

การออกแบบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค โดยใช้ฟังก์ชันพิเศษ

On Design of Active Crossover Network by Special Function



นายกิตติชัย

แช่โต้ง

นายภาณุ

พุทธรวงส์

เลขหมี่.....
เลขทะเบียน 42675
วัน, เดือน, ปี 6 ส.ย. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

หัวข้อปริญญาานิพนธ์

การออกแบบวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค
โดยใช้ฟังก์ชันพิเศษ

On Design of Active Crossover Network
by Special Function

นักศึกษา

นายกิตติชัย แซ่โต้ง เลขประจำตัว 41013441

นายภาณุ พุทธรังค์ เลขประจำตัว 41013458

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้
นับปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

 อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช)

_____ กรรมการ

()

_____ กรรมการ

()

_____ กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทนำ	ง
บทที่ 1 จุดมุ่งหมายในการเลือกใช้อิเล็กทริกฟิลเตอร์ครอส โอเวอร์เน็ตเวิร์ค	1
จุดประสงค์ในการใช้วงจรครอส โอเวอร์เน็ตเวิร์ค	1
กล่าววนำ	1
ข้อแตกต่างของอิเล็กทริกฟิลเตอร์ และพาสซีฟฟิลเตอร์	2
ข้อดีของอิเล็กทริกฟิลเตอร์	3
อิเล็กทริกฟิลเตอร์ ตามลักษณะการทำงาน	4
ความถี่คัทออฟ และลักษณะโรลออฟ (Roll Off)	7
วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter)	7
วงจรรองความถี่สูงผ่าน (High - Pass Filter)	8
บทที่ 2 การวิเคราะห์และการออกแบบ	9
วิธีการปฏิบัติแบบมาตรฐาน	9
INFINITE - GAIN MULTIPLE - FEEDBACK LOW - PASS FILTER	10
VCVS LOW - PASS FILTER	12
INFINITE - GAIN MFB HIGH - PASS FILTER	15
VCVS HIGH - PASS FILTER	16
ทฤษฎีการสร้างวงจรจากเน็ตเวิร์คฟังก์ชัน	18
การสเกลลิ่ง (Scaling)	27
ความไวของอุปกรณ์ (Sensitivity)	29
บทที่ 3 แนวความคิดในการสร้าง Active RC Crossover Network	31
คุณสมบัติของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค	31

	หน้า
แนวความคิดในการสร้างวงจร Active Phase Linear Crossover Network	33
บทที่ 4 ทฤษฎีของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบทรานซิชันเนล อุลตราสเฟียริคัล- และเงินเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลีโนเมียล	36
วงจรกรองความถี่แบบอูลตราสเฟียริคัล โพลีโนเมียล	36
วิธีการหาสัมประสิทธิ์ของอูลตราสเฟียริคัลโพลีโนเมียลต่อจำนวนอันดับ	39
วิธีการหาค่าโพลของอูลตราสเฟียริคัล	43
คุณสมบัติของเงินเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลีโนเมียล	44
วิธีการหาสัมประสิทธิ์ของเงินเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลีโนเมียล	45
วิธีการหาค่าโพลของเงินเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลีโนเมียล	48
การทรานซิชันเนลระหว่างอูลตราสเฟียริคัล และเงินเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลีโนเมียล	49
การนอร์มอลไลซ์ทางขนาด	50
บทที่ 5 แสดงการทดสอบโดยโปรแกรม	51
คุณลักษณะทางขนาดและเฟสของ LINKWITZ	51
เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดและเฟสของวงจร LINKWITZ และ T.U.G ก่อนใช้เทคนิคคูณค่าคงที่ ($\alpha_u = -0.3, \alpha_G = -0.2, m = 0.8$)	52
เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดและเฟสของวงจร LINKWITZ และ T.U.G โดยใช้เทคนิคคูณค่าคงที่ ($\alpha_u = -0.3, \alpha_G = -0.2, m = 0.8$)	53
แสดงคุณลักษณะทางกรุปดีเลย์ และคุณลักษณะเกนสโลป ของ T.U.G	54
Sensitivity Low - Pass Filter	55
Sensitivity High - Pass Filter	60
คุณลักษณะทางความไวของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ทดลอง	65
คุณลักษณะทางความไวของวงจรกรองความถี่สูงที่ทดลอง	67
บทที่ 6 การออกแบบวงจรอูลตราสเฟียริคัล เงินเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลีโนเมียล	70
การคำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจร	70
ทดสอบด้วยโปรแกรม PSPICE	78
ผลการทดลองจากการใช้ออติโออานาไลเซอร์ (Audio Analyzer)	79

