จาก

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

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

หลักการของระบบ 3 ทาง

ในวงจร 3 ทางตามรูป ทำการออกแบบโดยวางส่วน LPF เข้าที่ตรงกลางเพื่อต้องการให้ได้สัญญาณเสียงกลาง หรือ BPF วงจรนี้ต้องชดเชย โดยวงจรหน่วงเวลา ส่วนที่ 2 ดังนั้นในวงจร 3 ทาง Z_1 เป็นตัวทำให้ความล่าช้าทางเวลาของ BPF มีความล่าช้าขึ้น ในขณะที่ Z_2 เป็นตัวทำให้ความล่าช้าทางเวลาของสัญญาณลักษณะ LPF ในช่วงความถี่กลาง



รูปที่ 3.3 ระบบ 3 ทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป เราทำการเพิ่มวงจร LPF เข้ามาอีก 1 ตัวเพื่อสร้างวงจรแบนด์พาส

$$\text{Low pass} = H_L(S) = H_{L1}(S) \quad (3.16)$$

$$\text{Band pass} = H_B(S) = e^{-\tau_1 s} * H_{L2}(S) - H_{L1}(S) \quad (3.17)$$

$$\text{High pass} = H_H(S) = e^{-\tau_2 s} * [e^{-\tau_2 s} - H_{L2}(S)] \quad (3.18)$$

หลักการโดยทั่วไปก็จะเหมือนกับของระบบ 2 ทาง โดยที่จะต้องกำหนดให้ความถี่ของ $H_{L2}(S)$ มากกว่าของ $H_{L1}(S)$ เราจะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีความถี่คัทออฟเท่ากับความถี่ของวงจร $H_{L1}(S)$ และจะได้วงจรกรองความถี่สูงผ่านมีความถี่คัทออฟเท่ากับความถี่ของวงจร $H_{L2}(S)$ และจะได้วงจรกรองความถี่ผ่านเป็นช่วงมีความถี่คัทออฟเท่ากับความถี่ของวงจร $H_{L2}(S) - H_{L1}(S)$

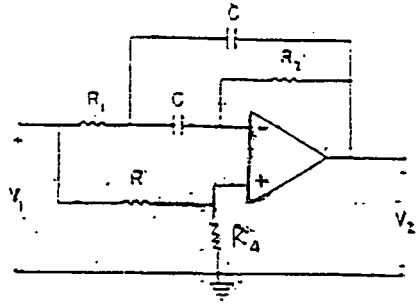
วงจรกรองความถี่ผ่านตลอดหรือเฟสชิฟติง (All pass filter or Phase shifting)

เป็นวงจรกรองความถี่ชนิดหนึ่งที่จะผ่านสัญญาณทุกความถี่เท่า ๆ กัน โดยไม่มีการลดทอนของสัญญาณ ขณะเดียวกันจะเปลี่ยนหรือชิฟเฟสสัญญาณไปด้วย ความถี่ที่ชิฟไปเป็นแบบเนกกะติฟ เทียบกับการหน่วงเวลาขณะที่ยังสัญญาณผ่านฟิลเตอร์

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน จะเป็นอัตราส่วนของ O/P โวลต์ต่อ I/P โวลต์ต่อ ω_0 (หรือ Hz, f_0) ถ้าเฟสชิฟเป็นจำนวนลบ เราจะได้ $\phi(\omega_0) = -\phi_0$ ดีกรี ดังนั้นที่ ω_0 เฟสของอินพุต V_1 จะมากกว่าเอาต์พุต V_2 เป็นจำนวน ϕ_0 ดีกรี ดังนั้นถ้าดูเวฟฟอร์มทั้งสองตัวในช่วงเวลาเดียวกัน คลื่น I/P จะมาถึงจุดยอดหรือจุดต่ำสุด ϕ_0 ก่อนคลื่น O/P จะถึงจุดยอดหรือจุดต่ำสุด เพราะฉะนั้นสัญญาณ I/P จะนำหน้าสัญญาณ O/P ϕ_0 ดีกรี ดังนั้นผลต่างของเวลาทั้งสองระหว่างจุดยอดหรือจุดต่ำสุดของคลื่น I/P และนำหน้าจุดยอดหรือต่ำสุดของคลื่น O/P ที่แอมพลิจูดของคลื่นทั้งสองพล็อตบนแกนเวลาหรือไทม์ดีเลย์เหมือนว่าเฟสชิฟ $-\phi_0$ เท่ากับเฟสชิฟ $360^\circ - \phi_0$ ยกตัวอย่างถ้าคลื่น I/P นำหน้า O/P 270° ($\phi = -\phi_0 = -270^\circ$) ดังนั้นเราจะเรียกว่า I/P นำหน้า -90° ($\phi = -\phi_0 = +90^\circ$) ซึ่งในกรณีนี้ O/P นำหน้า $+90^\circ$

การตอบสนองความถี่ของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของออลพาสฟิลเตอร์ทางอุดมคติจะคงที่ตลอดทุกความถี่ และในทางปฏิบัติจะถือว่ามีความใกล้เคียงที่จะคงที่มาก ๆ ตลอดย่านการใช้งาน

$$H(s) = \frac{K(S^2 - aS + b)}{S^2 + aS + b} \quad (3.19)$$



รูป 3.4 all pass filter

ที่ a และ b คือค่าคงที่ที่เลือก เฟสชิฟ $\phi(\omega)$ ซึ่งจะสามารถแทนได้ในเทอมของ $f = \frac{\omega}{2\pi}$ จะได้ว่า

$$\phi(\omega) = -2 \tan^{-1} \left(\frac{a\omega}{b - \omega^2} \right) \quad (3.20)$$

แอมพลิจูดคือ $|H(j\omega)| = k$ ซึ่งจะเป็นแกนของวงจรกรองความถี่ด้วย ออกลพาสเน็ทเวอร์คซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันเหมือนกับสมการ สำหรับค่าของอุปกรณ์ใน วงจรสามารถวิเคราะห์ห้วงจรออกมาได้

$$a = \frac{2}{R_2 C} \quad (3.21)$$

$$b = \frac{1}{R_1 R_2 C^2} \quad (3.22)$$

และแกนของ $K = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ กำหนดให้ $R_2 R_3 = 4R_1 R_4$

บทที่ 4

ทฤษฎีของวงจรรองความถี่ต่ำแบบทรานซิชันเนลอุลตราสเฟียริคัล และจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล (Transitional Ultraspherical - Generalized Bessel Polynomail , T.U.G)

การสร้างวงจรรองความถี่ต่ำที่สร้างจากการนำโพลิโนเมียล 2 ชนิดนำมาทรานซิชัน (Transitional) เข้าด้วยกันซึ่งโพลิโนเมียลทั้ง 2 ชนิดนี้ต่างก็มีตัวแปรที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้อย่างอิสระต่อกัน โพลิโนเมียลทั้ง 2 ชนิดนี้เรียกว่า อุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล (Ultraspherical Polynomial) และ เจ็นเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล (Generalized Bessel Polynomail)

วงจรรองความถี่ต่ำแบบอุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล

วงจรรองความถี่ต่ำแบบอุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล มีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันซึ่งเขียนอยู่ในรูปของขนาดกำลังสอง (Magnitude Square) คือ

$$H(s).H(-s) \Big|_{s=j\omega} = \left| H_n(j\omega) \right|^2 = \frac{1}{1+U_n^\alpha(\omega^2)} \quad (4.1)$$

โดยที่ $U_n^\alpha(\omega^2)$ เป็นขนาดกำลังสอง (Magnitude Square) ของอุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียลและ n เป็นอันดับของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

สูตรทั่วไปของอุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล $U_n^\alpha(\omega)$ ที่ใช้คือ

$$U_n^\alpha(\omega) = \frac{n!}{(1+\alpha)_n} P_n^{(\alpha,\alpha)}(\omega) \quad (4.2)$$

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

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

α เป็นค่าพารามิเตอร์ของอุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล และโพลิโนเมียล $P_n^{(\alpha,\alpha)}(\omega)$ ได้มาจากจาโคบี โพลิโนเมียล (Jacobi Polynomial) โดยที่จาโคบี โพลิโนเมียล $P_n^{(\alpha,\beta)}(\omega)$ กำหนดได้ดังนี้

$$P_n^{(\alpha+\alpha)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, \alpha + \beta + n + 1; \\ 1 + \alpha \end{matrix}; \frac{1-\omega}{2} \right) \quad (4.3)$$

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

$${}_2F_1 \left(\begin{matrix} a, b; \\ c \end{matrix}; x \right) = \sum_{k=0}^n \frac{(a)_k (b)_k x^k}{k! (c)_k} \quad (4.4)$$

เมื่อ $\beta = \alpha = 0$ ค่าโพลิโนเมียลในสมการ(4.3) กลายเป็นเลอร์จองด์ โพลิโนเมียล Legendre Polynomial) จากสมการ (4.3) จะเห็นได้ว่า ค่า $P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega)$ เป็นโพลิโนเมียลของอันดับที่ n และเมื่อ $\omega = 1$ จะได้

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = P_n^{(\alpha+\beta)}(1) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} \quad (4.5)$$

ในกรณีของจาโคบี โพลิโนเมียล ค่าของ ${}_2F_1$ สามารถประยุกต์ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} \left(\frac{\omega+1}{2} \right)^n {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\beta+n; \\ 1+\alpha \end{matrix}; \frac{\omega-1}{\omega+1} \right) \quad (4.6)$$

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = \frac{(-1)^n (1+\beta)_n}{n!} {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, \beta+\alpha+n+1; \\ 1+\beta \end{matrix}; \frac{1+\omega}{2} \right) \quad (4.7)$$

จากสมการ (4.3), (4.6) และ (4.7) ถ้าให้ผลลัพท์อยู่ในรูปของอนุกรมอนันต์ (Finite Series) สำหรับค่า $P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega)$ จะเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha)_n (1+\alpha+\beta)_{n+k}}{k!(n-k)!(1+\alpha)_k (1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega-1}{2} \right)^k \quad (4.8)$$

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha)_n (1+\beta)_k}{k!(n-k)!(1+\alpha)_k (1+\beta)_{n-k}} \left(\frac{\omega-1}{2} \right)^k \left(\frac{\omega+1}{2} \right)^{n-k} \quad (4.9)$$

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(-1)^{n-k} (1+\beta)_n (1+\alpha+\beta)_{n+k}}{k!(n-k)!(1+\beta)_k (1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega+1}{2} \right)^k \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ใช้กับสมการที่มีอันดับมาก จากสมการข้างต้นสามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการต่อไปนี้ตามลำดับ

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha+\beta)_{2n}}{n!(1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega-1}{2}\right)^n {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\alpha-n \\ -\alpha-\beta-2n; \end{matrix} ; \frac{2}{1-\omega} \right) \quad (4.11)$$

$$P_n^{(\alpha+\alpha)}(\omega) = \frac{(1+\beta)_n}{n!} \left(\frac{\omega-1}{2}\right)^n {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\alpha-n \\ 1+\beta; \end{matrix} ; \frac{\omega+1}{\omega-1} \right) \quad (4.12)$$

$$P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(1+\alpha+\beta)_{2n}}{n!(1+\alpha+\beta)_n} \left(\frac{\omega+1}{2}\right)^n {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, -\alpha-n \\ -\alpha-\beta-2n; \end{matrix} ; \frac{2}{\omega+1} \right) \quad (4.13)$$

จากสมการข้างต้นเป็นความสัมพันธ์ของฟังก์ชันจาโคบี โพลีโนเมียล และ ถ้ากำหนดให้ $\beta = \alpha$ แล้วจากสมการ (4.3) จะได้โพลีโนเมียล $P_n^{(\alpha+\alpha)}(\omega)$ ดังนี้

$$P_n^{(\alpha+\alpha)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} {}_2F_1 \left(\begin{matrix} -n, 2\alpha+n+1 \\ 1+\alpha; \end{matrix} ; \frac{1-\omega}{2} \right) \quad (4.14)$$

ฉะนั้นถ้าแทนค่าสมการ (4.4) ลงในสมการ (4.14) จะได้

$$P_n^{(\alpha,\alpha)}(\omega) = \frac{(1+\alpha)_n}{n!} \sum_{k=0}^n \frac{(-n)_k (2\alpha+n+1)_k}{k!(1+\alpha)_k} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^k \quad (4.15)$$

ฉะนั้นถ้าแทนค่าสมการ (4.15) ลงในสมการ (4.1) จะได้

$$U_n^\alpha(\omega) = \sum_{k=0}^n \frac{(-n)_k (2\alpha+n+1)_k}{k!(1+\alpha)_k} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^k \quad (4.16)$$

$$\text{โดยที่ } (-n)_k = (-1)^k \frac{n!}{(n-k)!} \quad (4.17)$$

โดยการแทนค่าสมการ (4.17) ลงในสมการ (4.16) จะได้

$$U_n^\alpha(\omega) = \sum_{k=0}^n (-1)^k C_k^n \frac{(2\alpha+n+1)_k}{(1+\alpha)_k} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^k \quad (4.18)$$

โดยที่ C_k^n เป็นสัมประสิทธิ์ของไบโนเมียล (Binomial) ซึ่งเท่ากับ $\frac{n!}{(n-k)!k!}$
 จากสมการ (4.18) ถ้า $n=1,2,3,4$ และ 5 ค่า $U_n^\alpha(\omega)$ เขียนได้ดังแสดงในตาราง

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าสูตรสำหรับพหุนามโพลิโนเมียล

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	$\frac{(8\alpha^3+84\alpha^2+286\alpha+315)\omega^5-(40\alpha^2+240\alpha+350)\omega^3+(30\alpha+75)\omega}{8\alpha^3+44\alpha^2+76\alpha+40}$

วิธีการหาค่าโพลของสูตรพหุนามโพลิโนเมียล

จากตารางการกระจายค่าสัมประสิทธิ์ของสูตรพหุนามโพลิโนเมียลต่อจำนวนอันดับ เราสามารถหาค่าโพลของสูตรพหุนามโพลิโนเมียลได้โดยการใช้สมการการตอบสนองทางขนาดทั่วไป (Magnitude Square) คือ

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2[U_n^\alpha(\omega)]^2}} \quad (4.19)$$

โดยในที่นี้เรากำหนดให้ $U_n^\alpha(\omega) = \frac{n!}{(1+\alpha)_n} p_n^{(\alpha,\alpha)}(\omega)$

เมื่อ $n=0,1,2,\dots$ และ $\alpha > -1$

ซึ่งสมการ $p_n^{(\alpha,\alpha)}(\omega)$ คือ สูตรพหุนามโพลิโนเมียล เมื่อ ε คือค่าคงที่ และมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งสมการ $p_n^{(\alpha,\alpha)}(\omega)$ นี้เป็นกรณีพิเศษที่ได้มาจากจาโคบี โพลิโนเมียล $p_n^{(\alpha,\beta)}(\omega)$ เมื่อ $\alpha = \beta$ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(1 + \alpha)_n = (1 + \alpha)(2 - \alpha) \dots (n + \alpha) \quad ; n=1,2,3,\dots$$

$$(1 + \alpha)_0 = 1$$

โดยที่ค่าของ $[U_n^\alpha(\omega)]^2$ เราได้มาจากตารางการกระจายค่าสัมประสิทธิ์ของอูลตราสเฟียรีคัล โพลีโนเมียล ยกตัวอย่างเช่น

$$\text{ที่อันดับ 4 สมการ } [U_n^\alpha(\omega)]^2 = \frac{(4\alpha^2 + 24\alpha + 35)\omega^4 - (12\alpha + 30)\omega^2 + 5}{4\alpha^2 + 12\alpha + 8}$$

เมื่อเราต้องการค่า α เท่าไร ก็แทนค่าลงในสมการ $[U_n^\alpha(\omega)]^2$ จากนั้นแทนลงในสมการ (4.1) เราก็จะได้เทอมเศษมีค่าเป็น 1 และเทอมส่วนเป็นรากของโพลีโนเมียลอันดับ 8 เราก็ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ (RP, Matlab) ถอดรากสมการออกมา จะได้ค่าที่เป็นบวก 4 ค่า และค่าที่เป็นลบอีก 4 ค่าเราก็เลือกเอาค่ารากที่เป็นลบทั้ง 4 ค่าเป็นค่าโพลของอูลตราสเฟียรีคัล สาเหตุที่เราเลือกเอาค่าที่เป็นลบเนื่องจากว่าจากความรู้เรื่องระบบควบคุม การเลือกค่าโพล (Pole) ที่เป็นลบจะทำให้ระบบเสถียร และค่าโพลที่เป็นบวกจะทำให้ระบบไม่เสถียร

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าโพลของอูลตราสเฟียรีคัล อันดับ 4

α	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	$-0.3860 \pm j0.3781, -0.1570 \pm j0.9295$
0.05	$-0.3744 \pm j0.3784, -0.1523 \pm j0.9302$
-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	$-0.0618 \pm j0.4703, -0.0410 \pm j0.7083$

คุณสมบัติของเงินเนอริไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล (Generalized Bessel Polynomial)

เงินเนอริไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ได้ดังนี้

คือ

$$s^2 \left(\frac{d^2 Y_n}{ds^2} \right) + (as + 2) \left(\frac{dY_n}{ds} \right) - n(n + a - 1)Y_n = 0 \quad (4.20)$$

ซึ่งคำตอบของสมการเชิงอนุพันธ์นี้จะเป็นเงินเนอริไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลนั้นคือ

$$Y_n(a, 2, s) = \sum_{k=0}^n (-n)_k \frac{(a + n - 1)_k}{k!} \left(\frac{-s}{2} \right)^k \quad (4.21)$$

เมื่อ $(a)_n = (a + i - 1)$

คุณสมบัติทางขนาดของเงินเนอริไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียลทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถหาได้โดยใช้ผลคูณ 2 ฟังก์ชันของ (4.21) ซึ่งกำหนดโดย

$$H_n(x)H_n(y) = \sum_{k=0}^n (-1)^k (-n)_k \frac{(a + n - 1)_k}{k! 2^k} (xy)^{n-k} H_k(x + y) \quad (4.22)$$

$$A_n(s) = \sum_{k=0}^n C_{n-k}^n \frac{(a + 2n - k - 2)!(a + 2n - 2k - 2)!(-s^2)^k}{(a + mn - 2)!(a + n - k - 2)!2^{2(n-k)}} \quad (4.23)$$

เมื่อ C_{n-k}^n เป็นสัมประสิทธิ์แบบไบโนเมียลและจาก (4.21) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของไฮเปอร์จีโอเมตริกฟังก์ชันได้ดังนี้

$$Y_n(a, b, c) = {}_2F_0 \left(-n, a + n - 1; \frac{-s}{b} \right) = \left(\begin{matrix} -n, a + n - 1; \\ 0 \end{matrix} ; \frac{-s}{b} \right) \quad (4.24)$$

โดยแทนค่า $b = 2$ หรือเขียนให้อยู่ในรูปของ

$$Y_n(s, \alpha, \beta) = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \frac{(n + k + \alpha - 2)^k}{\beta^k} s^{n-k} \quad (4.25)$$

$$\text{โดย } \binom{n}{k} = \frac{n}{k!(n-k)!}, q^k = q(q-1)\dots(q-k+1) \text{ และ } q = n + k + \alpha - 2$$

ตารางที่ 4.3 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของเงินเนอริไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียลต่อจำนวน
อันดับ

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

วิธีการหาค่าโพลของเงินเนอริไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล

จากตารางการกระจายค่าสัมประสิทธิ์ของเงินเนอริไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียลต่อจำนวน
อันดับ ยกตัวอย่างเช่นที่อันดับ 4 สมการ $B_n(s, \alpha, \beta)$ จะได้เป็น

$$s^4 + \frac{4(\alpha+3)s^3}{\beta} + \frac{6(\alpha+3)(\alpha+4)s^2}{\beta^2} + \frac{4(\alpha+3)(\alpha+4)(\alpha+5)s}{\beta^3} + \frac{(\alpha+3)(\alpha+4)(\alpha+5)(\alpha+6)}{\beta^4}$$

ในโครงการนี้กำหนดให้ $\beta = 2$ จะมีผลทำให้ผลการตอบสนองกลายเป็นเบสสเตลทอม
ตัน จากนั้นแทนค่า α ตามที่เราต้องการและนำสมการที่ได้ไปทำการแยกหาค่าโพล
หลังจากนั้นเราก็นำค่าโพลทั้งของอูดตราสเฟียริคัลและเงินเนอริไลซ์เบสสเตลมาทำการ
ทรานซิชันแนลกันซึ่ง ค่าโพลของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันจะเขียนให้อยู่ในรูปของโพลาร์ฟอร์ม

ตารางที่ 4.4 แสดงค่าโพลของเงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล อันดับที่ 4

α	S_G
2	$-2.8962 \pm j0.8672, -2.1037 \pm j2.6574$
3	$-3.3980 \pm j0.9433, -2.6019 \pm j2.9029$
4	$-4.4003 \pm j1.0794, -3.5996 \pm j3.3399$

การทราวนซิซันกันระหว่างอูลตราสเพียริคัลกับเงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล

การหาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ลักษณะทั่วไปของวงจรฟิลเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปของ

$$H_n(s) = \frac{1}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + 1} \quad (4.26)$$

เราสามารถเขียนทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรฟิลเตอร์อันดับที่ n ได้ในอีกรูปแบบหนึ่งคือ

$$H_n(s) = \frac{1}{Q_n(s)} = \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)\dots(s-s_n)} \quad (4.27)$$

และค่าโพลของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของโพลาร์ฟอร์มคือ $s_k = s_u \cdot e^{-j\phi}$ ในที่นี้เรามีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของ ทราวนซิซันแนลอูลตราสเพียริคัล-เงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล ซึ่งมีโพลิโนเมียล 2 เทอม ดังนั้น เราจะได้ค่าโพลจากโพลิโนเมียลทั้ง 2 คือ

$$s_u = s_u \cdot \phi_u \quad (4.28)$$

$$s_G = s_G \cdot \phi_G \quad (4.29)$$

เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของทราวนซิซันแนลทั้งเทอมขนาดและเฟสจะได้

$$s_k = s_u^{(1-m)} \cdot s_G^m \quad (4.30)$$

$$\arg s_k = \arg(s_u) - m(\arg(s_u) - \arg(s_G)) \quad (4.31)$$

$$\text{หรือ } s_k \cdot e^{-j\phi} = s_u^{(1-m)} \cdot s_G^m \cdot \phi_u - m(\phi_u - \phi_G) \quad (4.32)$$

เมื่อ $0 < m < 1$ ซึ่งค่า m ในที่นี้เรากำหนดให้เป็นค่าจริงมีค่าอยู่ระหว่าง 0 กับ 1 เมื่อเราเปลี่ยนค่า m ไปจะทำให้มีผลต่อ ทราวนซิซันแนลอูลตราสเพียริคัล-เงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียลดังนี้

$$\text{เมื่อ } m = 0 \quad s_k \phi = s_u \phi_u \quad (4.33)$$

$$m = 1 \quad s_k \phi = s_G \phi_G \quad (4.34)$$

นั่นคือ เมื่อเราให้ m มีค่าเป็น 0 จะได้โพลอยู่ในรูปของจุดครึ่งเพื่อปริศนและเมื่อให้ค่า m มีค่าเป็น 1 จะได้โพลอยู่ในรูปของเส้นแนวนอร์โลซ์เบสเสล

ค่าที่ได้ หลังจากการทำทรานซิชันแนลกันแล้วเราจะ ได้ค่าที่ยังไม่ทำการนอร์มอลไลซ์ (Normalized) เราจะต้องนอร์มอลไลซ์ทางความถี่เพื่อให้กราฟความถี่ตัดผ่านที่จุดเดียว คือ ที่ $\omega = 1$ จะได้ค่าของขนาดเท่ากับ 0.707

การนอร์มอลไลซ์นั้นมิตั้งการนอร์มอลไลซ์ทางขนาดและการนอร์มอลไลซ์ทางความถี่

การนอร์มอลไลซ์ทางขนาด

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรถ่ายสัญญาณสามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปดังนี้

$$H_n(s) = \frac{b_0}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0} \quad \text{ทำการนอร์มอลไลซ์ทางขนาดเพื่อให้ผลตอบ}$$

สนองทางขนาดเป็นยูนิตี (Unity) หรือมีค่าเท่ากับ 1 ที่ $\omega = 0$ สามารถเขียนสมการออกมาได้ดังนี้

$$H_n(s) = \frac{1}{s^n + C_{n-1}s^{n-1} + \dots + C_{n-i}s^{n-i} + \dots + C_1s + 1} \quad (4.35)$$

$$\text{โดยที่ } C_{n-1} = b_{n-1} * b_0^{-\frac{1}{n}}$$

$$C_{n-i} = b_{n-i} * b_0^{-\frac{i}{n}}$$

$$C_1 = b_1 * b_0^{-(1-\frac{1}{n})}$$

จากสมการจะได้ผลตอบสนองทางขนาดมีค่าเท่ากับหนึ่งที่ $\omega = 0$

การนอร์มอลไลซ์ทางความถี่

กำหนดทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่จะนอร์มอลไลซ์ทางความถี่ดังนี้

เมื่อ n เป็นจำนวนคู่

$$H_n(s) = \frac{G}{\prod_{i=1}^{n/2} (s^2 + (\omega_{oi} / Q_i)s + \omega_{oi}^2)} \quad (4.36)$$

และเมื่อ n เป็นจำนวนคี่

$$H_n(s) = \frac{G}{(s + \omega_{on}) \prod_{i=1}^{(n-1)/2} (s^2 + (\omega_{oi} / Q_i)s + \omega_{oi}^2)} \quad (4.37)$$

โดยที่ n เป็นอันดับ (Order) ของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

G เป็นค่าคงที่ที่พอดิทำให้ $H(j0) = 1$

ผลตอบสนองทางขนาดของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $|H_u(j\omega)|$ เท่ากับ $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ที่ความถี่ $\omega = \omega_d$ ถ้าพิจารณาอันดับของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่เป็น จำนวนคู่จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\sqrt{2}G = \prod_{i=1}^{n/2} \left((\omega_{oi}^2 - \omega_d^2)^2 + \left(\frac{\omega_{oi}\omega_d}{Q_i} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (4.38)$$

และอันดับของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็นจำนวนคี่ จะ ได้

$$\sqrt{2}G = \sqrt{\omega_d^2 + \omega_{oi}^2} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \left((\omega_{oi}^2 - \omega_d^2)^2 + \left(\frac{\omega_{oi}\omega_d}{Q_i} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (4.39)$$

จากสมการพหามิตอร์ G และ Q_i และ ω_{oi} เป็นตัวทราบค่าสิ่งที่ต้องคำนวณหาคือ ω_d การหา ω_d จะใช้คอมพิวเตอร์ (Computer) ช่วย และพิจารณาค่ารากของ ω_d ที่เป็นจริงมีค่าเป็นบวกเท่านั้น

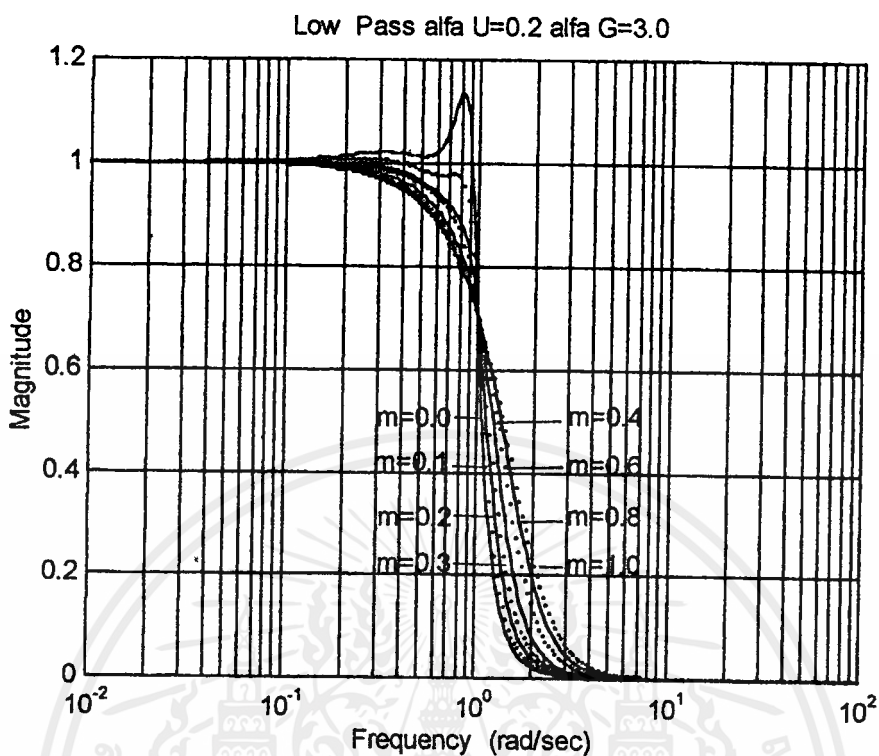
หลังจากนั้นเราก็นำค่า ω_d ที่ทำให้แมกนิจูด (Magnitude) ของสมการที่ต้องการนอร์มอลไลซ์ที่มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ไปทำการนอร์มอลไลซ์โดยการแทนค่า ω_d เพิ่มเข้าไปในทุกค่าที่มี s อยู่ และมีกำลังเหมือนกับค่า s ทุกประการ

ตารางที่ 4.5 แสดงโพลีโนเมียลของ T.U.G. เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.2$ และ $\alpha_G = 3.0$ และทำการแปรค่า m อยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1

ตารางที่ 4.5 แสดงค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.2, \alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

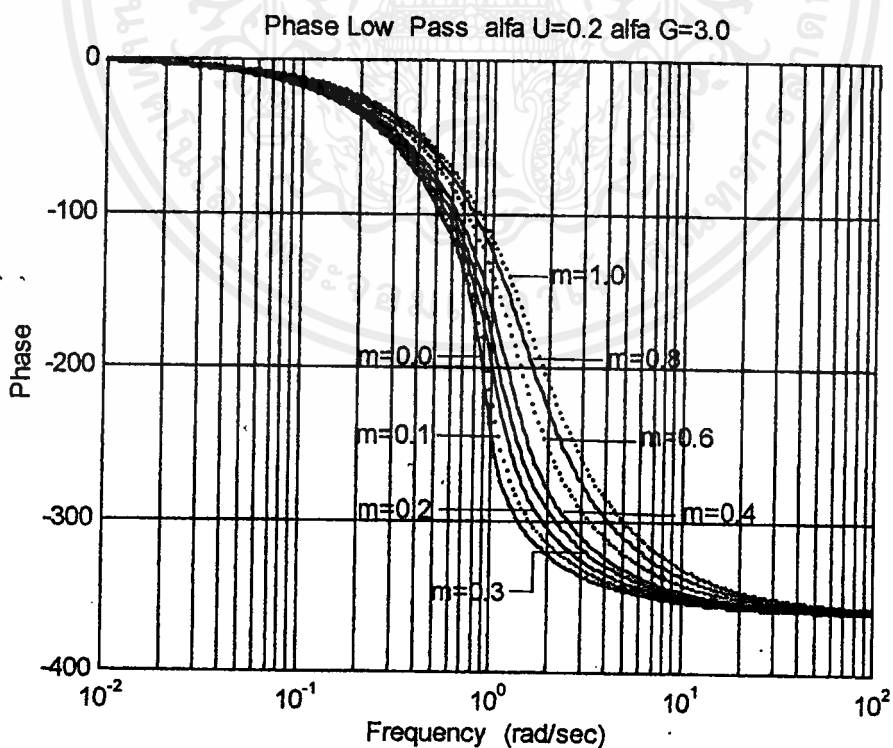
m	T.U.G Polynomial
0.0	$3.4551s^4 + 4.3033s^3 + 5.1050s^2 + 3.0473s + 1$
0.1	$2.6442s^4 + 3.9070s^3 + 4.7318s^2 + 3.0034s + 1$
0.2	$1.8889s^4 + 3.3283s^3 + 4.2369s^2 + 2.9008s + 1$
0.3	$1.2887s^4 + 2.7695s^3 + 3.7022s^2 + 2.7555s + 1$
0.4	$0.8677s^4 + 2.1604s^3 + 3.2106s^2 + 2.6038s + 1$
0.6	$0.4262s^4 + 1.4309s^3 + 2.4990s^2 + 2.3524s + 1$
0.8	$0.2382s^4 + 1.0199s^3 + 2.0553s^2 + 2.1736s + 1$
1.0	$0.1487s^4 + 0.7753s^3 + 1.7676s^2 + 2.0469s + 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 คุณลักษณะทางขนาดของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า

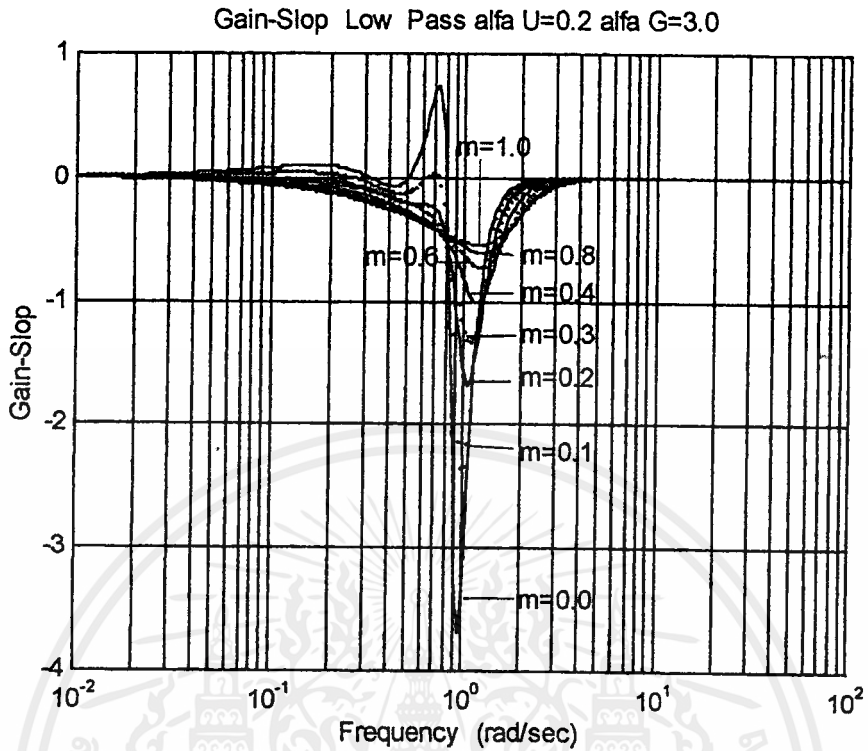
$\alpha_U = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB



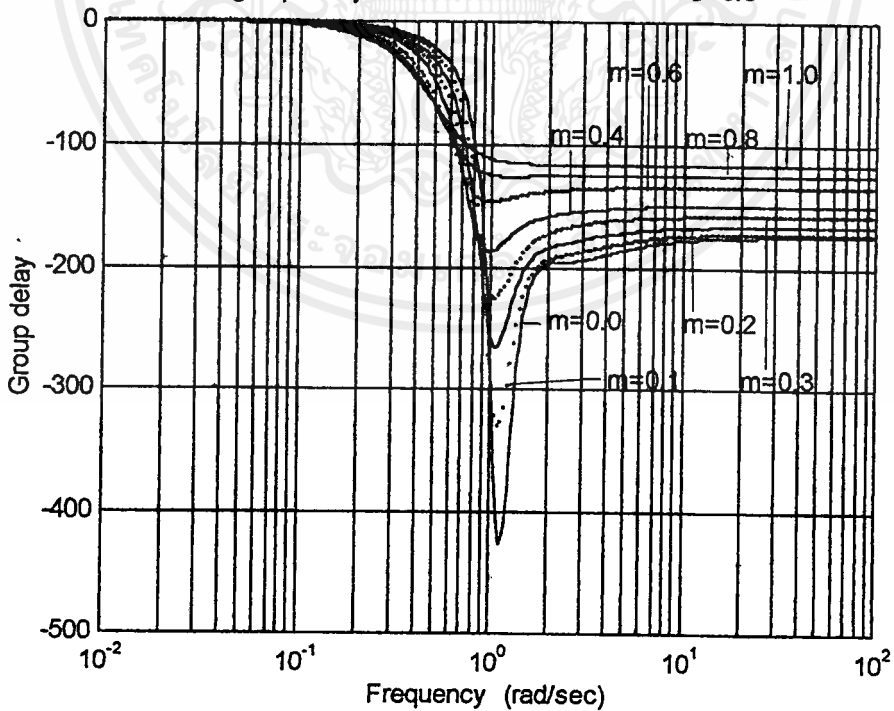
รูปที่ 4.2 คุณลักษณะทางเฟสของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า

$\alpha_U = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 คุณลักษณะทางเกนสโลปของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB group delay Low Pass $\alpha_U=0.2$ $\alpha_G=3.0$