	หน้า
สรุปผลการทดลอง	83
ปัญหาในการทำงาน	83
บรรณานุกรม	84
ภาคผนวก	85

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของเงินเนอร์ไลซ์เบสเสตโพลีโนเมียล	43
4.2 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของเงินเนอร์ไลซ์เบสเสตโพลีโนเมียล	48

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 1.1 Stereo 2 - Way Systems	3
รูปที่ 1.2 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรฟิลเตอร์	5
รูปที่ 1.3 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	7
รูปที่ 1.4 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง	8
รูปที่ 2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low - pass filter)	10
รูปที่ 2.2 วงจร VCVS Low - Pass Filter อันดับที่ 2	12
รูปที่ 2.3 วงจร Butterworth อันดับ 2	14
รูปที่ 2.4 วงจร MFB High - Pass Filter	15
รูปที่ 2.5 วงจร VCVS High - Pass Filter อันดับ 2	16
รูปที่ 2.6 แสดงการ Cascade กันของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน	18
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์	19
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่สมบรูณ์ แบบที่ 1	20
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่สมบรูณ์ แบบที่ 2	21
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์	21
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ แบบที่ 1	22
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ แบบที่ 2	23
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรซิงเกิ้ลแอมพลิฟายเออร์ แบบวันพอร์ต	24
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรม (Block Diagram) ของวงจรหน่วงเวลา	34
รูปที่ 5.1 คุณลักษณะทางขนาดของวงจร LINKWITZ (ตัดที่ -6 dB)	51
รูปที่ 5.2 คุณลักษณะทางเฟสของวงจร LINKWITZ	51
รูปที่ 5.3 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.G. (ก่อนใช้เทคนิคคูณค่าคงที่)	52
รูปที่ 5.4 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางเฟสระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.G. (ก่อนใช้เทคนิคคูณค่าคงที่)	52
รูปที่ 5.5 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.G. (ใช้เทคนิคคูณค่าคงที่)	53

รูปที่	หน้า
รูปที่ 5.6	53
เปรียบเทียบคุณลักษณะทางฟิสิกส์ระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.G. (ใช้เทคนิคคุณค่าคงที่)	
รูปที่ 5.7	54
เปรียบเทียบคุณลักษณะทางกรุปดีเลย์ ของ T.U.G. โดพาสและไฮพาส	
รูปที่ 5.8	54
เปรียบเทียบคุณลักษณะทางเกนสโโลระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.G	
รูปที่ 5.9	55
วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low - Pass Filter)	
รูปที่ 5.10	60
วงจรกรองความถี่สูง (High - Pass Filter)	
รูปที่ 5.11	65
คุณลักษณะทาง Sensitivity R1 (ความไว R1 ของวงจร Low - Pass Filter)	
รูปที่ 5.12	65
คุณลักษณะทาง Sensitivity R2 (ความไว R2 ของวงจร Low - Pass Filter)	
รูปที่ 5.13	66
คุณลักษณะทาง Sensitivity R3 (ความไว R3 ของวงจร Low - Pass Filter)	
รูปที่ 5.14	66
คุณลักษณะทาง Sensitivity C1 (ความไว C1 ของวงจร Low - Pass Filter)	
รูปที่ 5.15	67
คุณลักษณะทาง Sensitivity C2 (ความไว C2 ของวงจร Low - Pass Filter)	
รูปที่ 5.16	67
คุณลักษณะทาง Sensitivity R1 (ความไว R1 ของวงจร High - Pass Filter)	
รูปที่ 5.17	68
คุณลักษณะทาง Sensitivity R2 (ความไว R2 ของวงจร High - Pass Filter)	
รูปที่ 5.18	68
คุณลักษณะทาง Sensitivity C1 (ความไว C1 ของวงจร High - Pass Filter)	
รูปที่ 5.19	69
คุณลักษณะทาง Sensitivity C2 (ความไว C2 ของวงจร High - Pass Filter)	
รูปที่ 5.20	69
คุณลักษณะทาง Sensitivity C3 (ความไว C3 ของวงจร High - Pass Filter)	
รูปที่ 6.1	77
วงจรอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด	
รูปที่ 6.2	78
แสดงคุณลักษณะทางขนาดของ T.U.G.	
รูปที่ 6.3	78
แสดงคุณลักษณะทางเฟสของ T.U.G.	
รูปที่ 6.4	79
ผลการทดลองทางขนาดของอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด โดพาส	
รูปที่ 6.5	79
ตารางแสดงค่าทางขนาดของอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด โดพาส	
รูปที่ 6.6	80
ผลการทดลองทางขนาดของอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด ไฮพาส	
รูปที่ 6.7	80
ตารางแสดงค่าทางขนาดของอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด ไฮพาส	
รูปที่ 6.8	81
ผลการทดลองทางเฟสของอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด โดพาส	
รูปที่ 6.9	81
ผลการทดลองทางเฟสของอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด ไฮพาส	
รูปที่ 6.10	82
เปรียบเทียบทางขนาดของอูลตราสเฟียริคัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสด โดพาสและไฮพาส	
รูปที่ 6.11	82
แสดงผลทางขนาดเมื่อรวมกันระหว่าง โดพาสและไฮพาส	

หัวข้อปริญญานิพนธ์

การออกแบบวงจรแอคทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

โดยใช้ฟังก์ชันพิเศษ

On Design of Active Crossover Network

by Special Function

นักศึกษา

นายกิตติชัย แซ่โต้ง เลขประจำตัว 41013441

นายภาณุ พุทธวงศ์ เลขประจำตัว 41013458

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

รศ.ดร.กนก เงินจระพงค์เวช

ภาควิชา

เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

2543

บทคัดย่อ

ในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์นั้น มักคำนึงถึงคุณลักษณะทางขนาดต่อความถี่ และคุณลักษณะของเฟส ซึ่งขนาดในการรวมกันของโลพาส และไฮพาส จะต้องราบเรียบ

ดังสมการ $M_S = |H_L(j\omega) + H_H(j\omega)| = 1$ เพื่อควบคุมเสียงที่เอาท์พุทให้คงที่

ในโครงการนี้เป็นการหาค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำ โดยการอาศัย อุดคร้ำสเฟียริคัล โพลีโนเมียล กับเงินเนอร์ไลซ์เบสเสล โพลีโนเมียล ซึ่งทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันดังกล่าวให้คุณลักษณะของผลตอบสนองต่อความถี่เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง อุดคร้ำสเฟียริคัล โพลีโนเมียลกับเงินเนอร์ไลซ์เบสเสล ซึ่งเป็นประโยชน์ต่อการเลือกออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำตามที่ต้องการได้ นอกจากนี้ยังได้หาผลตอบสนองทางขนาด และกรุปดีเลย์ของวงจรรองความถี่ดังกล่าว โดยการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

Thesis Title	On Design of Active Crossover Network by Special Function		
Student	Mr. Kitichai	Seataow	ID 41013441
	Mr. Panu	Puttavong	ID 41013458
Advisor	Asst. Prof. Uthai Sritheeravirojana		
	Assoc. Prof. Dr. Kanok Janchitrapongvej		
Academic Year	2000		

ABSTRACT

In the design of filter, the amplitude and phase characteristics should be considered. The design criterion of the Crossover Network is as follows: The summing magnitude in Low-pass and High-pass summing must have a maximally flat response.

$$\text{where } M_S = |H_L(j\omega) + H_H(j\omega)| = 1$$

In this paper, The transfer function of a Low-pass filter by using a combination of Ultraspherical and Generalized Bessel polynomial is described. Therefore, this type of filter having properties which lie between those of Ultraspherical and Generalized Bessel characteristic. It would be useful depending on what the design specification call for.