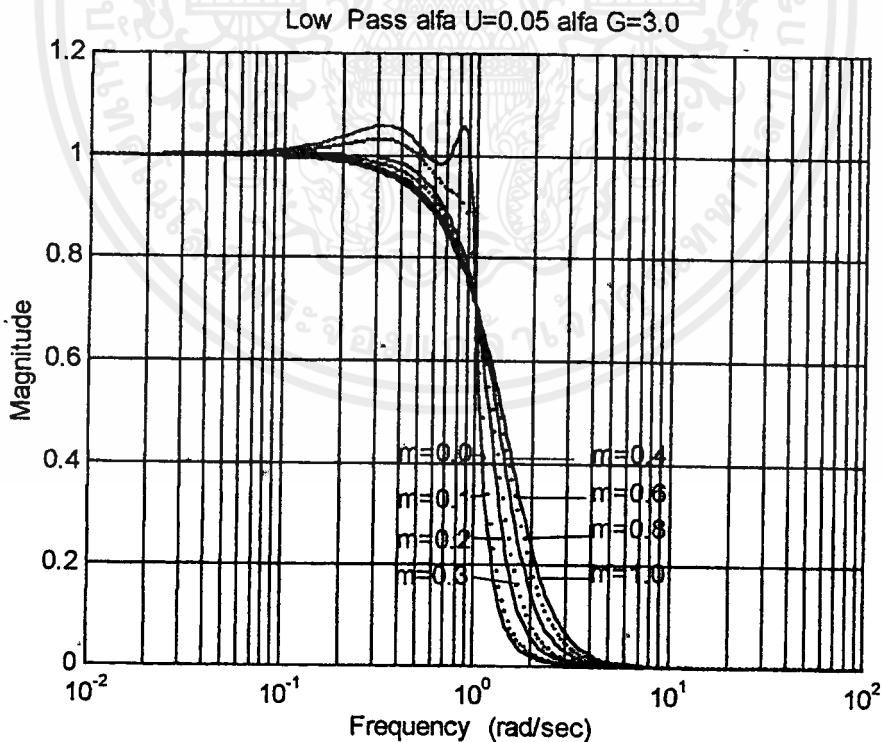
รูปที่ 4.4 คุณลักษณะทางกรุปดีเลย์ของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.2$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการเปลี่ยนค่า $\alpha_U = 0.2$ ไปเป็น $\alpha_U = 0.05$ จะได้คั้งตารางข้างล่างนี้

ตารางที่ 4.6 แสดงค่าโพลีโนเมียลของ T.U.G. Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.05, \alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

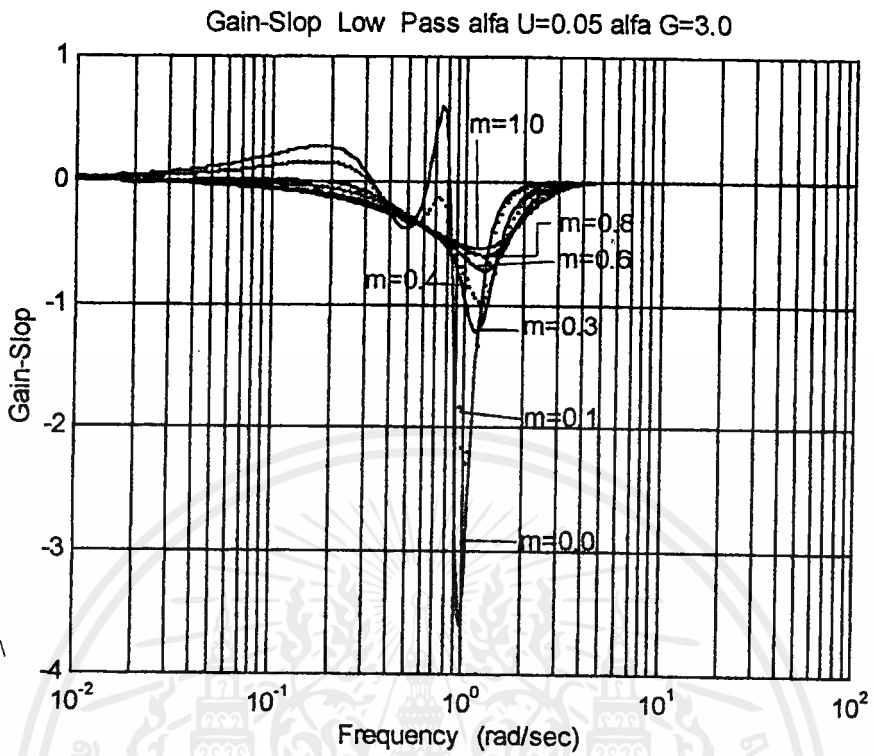
m	T.U.G Polynomial
0.0	$4.1559s^4 + 4.3289s^3 + 5.6877s^2 + 3.0193s + 1$
0.1	$3.0343s^4 + 3.9150s^3 + 5.0935s^2 + 2.9779s + 1$
0.3	$1.3486s^4 + 2.6395s^3 + 3.7628s^2 + 2.7197s + 1$
0.4	$0.8748s^4 + 2.0954s^3 + 3.2059s^2 + 2.5731s + 1$
0.6	$0.4370s^4 + 1.4250s^3 + 2.5099s^2 + 2.3464s + 1$
0.8	$0.2415s^4 + 1.0213s^3 + 2.0602s^2 + 2.1742s + 1$
1.0	$0.1487s^4 + 0.7753s^3 + 1.7676s^2 + 2.0469s + 1$



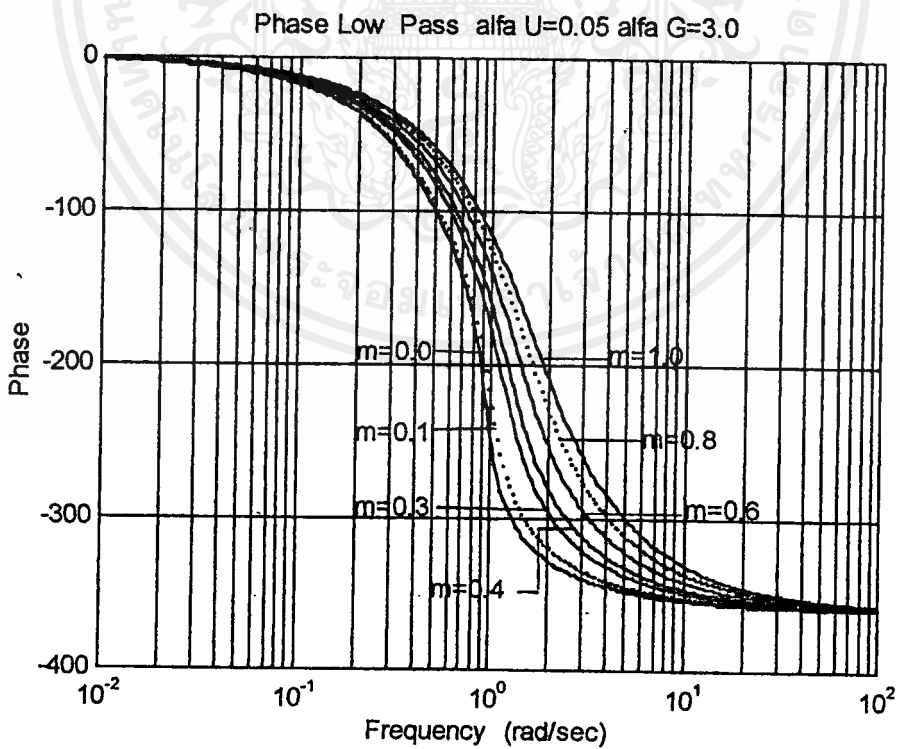
รูปที่ 4.5 คุณลักษณะทางขนาดของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า

$\alpha_U = 0.05, \alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

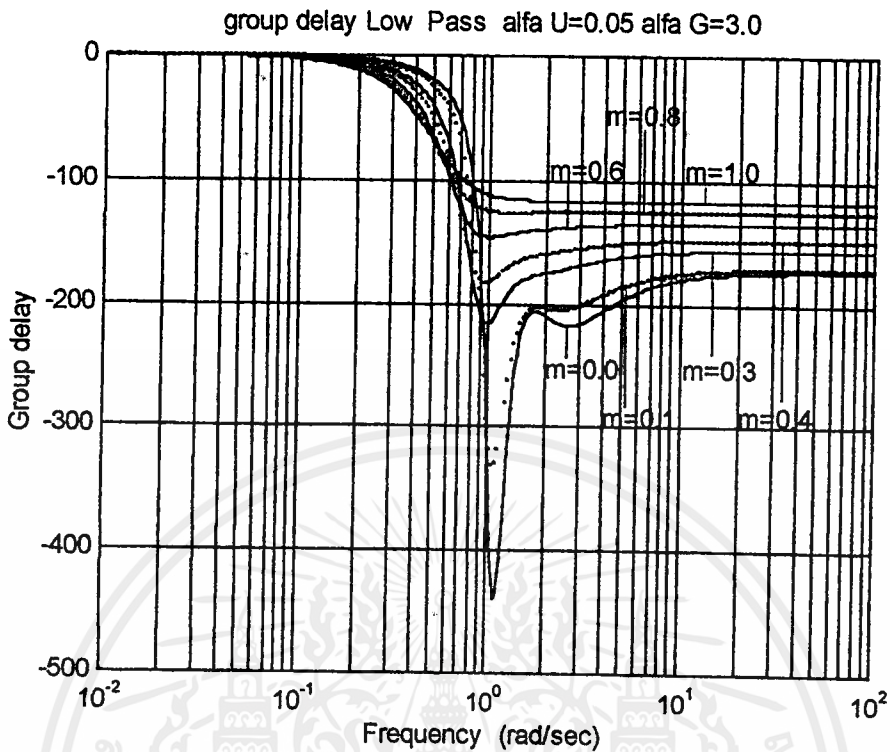


รูปที่ 4.6 คุณลักษณะทางเกนสโลปของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB



รูปที่ 4.7 คุณลักษณะทางเฟสของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

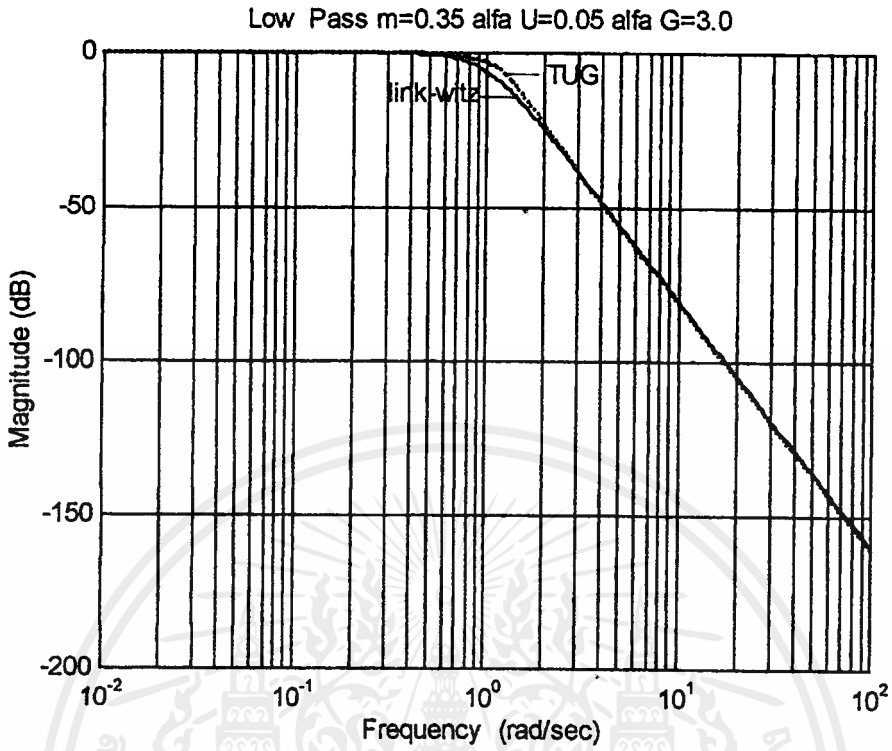


รูปที่ 4.8 คุณลักษณะทางกรุปดีเลย์ของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

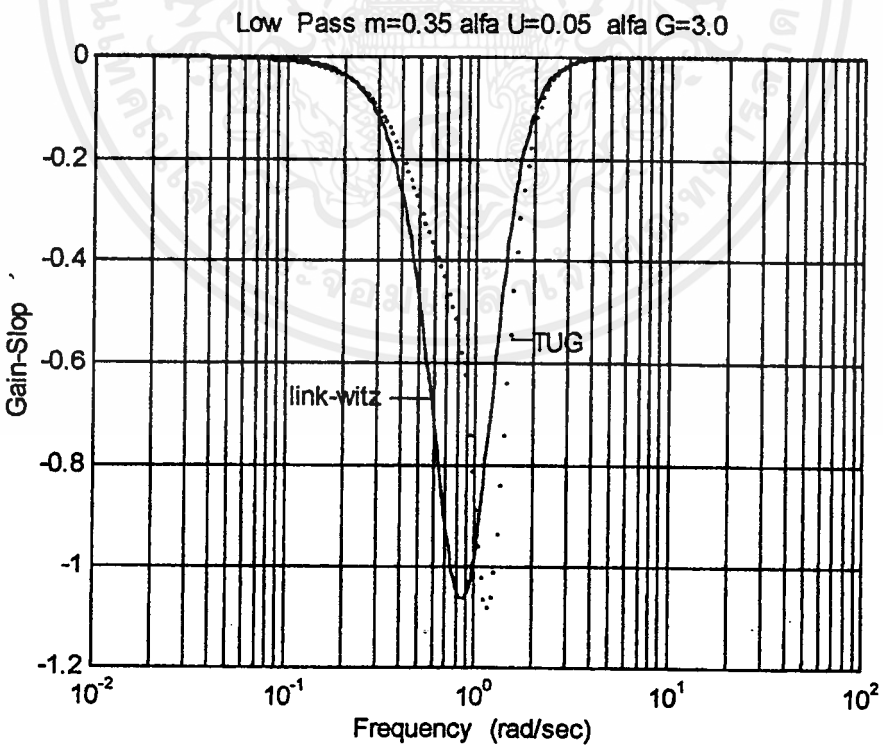
แสดงข้อมูลการเปรียบเทียบระหว่างถึงควมไวโรเลย์กับจุดคร้ำสเพียริคัสชันเนอร์ไลซ์เบสเสด

ตารางที่ 4.7 แสดงค่าโพลโนเมียลของ T.U.G. Low-Pass Filter เมื่อกำหนดค่า $\alpha_U = 0.05$, $\alpha_G = 3.0$ และ normalized ที่จุด -3 dB

m	T.U.G Polynomial
0.30	$1.3486s^4 + 2.6395s^3 + 3.7628s^2 + 2.7197s + 1$
0.34	$1.1355s^4 + 2.4049s^3 + 3.5269s^2 + 2.6579s + 1$
0.35	$1.0899s^4 + 2.3524s^3 + 3.4738s^2 + 2.6437s + 1$
0.36	$1.0465s^4 + 2.3013s^3 + 3.4220s^2 + 2.6296s + 1$
0.37	$1.0049s^4 + 2.2513s^3 + 3.3713s^2 + 2.6157s + 1$
0.38	$0.9657s^4 + 2.2034s^3 + 3.3225s^2 + 2.6021s + 1$
0.40	$0.8748s^4 + 2.0954s^3 + 3.2059s^2 + 2.5731s + 1$

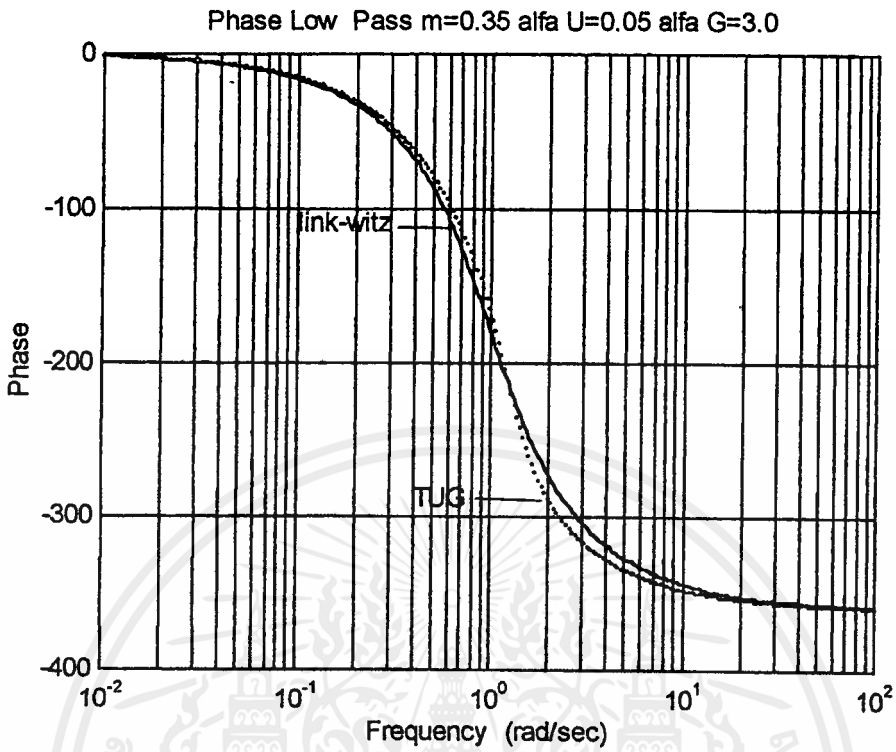


รูปที่ 4.9 แสดงการเปรียบเทียบทางด้านขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ
 อุลตราสเฟียริคัล เจ็นเนอเรเตอร์เบสสเตท โพลีโนเมียล กับลิงค่วิตซ์ ไรเลย์

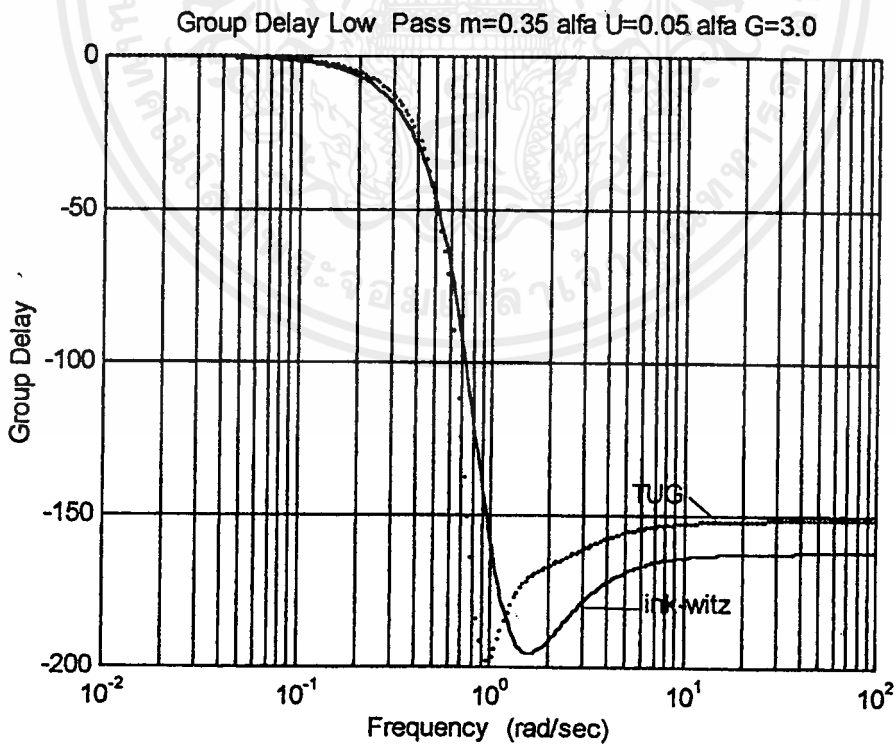


รูปที่ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบทางด้านแกนสโลปของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบ
 อุลตราสเฟียริคัล เจ็นเนอเรเตอร์เบสสเตท โพลีโนเมียล กับลิงค่วิตซ์ ไรเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดงการเปรียบเทียบทางด้านเฟสของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ
 อดตรัสเพียริกต์ เจ็นเนอร์ไลซ์เบสเสด โพลีโนเมียล กับลิงค์วิทซ์ ไรเลย์