Here in, the amplitude and delay response for various values of the Ultraspherical and Generalized Bessel filter are also work out.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องจากความตั้งใจและความพยายามในการทำงานของผู้ร่วมงานภายในกลุ่ม พร้อมทั้งการให้คำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษาและรุ่นพี่ ตลอดจนน้ำใจดี ๆ จากเพื่อน ๆ จึงขอขอบพระคุณไว้ ณ. ที่นี้

ขอขอบคุณอาจารย์ รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช อาจารย์ ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการที่ให้คำแนะนำรายละเอียด และขอบเขตของโครงการ

นายกิตติชัย แซ่โต้ง

นายภาณุ พุทธวงศ์

บทนำ

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่เรายังคงนิยมใช้และเป็นที่ยอมรับหลาย เช่น บัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) , เบสเซล (Bessel) , เชบิเชฟ (Chebychev) ซึ่งวงจรกรองความถี่เหล่านี้จะให้การตอบสนองทั้งขนาด และเฟสที่มีคุณลักษณะแตกต่างกันออกไป แต่จะมีลักษณะที่คงที่ คือ ไม่สามารถปรับปรุงแบบของการตอบสนองได้ เว้นเสียแต่จะมีการปรับอันดับของฟิลเตอร์ เนื่องจากฟิลเตอร์เหล่านี้สร้างจากโพลีโนเมียลที่ไม่มีตัวแปร (Parameter) ที่เป็นตัวสำคัญในการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ ในขณะที่จำนวนของอันดับของฟิลเตอร์มีค่าเท่าเดิม ส่วนคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ยกตัวอย่างมา เราพอจะทราบกันคืออยู่แล้วว่าเบสเซลฟิลเตอร์ (Bessel Filter) จะให้การตอบสนองต่อกรุปดีเลย์ (Group Delay) ราบเรียบที่สุด ส่วนบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ (Butterworth Filter) จะมีผลตอบสนองของขนาดราบเรียบที่สุดในช่วงพาสแบนด์ (Pass-Band) และ เชบิเชฟฟิลเตอร์ (Chebychev Filter) จะให้ความชัน (Slop) ของขนาดมีความชันมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์ (Pass Band) แต่จะมีริบเบิล (Ripple) เกิดขึ้น ซึ่งฟิลเตอร์เหล่านี้ในการออกแบบเมื่อนำไปใช้งานจะมีข้อจำกัด โดยเราสามารถจะเลือกฟิลเตอร์ให้เหมาะสมกับงานได้เพียงจุดประสงค์เดียว ต่อมาได้มีการนำเอาฟิลเตอร์ที่ต่างชนิดกันนำมาคอมโพสิทกัน (Composite) หรือทรานซิชันแนล (Transitional) เข้าด้วยกัน ทำให้ได้วงจรฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติการตอบสนองเชิงความถี่เพิ่มขึ้น