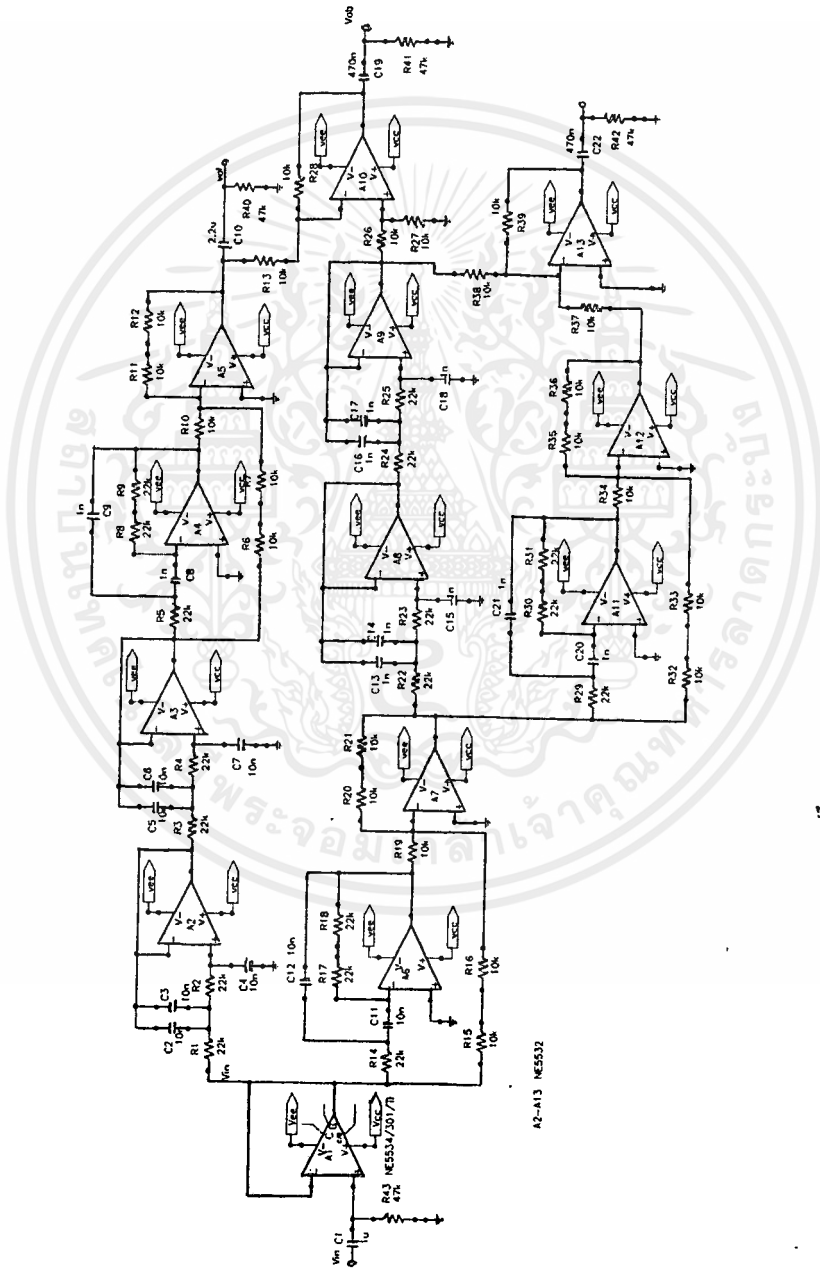
รูปที่ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบทางด้านกรุปดีเลย์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ
 อดตรัสเพียริกต์ เจ็นเนอร์ไลซ์เบสเสด โพลีโนเมียล กับลิงค์วิทซ์ ไรเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การสร้างวงจรสำหรับใช้งาน

การออกแบบวงจรลิ่งค์วิธรซ์ ไรเลย์



รูปที่ 5.1 วงจรลิ่งค์วิธรซ์ ไรเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 5.1 สามารถที่จะอธิบายหน้าที่และการทำงานของวงจรแต่ละส่วนได้ดังนี้ วงจรออปแอมป์ A_1 ทำหน้าที่เป็น บัฟเฟอร์ (Buffer) ระหว่างสัญญาณอินพุตและวงจรฟิลเตอร์ที่รับสัญญาณในวงจร กรณีที่มีความจำเป็นจะทำการลดสัญญาณอินพุตด้วย P_1 วงจรขยายเป็นหน่วยเดียวกัน

วงจรความถี่ต่ำ ประกอบด้วย A_2 และ A_3 ขณะเดียวกันวงจร A_6 และ A_7 เป็นวงจรออลพาสฟิลเตอร์ วงจร A_7 เป็นวงจรขยายเพื่อชดเชยการลดทอนสัญญาณของวงจร A_6

วงจรโลพาสฟิลเตอร์ย่านความถี่กลางประกอบด้วยวงจร A_8 และ A_9 โดยมีวงจรออลพาสฟิลเตอร์ อันประกอบด้วย A_4 และวงจร A_5 เป็นวงจรเสริม เพื่อให้ได้ความถี่ย่านเสียงกลาง

ดังนั้นย่านความถี่กลางตามวงจรเอาต์พุตของ A_5 นำมาลบกับสัญญาณจาก A_9 ที่ A_{10} จะได้ย่านความถี่ขนาดกลาง

ส่วนสุดท้ายประกอบด้วยวงจรออลพาสซึ่งมี A_{11} และ A_{12} เมื่อสัญญาณเอาต์พุตจากวงจร A_9 มาลบกับสัญญาณจาก A_{12} ที่วงจร A_{13} จะได้ความถี่ย่านความถี่สูง

การคำนวณหาค่าของส่วนประกอบวงจร

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันอันดับที่ 4 ของลิงควีซซ์ ไรเลย์ ในบทที่ผ่านมาจะพบว่ามีความเท่ากับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันอันดับที่ 2 ของบัตเตอร์เวิร์ทกกำลังสองดังนั้นจะทำการออกแบบวงจรโดยใช้การคำนวณวงจรแบบบัตเตอร์เวิร์ท ดังนี้

วงจร A_2 เป็นวงจร โลพาสฟิลเตอร์คำนวณวงจร ได้ดังนี้

กำหนดค่า $R_1 = R_2 = 22 \text{ K ohms}$ และความถี่คัทออฟเท่ากับ 500 Hz

$$C_1 = 0.707/2\pi fR = 10 \text{ nF}$$

$$C_2 = 1.414/2\pi fR = 20 \text{ nF}$$

ตามวงจรใช้งานคือ A_2

C_1 คือ C_4 เท่ากับ 10 nF

C_2 คือ $C_2 + C_3$ เท่ากับ 20 nF

$$R_1 = R_2 = 22 \text{ K ohms}$$

วงจร โลพาสฟิลเตอร์ในอันดับที่ 4 ประกอบด้วย A_2 และวงจร A_3 ในอันดับที่ 2 ทำวงจร A_2 และ A_3 มาต่อคาสเคด (Cascade) กัน จะได้วงจรอันดับที่ 4 โดยใช้ IC เบอร์ NE5532 เหมือนกัน และค่า R,C ในวงจรทุกค่าที่ค่าเท่ากันทั้งสองวงจร

คำนวณหาค่าเฟสของวงจร โลพาสฟิลเตอร์ของวงจร A_2 และวงจร A_3

$$\text{จากสูตร } \phi = -\tan^{-1}(f/f_H)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $f =$ สัญญาณความถี่อินพุท

$$f_H = 1/2\pi RC$$

$f = 500$ Hz ความถี่ที่จุดตัดของโพลัสฟิลเตอร์

$$f_H = 1/(2\pi * 22 * 10^3 * 10 * 10^{-9})$$

$$\phi = -\tan^{-1} \frac{500}{2\pi * 22 * 10^3 * 10 * 10^{-9}}$$

$$= -35^\circ$$

= ค่าเฟสที่ความถี่จุดตัด

วงจร A_4 เป็นวงจรออลพาสฟิลเตอร์ จำเป็นต้องทำวงจรให้ได้เฟสเดียวกับวงจรโพลัสฟิลเตอร์ในวงจร A_2 และ A_3 โดยหาค่า R และ C ในวงจร A_4 ดังนี้

ให้ค่า C ของวงจรมีค่า 1 nF ที่ความถี่ 500 Hz ทำการหาค่า R, C โดยวิธีพารามิเตอร์ (Parameter) ตามตารางกราฟของ จอห์น แอล ฮิลเบิร์น (John. L. Hilburn) และ เดวิด อี จอห์นสัน (David E. Johnson) ตามหนังสือชื่อ แมนวล ออฟ แอกทีฟฟิลเตอร์ดีไซน์ (Manual of Active Filter Design) ตามตารางกราฟที่แนบมาท้ายบท

เลือกค่า C ของวงจร 1 nF ตามตารางการเลือกค่า C ตามค่าที่กำหนดจะได้ค่า K ในตารางที่ 6.7 (c)

นำค่า K ที่ได้จากรายการ 6.7 (c) มาเทียบหาค่า R ของวงจรในรายการที่ 6.11 โดยใช้เฟสใกล้เคียงกับค่าในวงจร A_2, A_3 จะได้ค่า R และ C ของวงจร A_4 ดังนี้

$$C_8 = C_9 = 1 \text{ nF}$$

$$R_8 = R_9 = 22 \text{ K}\Omega$$

นำค่า R, C ที่ได้ไปประกอบเป็นวงจรออลพาสฟิลเตอร์ A_4 โดยใช้ IC NE5532

จากการได้ค่าเฟสของวงจร A_4 ในตารางโดยวิธีพารามิเตอร์ (Parameter) นำมาเปรียบเทียบกับค่าการคำนวณ เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุทของวงจรออลพาสฟิลเตอร์ A_4 มีเฟสเท่ากับสัญญาณเอาต์พุทของวงจรโพลัสฟิลเตอร์ที่ A_2 และ A_3 ได้ดังนี้

จากสูตรการคำนวณ $\phi = -2 \tan^{-1} (aw/b-w^2)$

เมื่อ $a = 2/R_2 C$

$$b = 1/R_1 R_2 C^2$$

ค่า $C = 2$ nF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = 22 \text{ K ohm}$$

$$R_2 = 44 \text{ K ohm}$$

ความถี่ที่จุดตัด $f = 500 \text{ Hz}$

$$\phi = -2 \arctan \frac{\left(\frac{2}{(44 * 10^3)(2 * 10^{-9})} \right) (2\pi * 500)}{\left(\frac{1}{(22 * 10^3)(44 * 10^3)(2 * 10^{-9})^2 - (2 * 500)^2} \right)}$$

$$= -32^\circ \approx -35^\circ$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่าค่าเฟสของวงจรออสซิลเลเตอร์ A_4 ที่ความถี่ 500 Hz ได้เท่ากับกับค่าเฟสของวงจรโพลอสฟิลเตอร์ A_2 และ A_3 สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก A_4 จึงเป็นสัญญาณความถี่ต่ำ

การหาค่า RC และส่วนประกอบของวงจรสัญญาณความถี่กลางและสูง

(Band pass filter and High pass filter)

ตามรูป วงจรไดอะแกรม (Circuit Diagram) วงจร A_0 เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการทำงานและรูปแบบของวงจรเหมือนกันทุกประการกับวงจรออสซิลเลเตอร์ ในวงจร A_4 จึงสามารถเลือกค่า R, C และ IC เช่นเดียวกับวงจร A_4

วงจร A_8 และวงจร A_9 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีจุดตัดกำหนดค่าความถี่ไว้ที่ 5 KHz นำไปหาค่า R, C เช่นเดียวกับการหาค่าในวงจร A_2 และ A_3 จะได้ค่าจากการคำนวณแล้วดังนี้

$$R_{22}, R_{23} = 22 \text{ K ohm}$$

$$R_{24}, R_{25} = 22 \text{ K ohm}$$

$$C_{13}, C_{14} = 1 \text{ nF}$$

$$C_{15}, C_{16} = 1 \text{ nF}$$

$$C_{17}, C_{18} = 1 \text{ nF}$$

การหาค่าเฟสของวงจร A_8 และ A_9 หาได้ดังนี้

$$\text{สูตร } \phi = -\tan^{-1} (f/f_H)$$

$$f_H = 1/2 \pi RC$$

$$f = 5 \text{ KHz}$$

$$R = 22 \text{ K ohm}$$

$$C = 1 \text{ nF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\phi &= -\tan^{-1} [(5 \cdot 10^3) / (2\pi(22 \cdot 10^3)(2 \cdot 10^9))] \\ &= -34.6^\circ \approx -35^\circ\end{aligned}$$

วงจร A_{11} มีค่า R, C และ IC เบอร์เดียวกันกับวงจร A_4 จึงมีเฟสเท่ากับกับวงจร A_8 และ A_9 มาลบกับสัญญาณเอาต์พุตของสัญญาณ A_{12} แล้วผ่านวงจร A_{13} จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณความถี่เสียงสูง

ความถี่เสียงกลาง เกิดจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรโพลัสฟิลเตอร์ความถี่ 500 Hz ของวงจรมารวมกันที่ A_{10} จะเกิดเป็นวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ซึ่งมีช่วงความถี่ สตัดอปแบนด์ระหว่าง 500 Hz ถึง 5000 Hz เป็นความถี่เสียงกลาง

การออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์จันเนอร์ไลซ์เบสสเตปโกลิโนมีเยล

จากข้อมูลที่ได้ในบทที่ 4 พบว่าที่ค่า $m = 0.35$ ค่า $\alpha_U = 0.05$ และค่า $\alpha_G = 3.0$ จะได้ผลตอบสนองที่ต่ำกว่าถึงควิซซ์ ไรเลยในทุก ๆ ด้านเราจึงเลือกค่าดังกล่าวนำมาออกแบบวงจรใช้งานจริงเพื่อจะทำการทดลองผลที่ได้ในทางปฏิบัติว่าจะเป็นไปตามทฤษฎีหรือไม่

จากตารางที่ 4.7 เราจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำดังนี้

$$\begin{aligned}H_L(s) &= \frac{1}{1.0899s^4 + 2.3524s^3 + 3.4738s^2 + 2.6437s + 1} \\ &= \frac{1}{(s^2 + 1.31047912s + 0.63793585)(s^2 + 0.84778946s + 1.43816643)}\end{aligned}$$

ในส่วนวงจร A_2 คำนวณค่าได้ดังนี้

กำหนด $G = 1$, $C_1 = 1F$, $C_2 = 0.2F$ ความถี่คัทออฟเท่ากับ 500 Hz

$$R_2 = \frac{2(1+G)}{b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4C_2b_0(1+G)}} = 1.864$$

$$R_1 = R_2/G = 1.864$$

$$R_3 = \frac{1}{b_0 R_2 C_2} = 4.203$$

ทำการเสกกลทางขนาดและความถี่

$$R_2 = R_1 = 1.86 \text{ Kohms}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_3 = 4.203 \text{ Kohms}$$

$$C_1 = 0.318 \text{ uF}$$

$$C_2 = 0.063 \text{ uF}$$

ในส่วนของวงจร A_3 กำหนด $G = 1$, $C_1 = 1 \text{ F}$, $C_2 = 0.02 \text{ F}$

$$R_2 = \frac{2(1+G)}{b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4C_2 b_0(1+G)}} = 2.585$$

$$R_1 = R_2/G = 2.585$$

$$R_3 = \frac{1}{b_0 R_2 C_2} = 13.44$$

ทำการเสกลดทางขนาดและความถี่

$$R_2 = R_1 = 2.585 \text{ Kohms}$$

$$R_3 = 13.44 \text{ Kohms}$$

$$C_1 = 0.318 \text{ uF}$$

$$C_2 = 6.36 \text{ nF}$$

ในส่วนของวงจรกรองความถี่สูงทำการแทน S ในทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำด้วย $1/S$ จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

$$H_H(s) = \frac{s^4}{s^4 + 2.64374s^3 + 3.47385s^2 + 2.3524s + 1.0899}$$

$$= \frac{s^2}{(s^2 + 2.05424s + 1.56762)} * \frac{s^2}{(s^2 + 0.58949s + 0.69532)}$$

ในส่วนของวงจร A_3 กำหนด $G = 1$, $C_1 = C_3 = 1 \text{ F}$ ความถี่คัทออฟเท่ากับ 5000 Hz

$$C_2 = C_1/G = 1$$

$$R_1 = \frac{Gb_1}{(2G+1)b_0} = 0.4368$$

$$R_2 = \frac{2G+1}{b_1} = 1.46$$

ทำการเสกลดจึงจะได้ $R_1 = 4.368 \text{ K ohms}$, $R_2 = 14.6 \text{ K ohms}$

$$C_1 = C_2 = C_3 = 3.18 \text{ nF}$$

ในส่วนของวงจร A_3 กำหนด $G = 1$, $C_1 = C_3 = 1 \text{ F}$ ความถี่คัทออฟเท่ากับ 5000 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_2 = C_1/G = 1$$

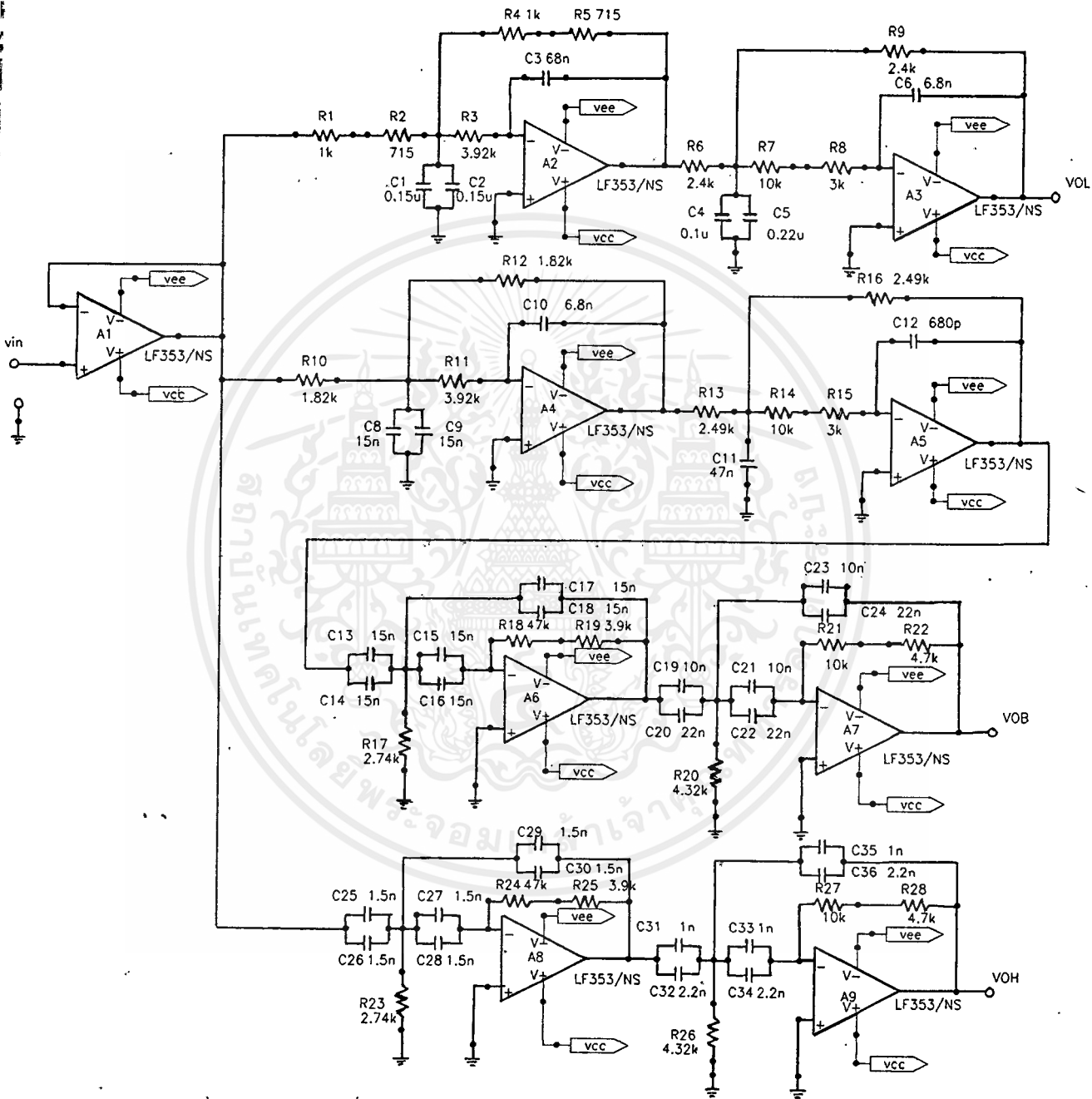
$$R_1 = \frac{Gb_1}{(2G+1)b_0} = 0.282$$

$$R_2 = \frac{2G+1}{b_1} = 5.08$$

ทำการเสกถลึงจะได้ $R_1 = 2.82 \text{ K ohms}$, $R_2 = 50.8 \text{ K ohms}$

$$C_1 = C_2 = C_3 = 3.18 \text{ n F}$$

ในส่วนของวงจรแบนด์พาสอาศัยวงจรรองความถี่ต่ำและความถี่สูงมาต่อкасцепกันโดยกำหนดช่วงความถี่อยู่ระหว่าง 500 -5000 Hz โดยวงจรรองความถี่ต่ำมีความถี่คัทออฟ 5000 Hz และวงจรรองความถี่สูงมีความถี่คัทออฟ 500 Hz ดังนั้นจะต้องเสกถลึงวงจรให้ค่า C เปลี่ยนแปลงไป 10 เท่า โดยวงจรรองความถี่ต่ำค่า C จะลดลง 10 เท่า และวงจรรองความถี่สูงจะเพิ่มขึ้น 10 เท่า จากนั้นนำค่าอุปกรณ์ที่คำนวณได้ทั้งหมดไปประกอบวงจร โดยที่อาจจะต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าอุปกรณ์บางตัวให้เป็นค่ามาตรฐานที่มีจำหน่ายในท้องตลาด



รูปที่ 5.2 วงจรชุดครัทสเพียริกซ์จีนเนอร์ไลซ์เบสเทล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่แบบบิลด์วิทซ์ ไรเลย์

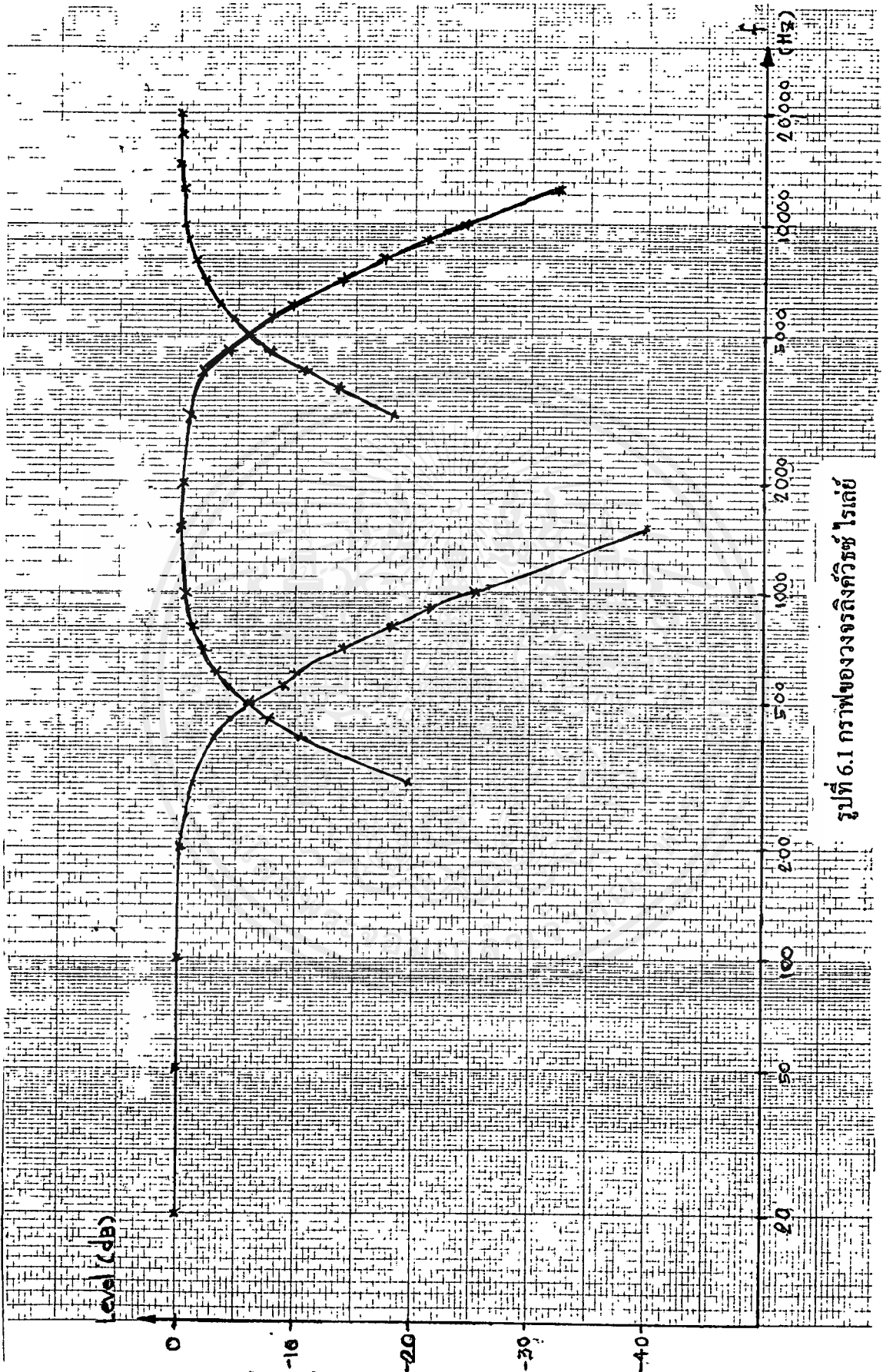
Low pass filter			Band pass filter			High pass filter		
frequency (Hz)	output voltage	level (dB) o/p	frequency (Hz)	output voltage	level (dB) o/p	frequency (Hz)	output voltage	level (dB) o/p
20	5	0	300	0.52	-19.659	3000	0.6	-18.416
50	5	0	400	1.5	-10.458	4000	1.44	-10.812
100	5	0	450	2	-7.959	4500	2	-7.959
200	4.9	-0.175	500	2.55	-5.849	5000	2.5	-6.021
300	4.3	-1.310	550	3	-4.437	5500	2.9	-4.731
400	3.5	-3.098	600	3.4	-3.350	6000	3.4	-3.350
450	2.95	-4.583	700	3.9	-2.158	7000	3.9	-2.158
500	2.4	-6.375	800	4.3	-1.310	8000	4.2	-1.514
550	2	-7.959	900	4.5	-0.915	9000	4.6	-0.724
600	1.56	-10.117	1000	4.6	-0.724	10000	4.7	-0.537
700	0.96	-14.334	1500	4.8	-0.355	12500	4.9	-0.175
800	0.6	-18.416	2000	4.8	-0.355	15000	5	0
900	0.42	-21.514	3000	4.4	-1.110	17500	5	0
1000	0.27	-25.352	4000	4	-1.938	20000	5	0
1500	0.050	-40	4500	3	-4.437	-	-	-
2000	-	-	5000	2.5	-6.021	-	-	-
-	-	-	5500	2	-7.959	-	-	-
-	-	-	6000	1.6	-9.897	-	-	-
-	-	-	7000	1	-13.979	-	-	-
-	-	-	8000	0.68	-17.329	-	-	-
-	-	-	9000	0.44	-21.110	-	-	-
-	-	-	10000	0.3	-24.437	-	-	-
-	-	-	12500	0.12	-32.396	-	-	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่แบบออลทราสเพียริกต์จิ้นเนอร์ไลซ์แบบสเตลโทโทโนมียล

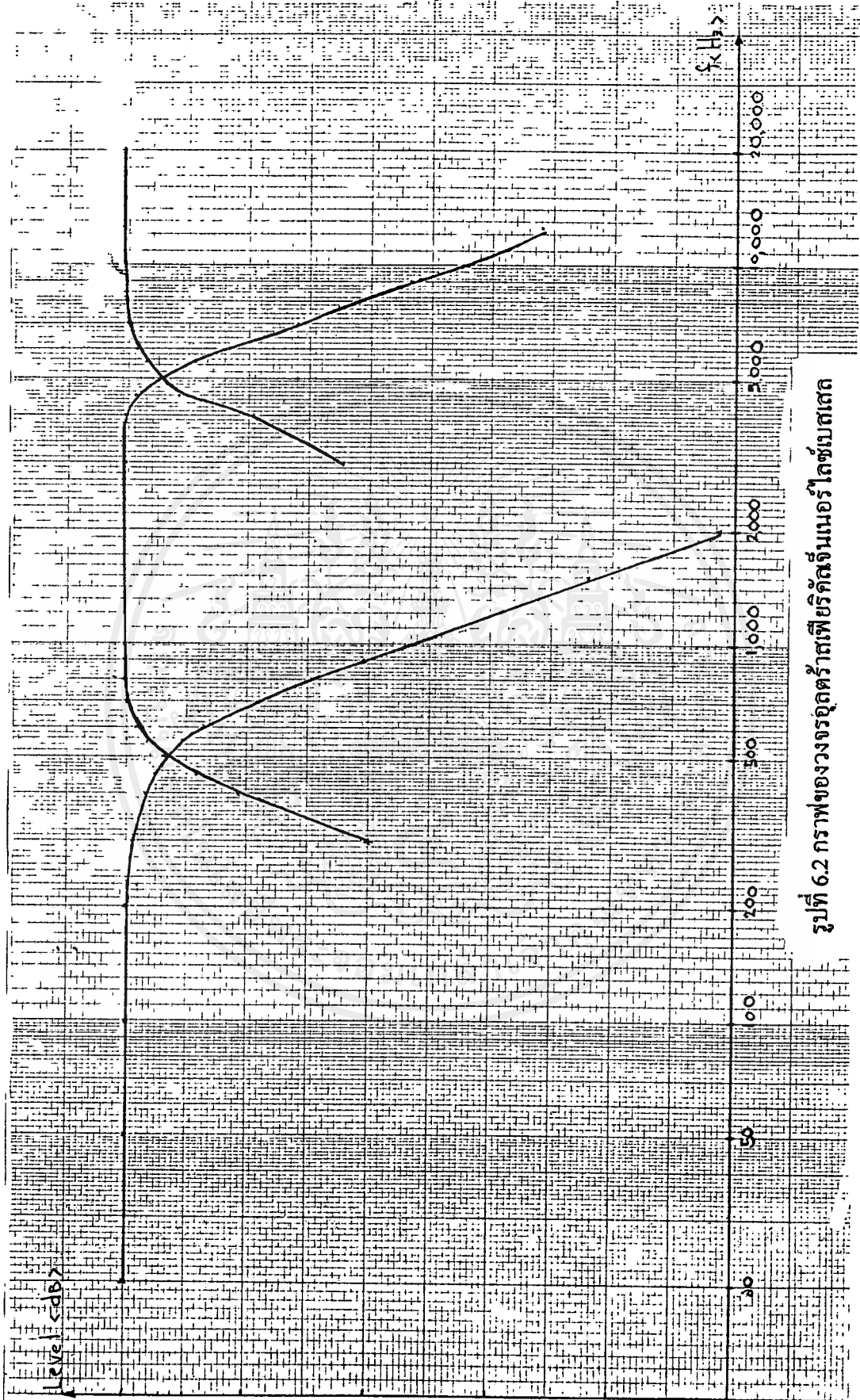
Low pass filter			Band pass filter			High pass filter		
frequency (Hz)	output voltage	level (dB) o/p	frequency (Hz)	output voltage	level (dB) o/p	frequency (Hz)	output voltage	level (dB) o/p
20	5	0	300	0.5	-20	3000	0.64	-17.856
50	5	0	400	1.7	-9.370	4000	2.1	-10.458
100	5	0	450	2.6	-5.680	4500	3.05	-4.293
200	5	0	500	3.5	-3.098	5000	3.75	-2.499
300	4.7	-0.537	550	4.1	-1.724	5500	4.2	-1.514
400	4.2	-1.514	600	4.6	-0.724	6000	4.6	-0.724
450	3.8	-2.384	700	5	0	7000	5	0
500	3.5	-3.09	800	5.1	0.172	8000	5.1	0.172
550	2.9	-4.731	900	5.2	0.341	9000	5.2	0.341
600	2.35	-6.56	1000	5.2	0.341	10000	5.3	0.506
700	1.4	-11.06	1500	5.2	0.341	12500	5.5	0.828
800	0.84	-15.494	2000	5.2	0.341	15000	5.5	0.828
900	0.52	-19.66	3000	5.2	0.341	17500	5.5	0.828
1000	0.34	-23.35	4000	5.2	0.341	20000	5.5	0.828
1500	0.06	-38.42	4500	4.6	-0.724	-	-	-
2000	0.018	-48.87	5000	3.7	-2.615	-	-	-
-	-	-	5500	2.6	-5.680	-	-	-
-	-	-	6000	1.9	-8.404	-	-	-
-	-	-	7000	1	-13.979	-	-	-
-	-	-	8000	0.56	-19.016	-	-	-
-	-	-	9000	0.32	-23.876	-	-	-
-	-	-	10000	0.2	-27.959	-	-	-
-	-	-	12500	0.1	-33.979	-	-	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



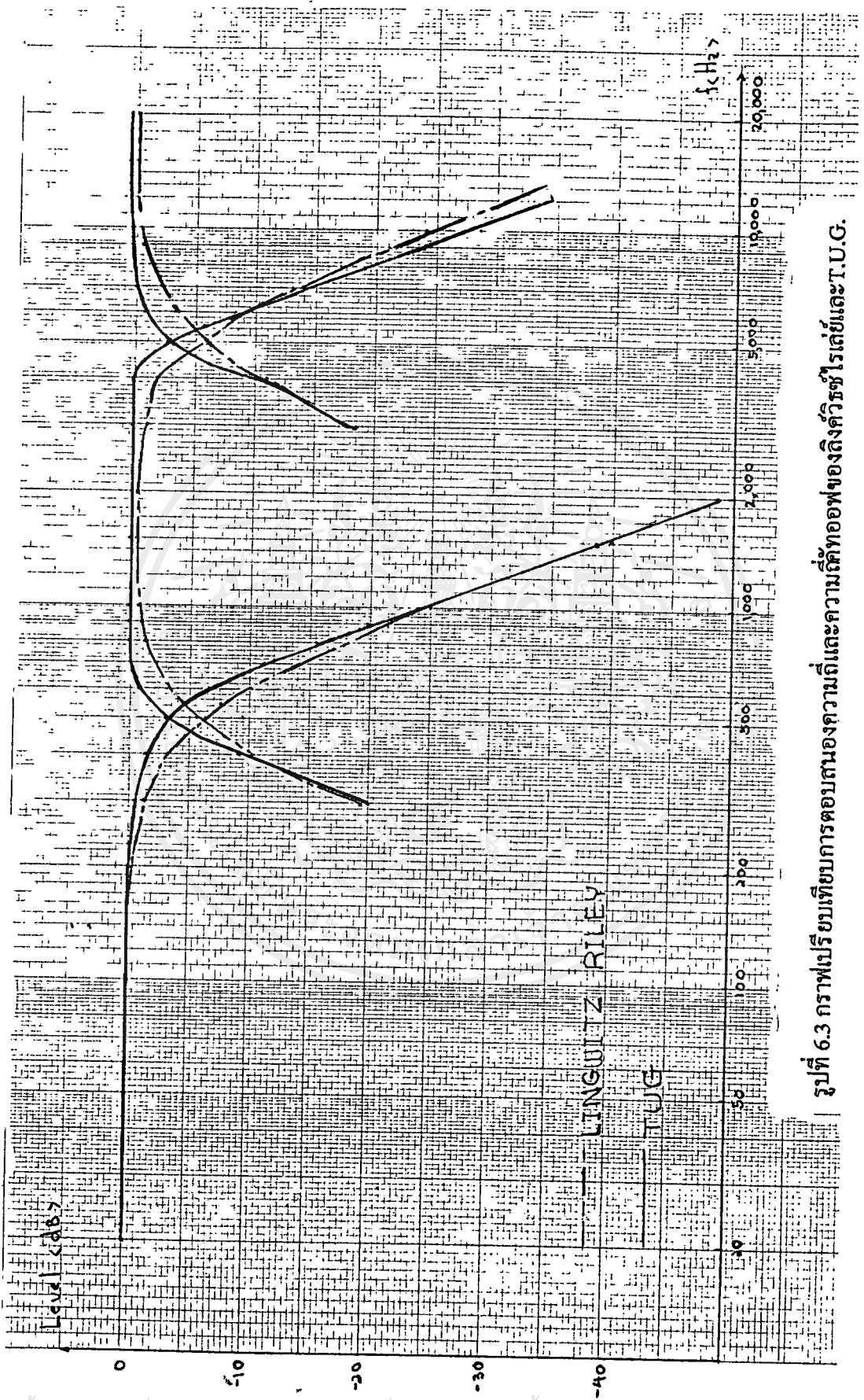
รูปที่ 6.1 กราฟของวงจรถึงคิวิธซ์ ไรเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.2 กราฟของวงจรถอดตราสเตอริโอที่บริษัทซัมซุงอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

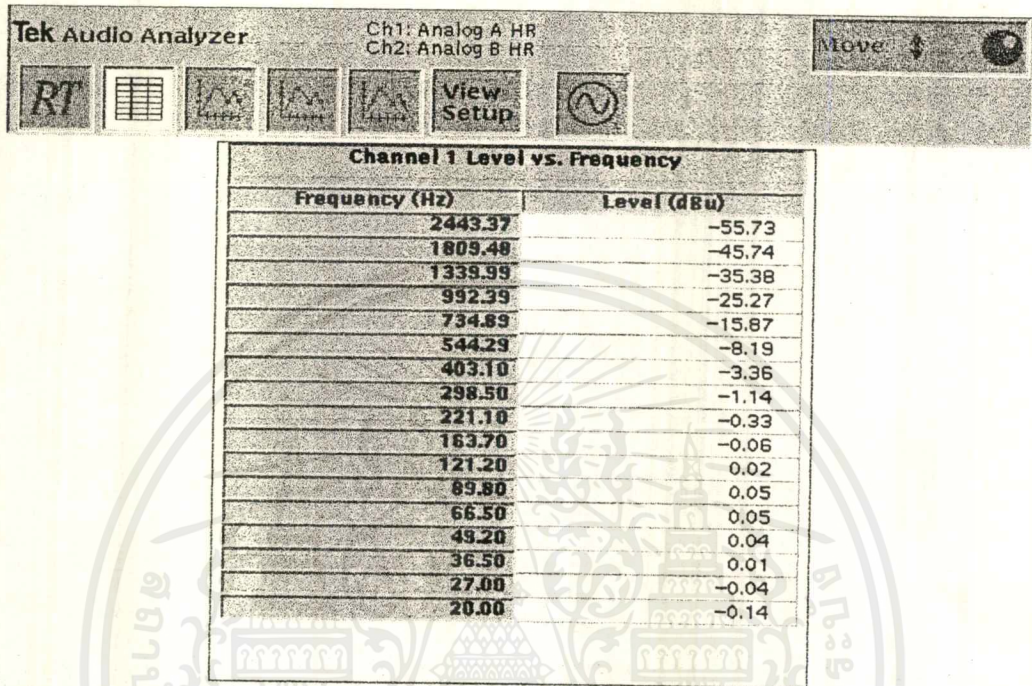


รูปที่ 6.3 กราฟเปรียบเทียบผลการตอบสนองความถี่และความถี่ที่อพของเครื่องวัดโรเลย์และ T.U.G.

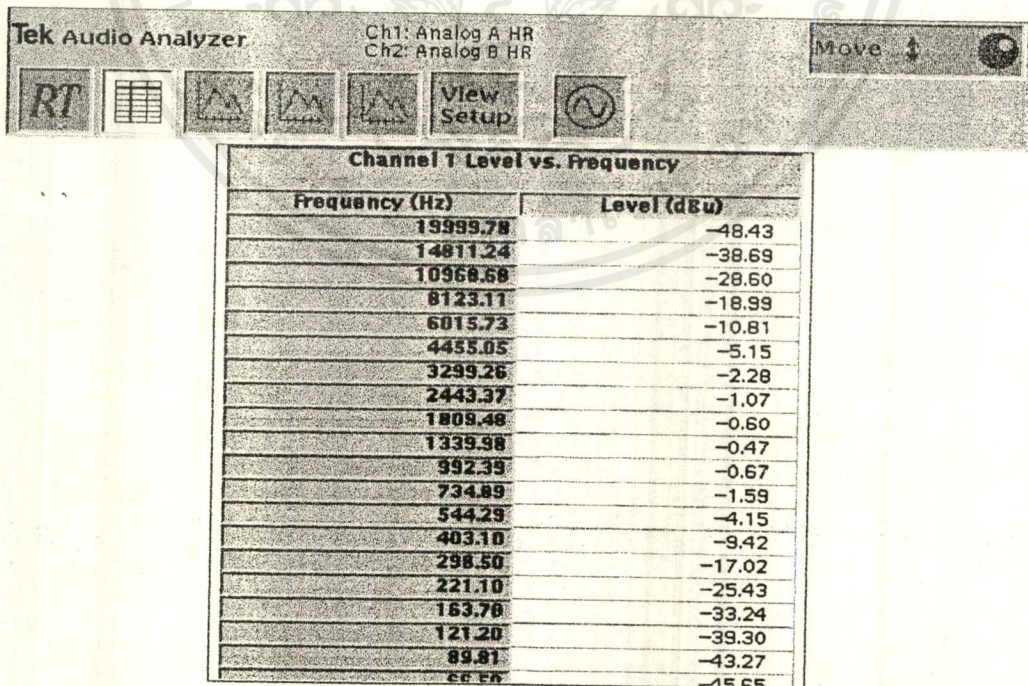
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองจากการใช้ออดิโอแอนาไลเซอร์ (Audio Analyzer)

ผลการทดลองของลิ่งค์วิธรไธสง

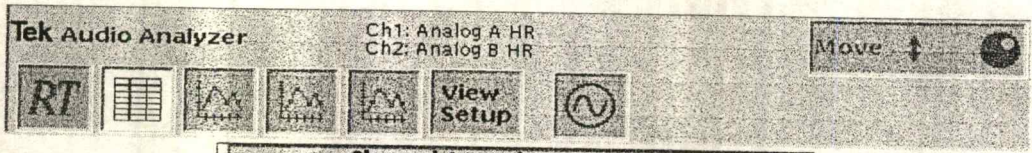


ตารางที่ 6.1 แสดงค่าโพลของวงจรถึงค์วิธรไธสง



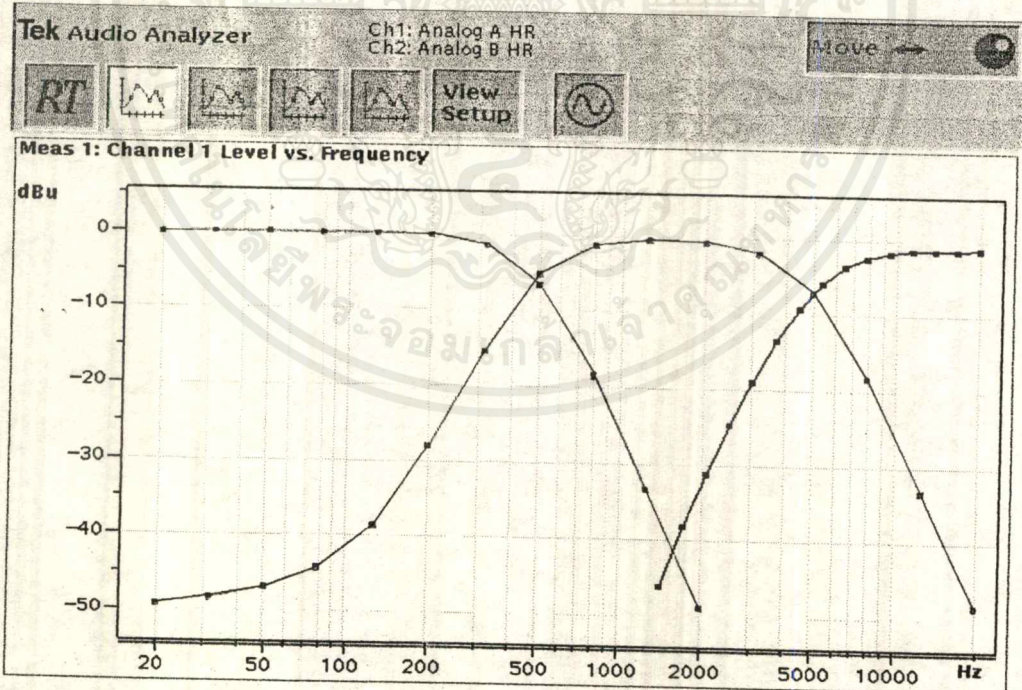
ตารางที่ 6.2 แสดงค่าแบนด์พาสของวงจรถึงค์วิธรไธสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Channel 1 Level vs. Frequency	
Frequency (Hz)	Level (dBu)
19999.78	-1.35
17869.60	-1.37
15966.32	-1.37
14265.74	-1.39
12746.26	-1.45
11388.67	-1.55
10175.69	-1.68
9091.90	-1.96
8123.51	-2.34
7258.22	-2.92
6485.13	-3.79
5794.44	-4.96
5177.24	-6.52
4625.85	-8.48
4133.15	-10.89
3692.96	-13.67
3299.56	-16.77
2948.17	-20.11
2634.17	-23.67
2352.57	-27.20

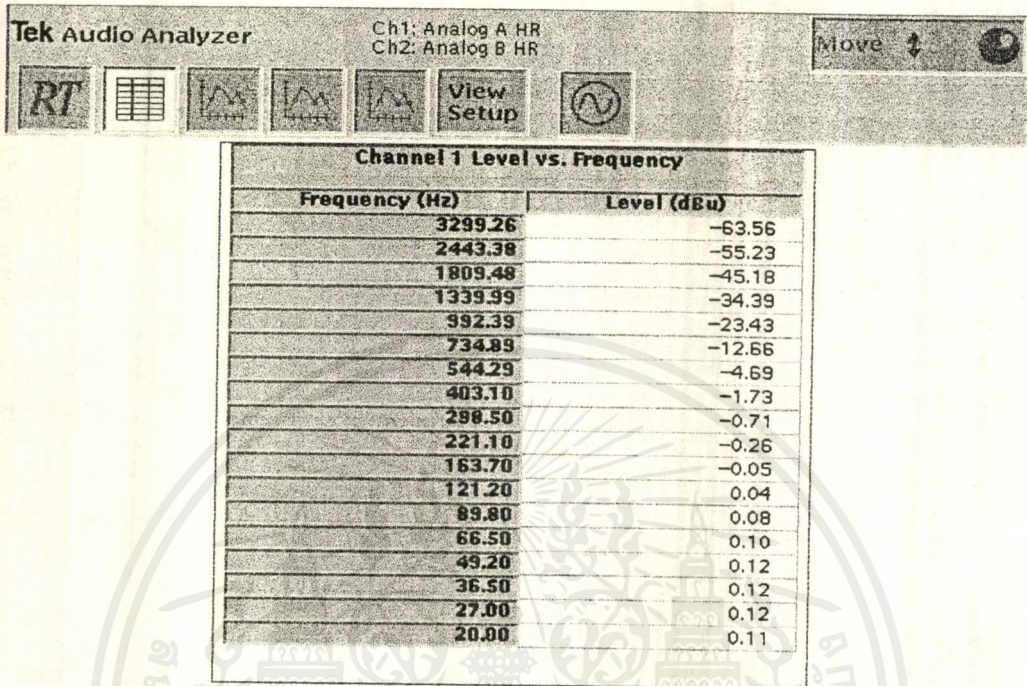
ตารางที่ 6.3 แสดงค่าไฮพาสของวงจรลิ่งค์วิรัช ไร่เลย์



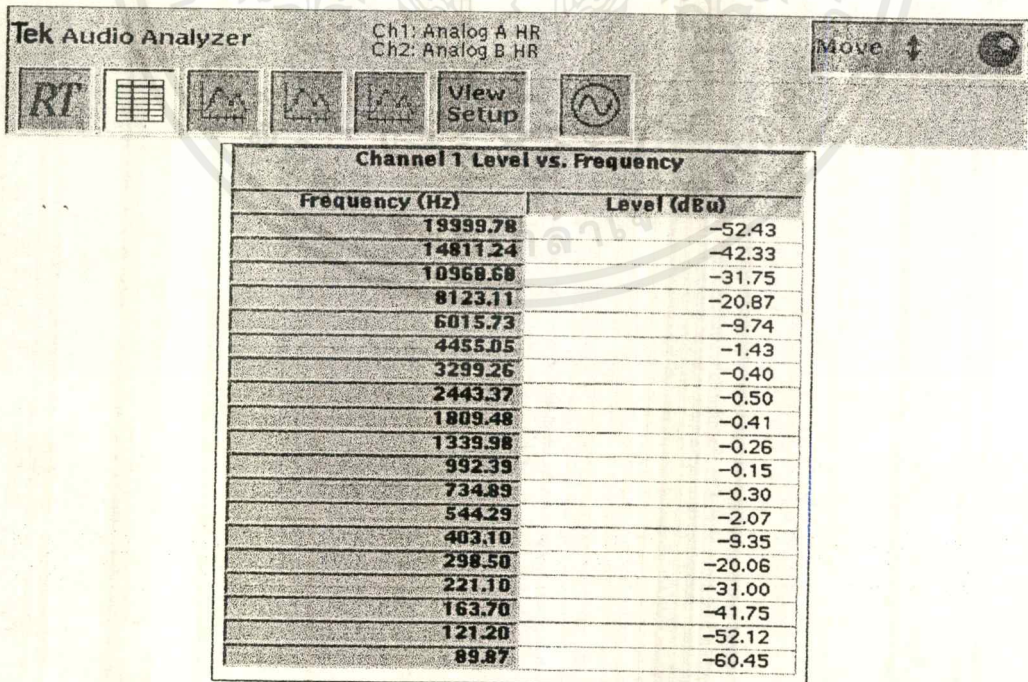
รูปที่ 6.4 กราฟการตอบสนองความถี่และความถี่คัทออฟของวงจรลิ่งค์วิรัช ไร่เลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลองของอุตสาหกรรมเพียริกซ์จีนเนอร์ไลซ์เบสเสล

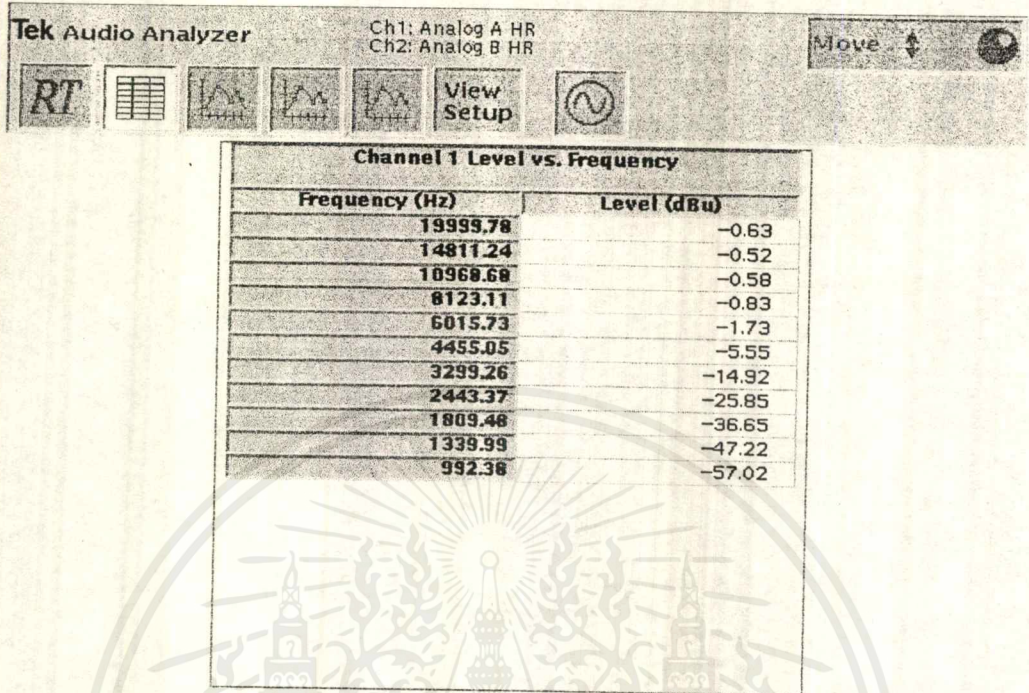


ตารางที่ 6.4 แสดงค่าโพลของวงจรถอดรหัสเพียริกซ์จีนเนอร์ไลซ์เบสเสล

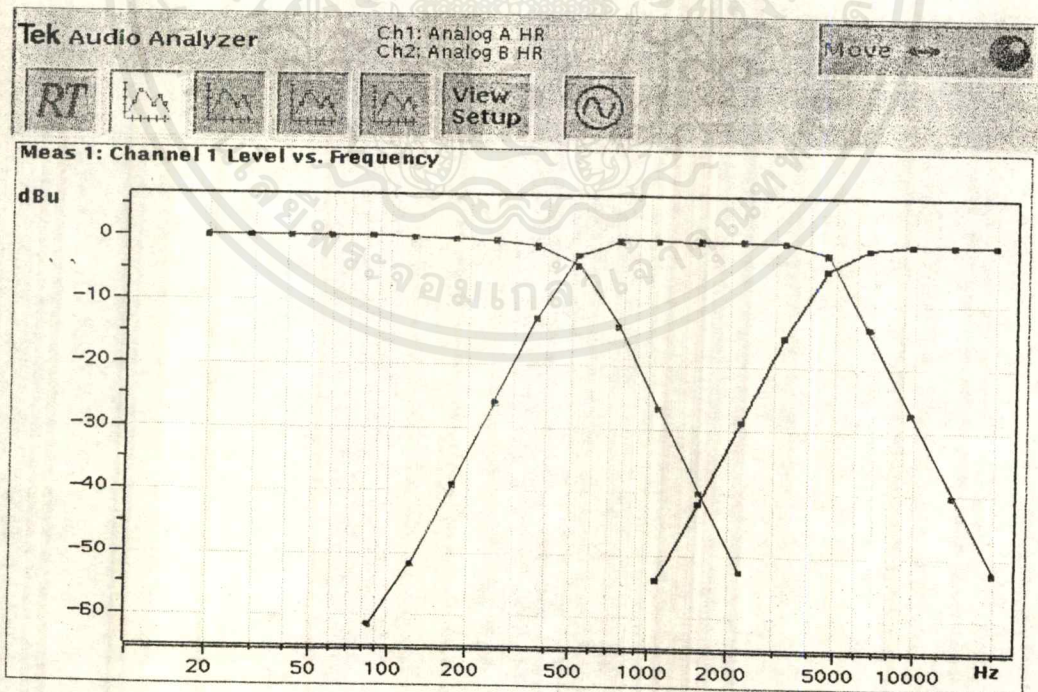


ตารางที่ 6.5 แสดงค่าแบนด์พาสของวงจรถอดรหัสเพียริกซ์จีนเนอร์ไลซ์เบสเสล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

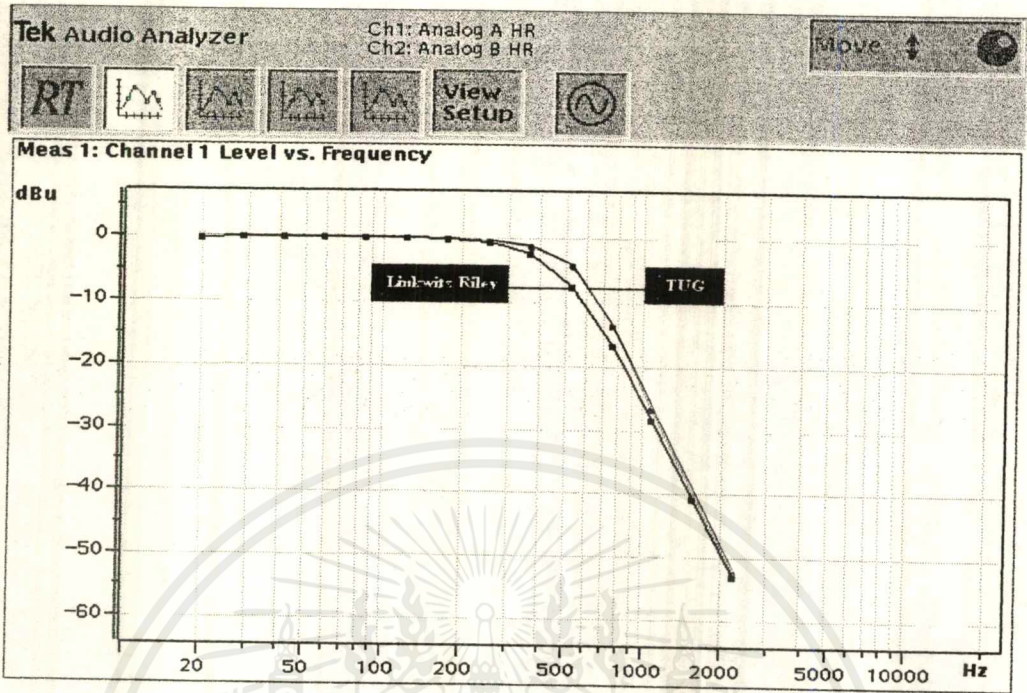


ตารางที่ 6.6 แสดงค่าไฮพาสของวงจรถอดรหัสเพียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล

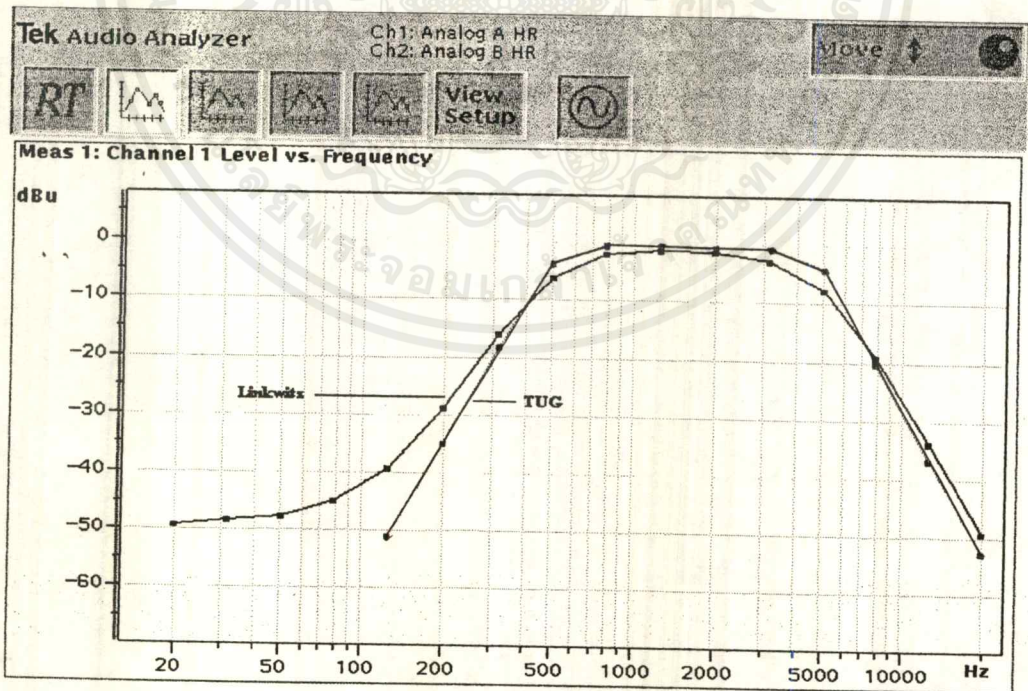


รูปที่ 6.5 กราฟการตอบสนองความถี่และความถี่คัทออฟของ
วงจรถอดรหัสเพียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

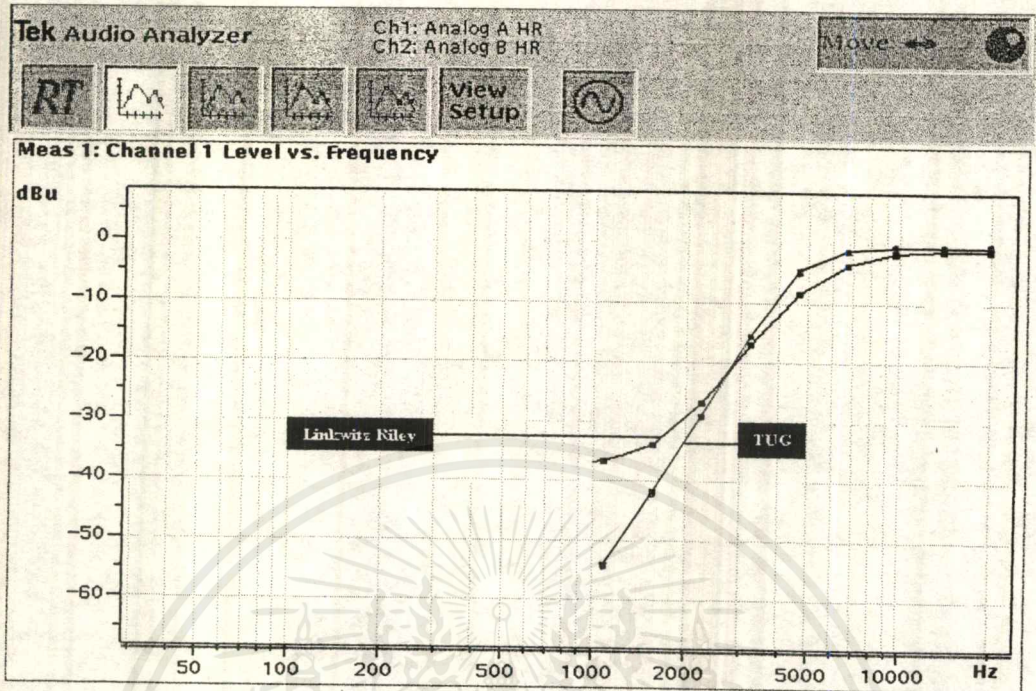


รูปที่ 6.6 กราฟเปรียบเทียบโลพาสของวงจรลิ่งควิรซ์ ไรเลย์และ
วงจรถอดคร้ำตเพียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล

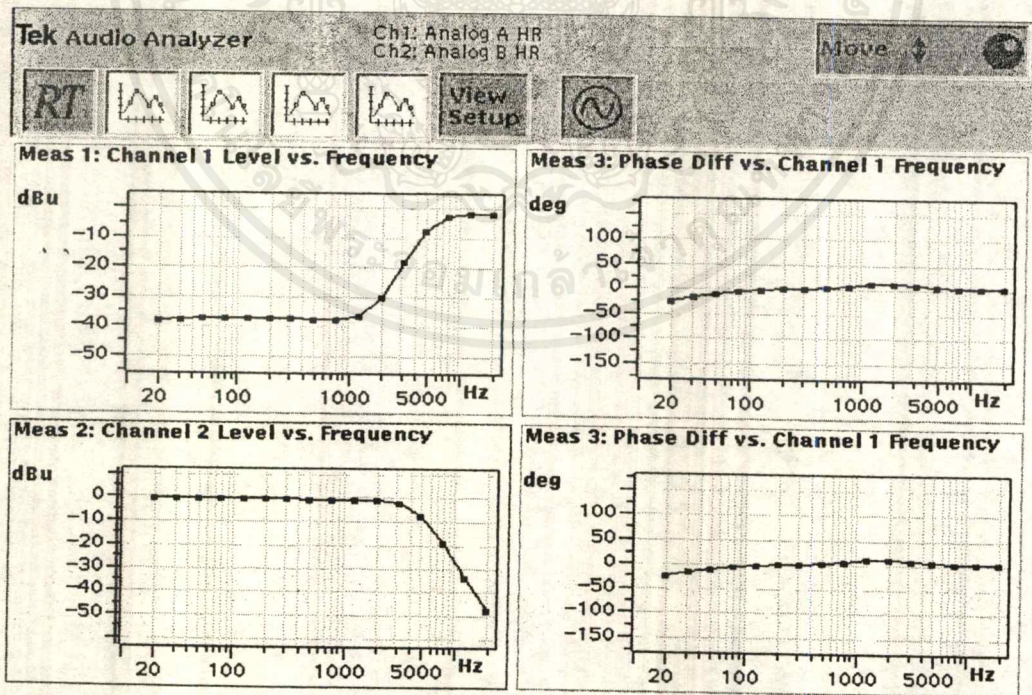


รูปที่ 6.7 กราฟเปรียบเทียบแบนด์พาสของวงจรลิ่งควิรซ์ ไรเลย์และ
วงจรถอดคร้ำตเพียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

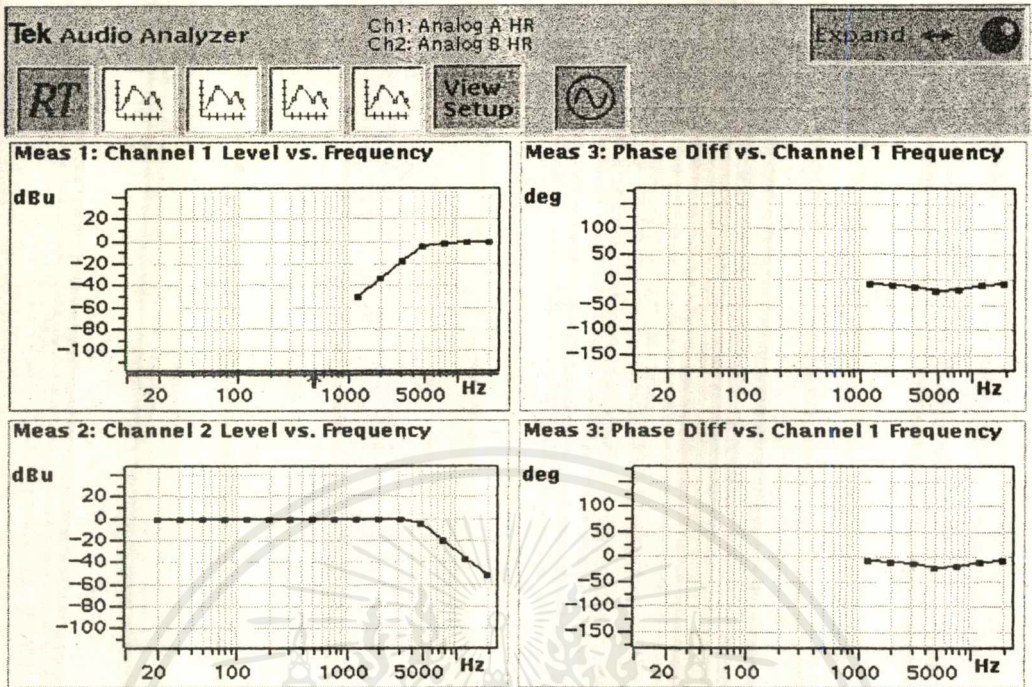


รูปที่ 6.8 กราฟเปรียบเทียบไฮพาสของวงจรถึงค้วีร์ช ไรเลย์และวงจรถุดร้าสเพียร์คส์จันเนอร์ไลซ์เบสเสล

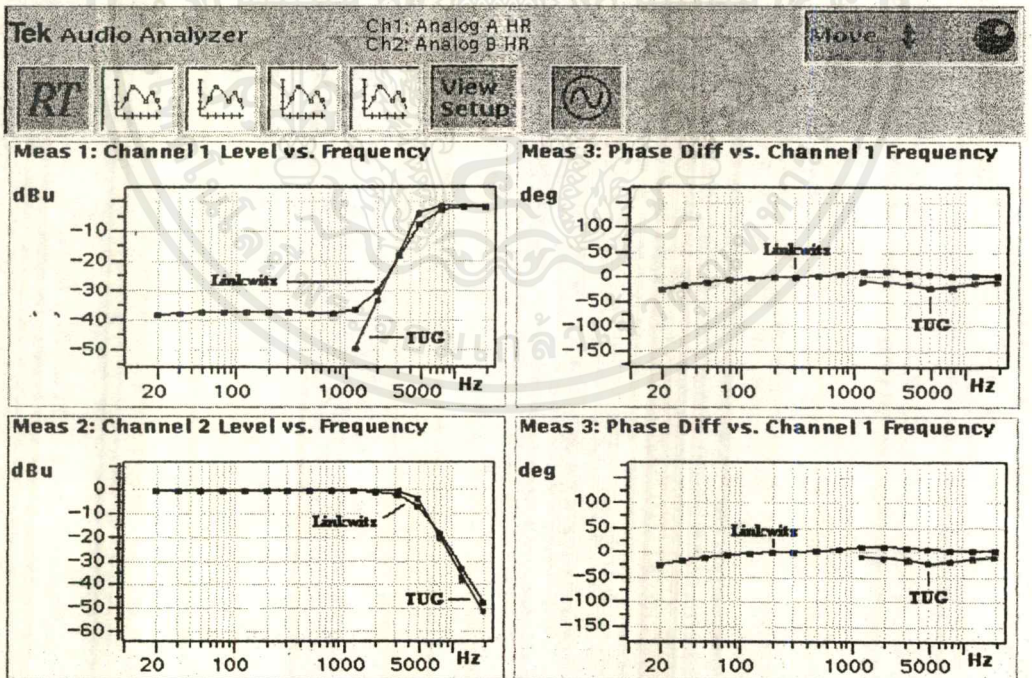


รูปที่ 6.9 กราฟ phase difference ของวงจรถึงค้วีร์ช ไรเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 กราฟ phase difference ของวงจรอุทครัสเพียรีคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบตเสกล



รูปที่ 6.11 กราฟ phase difference ของวงจรถึงค้วีร์ช ไรเลย์และ วงจรอุทครัสเพียรีคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบตเสกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากกราฟที่ได้จากการทดลองจะเห็นได้ว่ากราฟของอุลตราสเฟียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสกมีผลตอบสนองต่อความถี่ในช่วงพาสแบนด์ที่ราบเรียบและสโลปมีขนาดความชันมากกว่าของลิงค์วิธซ์โรเลย์ รวมไปถึงเฟสและกรุปดีเลย์ก็ดีกว่าของลิงค์วิธซ์โรเลย์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการทดลองที่ได้เป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ทำการศึกษา

นอกจากนี้ยังสามารถสรุปได้ว่าการแปรค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถทำให้ผลตอบสนองความถี่ของวงจรเปลี่ยนแปลงไป โดยที่ถ้าเราให้ค่าของ m , α_u และ α_o เปลี่ยนแปลงเพิ่มมากขึ้นจะมีผลทำให้เฟสและกรุปดีเลย์ดีขึ้น แต่เมกนิจูดและเกนสโลปจะแยกลง ในทางกลับกันถ้าเราให้ค่าของ m , α_u และ α_o ลดลง ผลตอบสนองทางขนาดจะดีขึ้นแต่เฟสและกรุปดีเลย์จะแยกลง ดังนั้นในการนำเอาทรานซิสชันแนลอุลตราสเฟียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสกไปใช้ในการออกแบบวงจรความถี่จะต้องมีการพิจารณาค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ให้เหมาะสมเพื่อให้ได้วงจรที่มีการตอบสนองทางความถี่ที่เราต้องการ

ปัญหาในการทำงาน

จากวงจรที่ได้ทำการออกแบบไว้แล้วนั้นเมื่อทำการประกอบวงจรเพื่อทำการทดลองต้องมีการปรับเปลี่ยนส่วนประกอบของวงจรบางส่วน เพื่อให้ได้ผลตามที่เราต้องการ โดยมีสาเหตุเนื่องมาจากค่าของอุปกรณ์ที่ได้จากการคำนวณยังไม่ใช่ค่าที่เป็นมาตรฐานที่มีจำหน่ายในท้องตลาด จึงจำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ ให้เหมาะสมกันเพื่อให้วงจรที่ออกแบบไว้มีผลตอบสนองต่อความถี่ตามที่เราต้องการ

เอกสารอ้างอิง

1. กนก เจนจิระพงศ์เวช, คุณสมบัติทางพีชคณิตบางประการของเงินเนอร์ไรซ์เบสเสก โพลีโนเมียล, วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 7 ฉบับที่ 1, หน้า 124-128, 2528.
2. กนก เจนจิระพงศ์เวช, นิกร สุขุมตันติ, ทรานซิสชันแนลบัดเตอร์เวธิ - เงินเนอร์ไรซ์เบสเสก โพลีโนเมียลฟิลเตอร์, การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 10 ณ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, เล่ม 2 หน้าที่ 239 - 247
3. กนก เจนจิระพงศ์เวช, ชวลิต เบญจางคประเสริฐ, ประกิจ ตั้งติสานนท์, คลชัย สุขเจริญผล วงจรกรองความถี่ต่ำอูลตราสเพียริคัลเงินเนอร์ไรซ์เบสเสก โพลีโนเมียล, การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 9
4. D.E. Johnson and J.R. Johnson, " Low-Pass Filter using Ultraspherical Polynomials ", IEEE Transactions on Circuit Theory . Vol. CT - 13 , No.4. December 1996
5. John L. Hilburn and David E. Johnson , Manual of Active Filter Design , Mc Graw - Hill Book Company , USA , 1973
6. Kendall L. Su , Analog Filter , Chapman & Hall , UK ,1996
7. Michael G. Ellis , Sr. , Electronic Filter and Synthesis , Artech House , INC. ,Norwood , 1994
8. Stanley P. Lipshitz and John Vanderkooy , " A Family of Linear - Phase Crossover Network of High Slope Derived by Time Delay' , J. Audio Eng. Soc....,Vol. 31 , No 1/2 , pp 2 - 19 , January/February 1983.

กิตติกรรมประกาศ

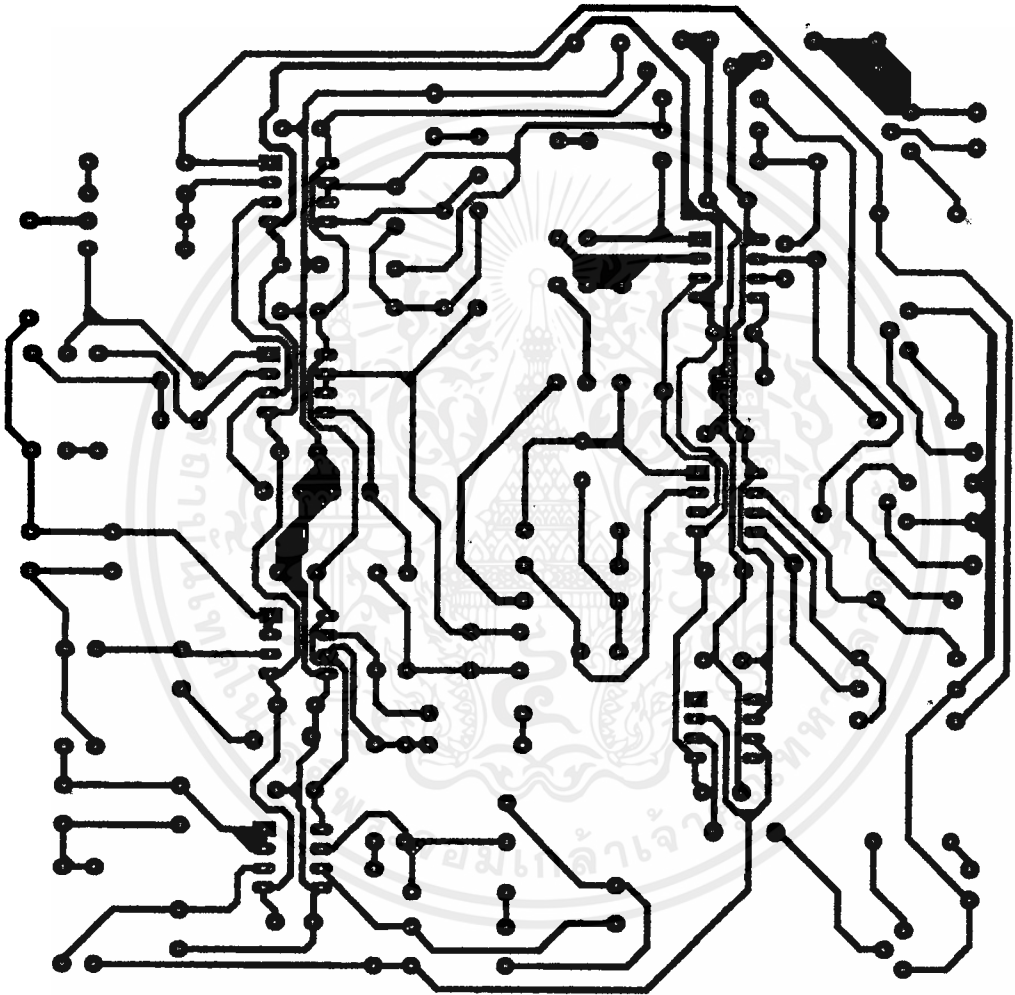
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยดีทั้งทางด้านวงจร และประสิทธิภาพในการใช้งานรวมทั้งองค์ประกอบอื่น ๆ อีกมาก ด้วยความตั้งใจและความพยายามในการทำงานของผู้ร่วมงานในกลุ่มโครงการ พร้อมทั้งการให้คำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษาทางด้านเทคนิคและแนวความคิดต่าง ๆ ตลอดจนความร่วมมือของบุคคลหลาย ๆ ท่าน จึงขอขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ อาจารย์ รศ.ดร.กนก เงินจิระพงศ์เวช อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการที่ให้คำแนะนำรายละเอียดและขอบเขตของโครงการ ตลอดจนการให้ความเอื้อเฟื้อเครื่องมืออุปกรณ์และห้องปฏิบัติการในการทำโครงการนี้

นาย ธวัชชัย เพิ่มพล
นาย สุพจน์ พรตฤกษ์รัตน์
นาย สุรัตน์ พิมพ์สกุล

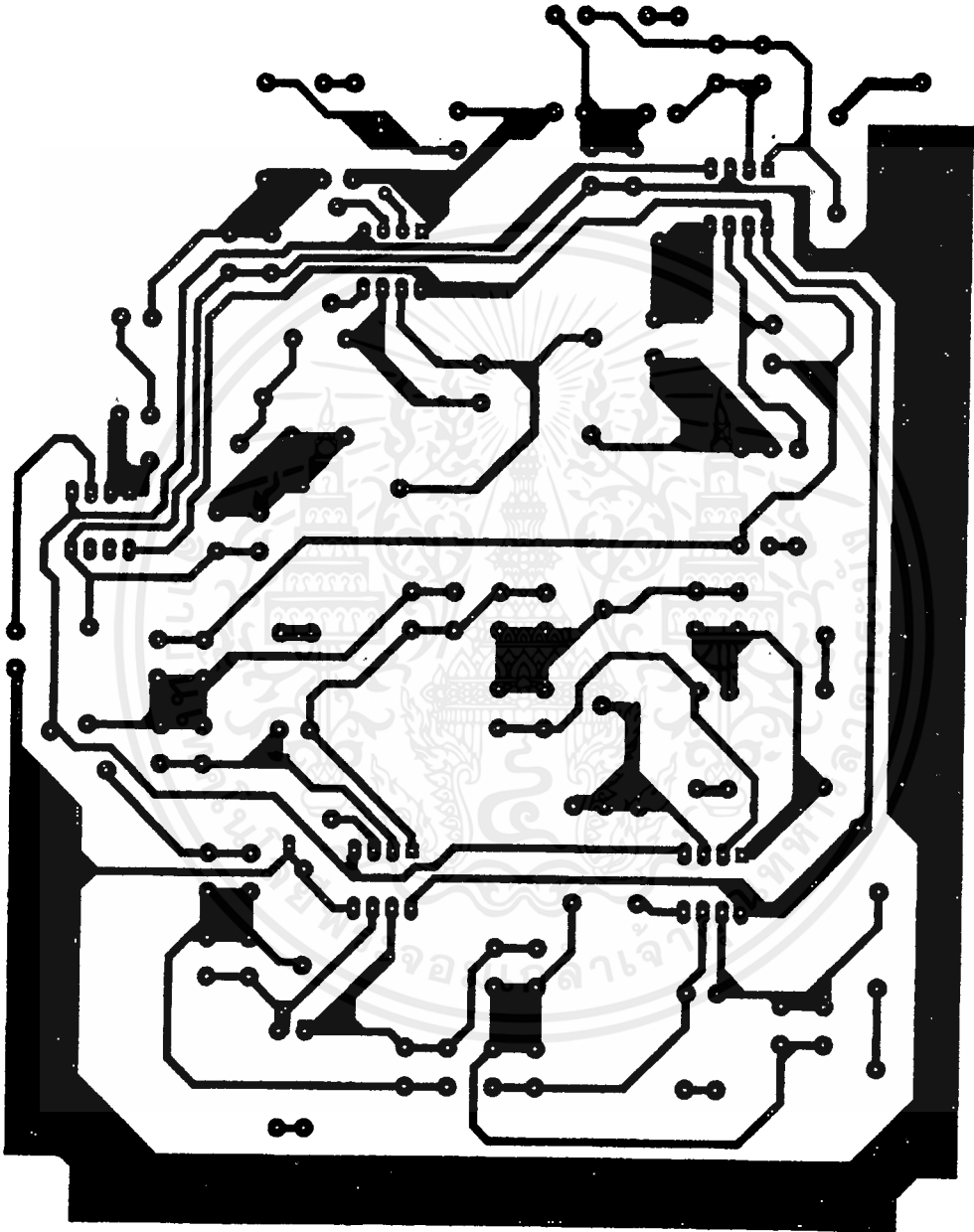


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจรพิมพ์ถึงคิวซ์ โรเลย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจรพิมพ์อุตสาหกรรมเพื่อบริษัทเงินเนอร์ไลซ์เมสเสล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์**วงจรลิ่งค์วิธช์ไรเลย์****Resistor**

R1-R5,R8,R9,R14,R17,R18,R22-R25,R29-R31 = 22 Kohms $\frac{1}{4}$ w 1%

R6,R7,R10-R13,R15,R16,R19-R21,R26-R28,R32-R39 = 10Kohms $\frac{1}{4}$ w 1%

R40-R43 = ตัวต้านทานปรับค่าแบบเกือกม้า 47 Kohms

Capacitor

C1 = 1uF โพลีโพรไพลีน

C2 - C7,C11,C12 = 10 nF /50v โพลีโพรไพลีน

C10 = 2.2 uF/50v นอนโพลาร์

C19,C22 = 470 nF/50v โพลีโพรไพลีน

Semiconductors

IC1 = NE5534

IC2-IC6 = NE5532

วงจรอุลตราสเฟียริคัลจันเนอร์เงินเนอร์ไลซ์เบสสเตล**Resistor**

R1,R4,R10,R12 = 1.82 Kohms

R3,R11 = 3.92 Kohms

R6,R9 = 2.4 Kohms

R7,R14,R21,R27 = 10 Kohms

R8,R15 = 3 Kohms

R13,R16 = 2.49 Kohms

R18 = 47 Kohms

R19 = 3.9 Kohms

R22,R28 = 4.7 Kohms

R17,R23 = 2.74 Kohms

R20,R26 = 4.32 Kohms

Capacitor (โพลีโพรไพลีน)

C1,C2 = 0.15 uF

C4 = 0.1 uF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C5 = 0.22 uF

C3 = 68 nF

C6,C10 = 6.8 nF

C12 = 680 pF

C8,C9,C13-C18 = 15 nF

C11 = 47 nF

C19,C21,C23 = 10 nF

C20,C22,C24 = 22 nF

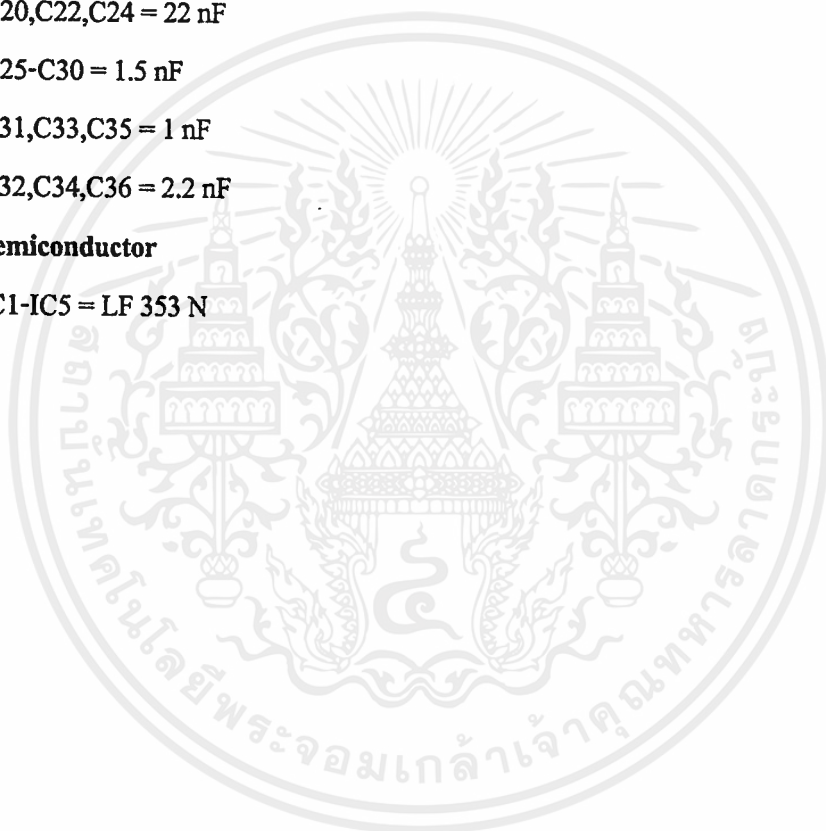
C25-C30 = 1.5 nF

C31,C33,C35 = 1 nF

C32,C34,C36 = 2.2 nF

Semiconductor

IC1-IC5 = LF 353 N



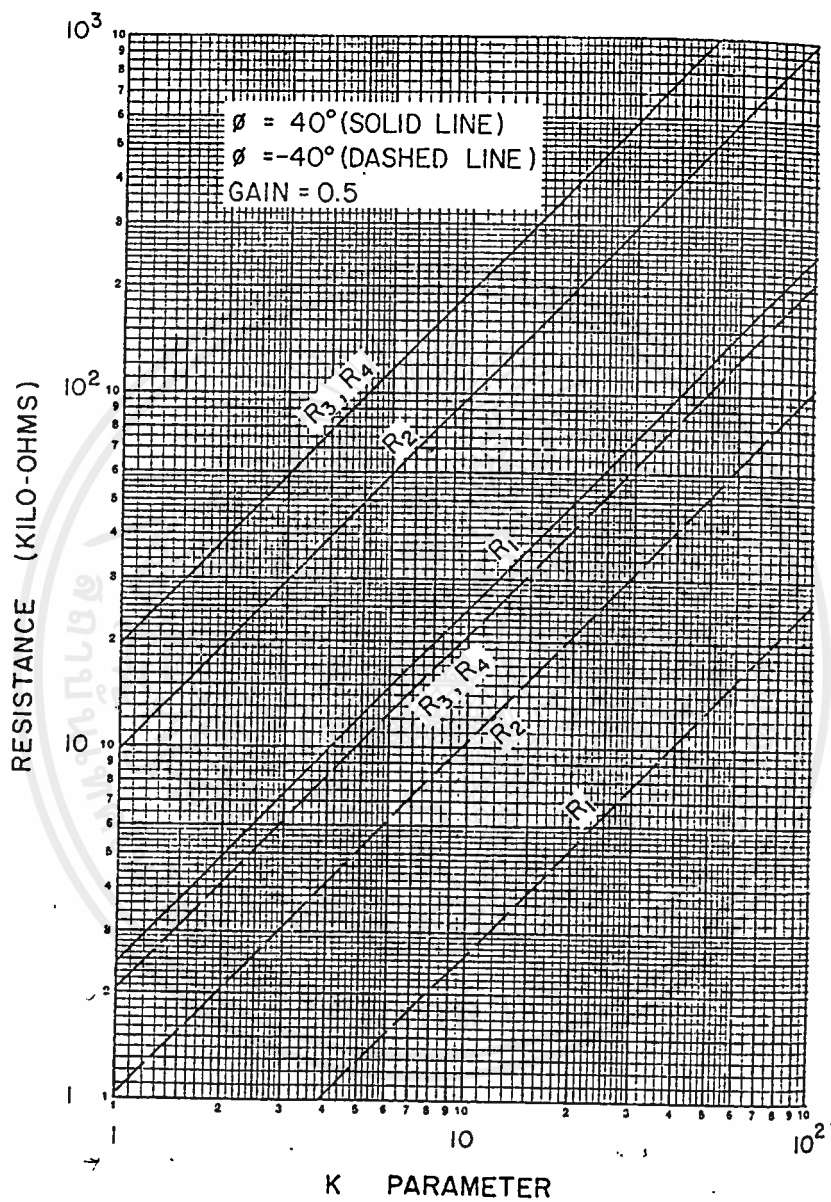


Fig. 6.11. All-pass (phase-shift) filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<p>แบบใช้ไฟเลี้ยงขั้วเดียว</p> <p>ACCURACY : $\mu A725$ OP05 OP27 LM11</p>	<p>8 ขา DIP (มองด้านบน)</p>	<p>กระป๋องโลหะ (มองด้านบน)</p>
<p>ปรับ off set โดยใช้ไฟบวกต่อขา 1 กับ 8</p>		

(R:100k Ω)		D (R:10k Ω)	
8 ขา DIP	Metal Can	8 ขา DIP	Metal Can
$\mu A725RC$ LM725CN $\mu PC154D$ NE5534D NE5534D	$\mu A725HC$ LM725CH $\mu PC154A$	OP05P OP07P $\mu PC254D$ OP27Z OP37Z OPA27Z OPA27Z	OP05J OP07J ADOP07H $\mu PC254A$ OP27J OP37J OPA27J OPA27J
(R:10k Ω)	AD504H		
(R:1-100k Ω)			
LM11CN	LM11CH		

Dual Op. Amp.,

<p>แบบใช้ไฟเลี้ยงขั้วเดียว</p> <p>RC4558 TL072 LM358 NE5532</p>	<p>8 ขา DIP (มองด้านบน)</p>	<p>TO-99 กระป๋องโลหะ (มองด้านบน)</p>
---	-----------------------------	--------------------------------------

แบบใช้ไฟเลี้ยงขั้วเดียว	แบบทั่วไป	BI-FET	
8 ขา DIP	Metal Can	8 ขา DIP	Metal Can
LM358N LM2904N LM358N LM2904N NE532N $\mu PC1257C$ $\mu PC358C$ TA75358P HA17904PS LA6358 AN6561 AN6562 NJM2904D	LM358H LM2904H	RC4558 TL4558P $\mu PC258C$ $\mu PC4558C$ TA75558P LA6458D AN6552 AN6553 NJM4558D	LF353N LF412CN LF442CN TL062P TL072P TL082P $\mu PC803C$ $\mu PC4082C$ HA17082PS NJM082D CA082E
	Low-noise hi-speed		
	NE5532N NE5532P LM833N $\mu PC4556C$ NJM4556M		
MOS			
ICL7621CPA TLC272 TLC27M2 TLC27L2	ICL7621CTY		

Quad Op. Amp.

<p>แบบใช้ไฟเลี้ยงขั้วเดียว</p> <p>LM324 TL084</p>	<p>14 ขา DIP (มองด้านบน)</p>	<p>แบบใช้ไฟเลี้ยงขั้วเดียว</p> <p>LM324N LM2902N LM324P LM2902P $\mu PC451C$ $\mu PC324C$ TA75902P HA17902P MB3614 NJM2902</p>	<p>BI-FET</p> <p>LF347N LF444CN TL064P TL074P TL084P $\mu PC804C$ $\mu PC4084$ HA17084P NJM064D</p>	<p>C-MOS</p> <p>TLC274 TLC27M4 TLC27L4</p>
---	------------------------------	--	---	--

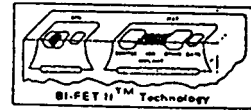
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ ใช้สำหรับอ้างอิงเท่านั้น ไม่อนุญาติให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ในวงการอิเล็กทรอนิกส์อื่นที่มิใช่เพื่อวัตถุประสงค์อื่นนอกเหนือจากนี้ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง



LF353



LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier



General Description

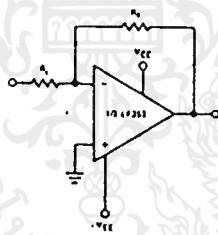
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (Bi-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Features

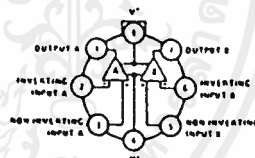
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion A_v = 10, R_L = 10k, V_O = 20Vp-p, BW = 20 Hz-20 kHz <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



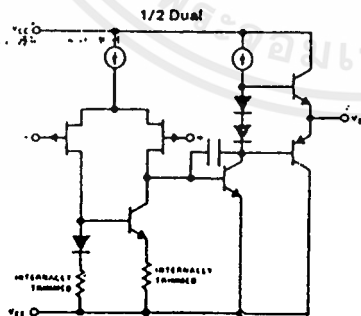
Connection Diagrams

Metal Can Package (Top View)

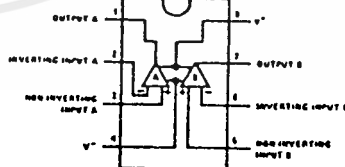


Order Number LF353H
See NS Package Number H08C

Simplified Schematic



Dual-In-Line Package (Top View)



Order Number LF353J, LF353M or LF353N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL9102A9-1