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ จะเสนอการสร้างวงจรความถี่ต่ำที่สร้างจากการนำโพลีโนเมียล 2 ชนิดนำมาทรานซิชันแนล (Transitional) เข้าด้วยกัน ซึ่งโพลีโนเมียลทั้ง 2 ชนิดนี้ ต่างก็มีตัวพารามิเตอร์ (Parameter) ที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้อย่างอิสระต่อกัน โพลีโนเมียลทั้ง 2 ชนิดนี้เรียกว่า “อูลตราสเฟียรีคัลโพลีโนเมียล (Ultraspherical Polynomials)” และ “เจินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลีโนเมียล (Generalized Bessel Polynomials)” โดยใช้พารามิเตอร์ m เป็นตัวปรับค่า คือ ถ้าค่า $m = 0$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเป็นอูลตราสเฟียรีคัล ถ้า $m = 1$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) นั้นก็จะมีคุณสมบัติเป็นเจินเนอร์ไลซ์เบสเซล ถ้า m มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันนั้นก็จะมีคุณลักษณะของผลตอบสนองต่อความถี่เปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่างอูลตราสเฟียรีคัล กับเจินเนอร์ไลซ์เบสเซล

บทที่ 1

จุดมุ่งหมายในการเลือกใช้แอมพลิฟิเคชันครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

1.1 จุดประสงค์ในการใช้วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค (Crossover Network) เป็นวงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่แยกสัญญาณเสียงขาเข้าออกเป็นช่วงความถี่ต่าง ๆ กัน และแต่ละช่วงก็จะถูกส่งไปยังไดร์เวอร์แต่ละตัว โดยวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คจะประกอบด้วย รีซิสเตอร์ (Resistor) , คาปาซิเตอร์ (Capacitor) และขดลวด (Inductor) ครอสโอเวอร์ที่ใช้กันอยู่ มี 2 ชนิด คือ แอ็คทีฟ และพาสซีฟ ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

หน้าที่ของครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค

1. แบ่งช่วงความถี่ของลำโพง
2. กำเนิดคุณภาพเสียงของลำโพง

ครอสโอเวอร์เป็นฟิลเตอร์ทางไฟฟ้า ทำหน้าที่กำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากไดร์เวอร์แต่ละตัว และให้ช่วงความถี่ที่มีความเหมาะสมผ่านได้ เช่น เสียงกลางและเสียงแหลมจะถูกกันไว้ มีแต่ความถี่เสียงเบสส์เท่านั้นที่ผ่านเข้าไปยังทวีตเตอร์ได้

ในระบบเครื่องเสียงนั้น วิธีการที่จะนำเอาสัญญาณที่ผ่านการขยายจากแอมพลิฟายเออร์ซึ่งเป็นสัญญาณขนาดใหญ่ออกไปใช้นั้น ต้องมีอุปกรณ์รองรับสัญญาณนั้น ซึ่งอุปกรณ์นั้น คือ ลำโพง แต่เราจะพบปัญหา คือ ยากในการออกแบบให้ลำโพงตัวเดียว สามารถตอบสนองความถี่ได้ตลอดย่านความถี่เสียง เนื่องจากลำโพงโดยทั่วไป จะมีการตอบสนองความถี่จำกัดอยู่ในย่านหนึ่ง เมื่อผ่านความถี่นั้นแล้ว การตอบสนองความถี่ก็จะถูกลดทอนลง และอาจจะเกิดการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ จึงจำเป็นที่จะต้องนำเอาลำโพงหลาย ๆ ตัว มาต่อร่วมกัน เพื่อจะสามารถถ่ายทอดสัญญาณที่ผ่านเข้ามาได้อย่างถูกต้องครบถ้วน แต่ในการนำเอาลำโพงหลาย ๆ ตัวมาต่อร่วมกันนั้น ไม่สามารถทำได้โดยตรง จำเป็นจะต้องทำการแบ่งความถี่ให้เหมาะสมกับลำโพงแต่ละตัว วงจรที่ทำหน้าที่แบ่งความถี่ให้กับลำโพงแต่ละตัว เรียกว่า “ วงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ”

1.2 กล่าวนำ

แอ็คทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter) ทำหน้าที่กรองความถี่สัญญาณ เป็นวงจรที่ประกอบด้วย ภาควิทยุ เช่น ทรานซิสเตอร์ (Transistor) หรือ ไอซี (Integrated Circuit) และเน็ตเวิร์คเลือกความถี่ *(Frequency Selective Network) ประเภทรีซิสเตอร์ และคาปาซิเตอร์ วงจรให้ผ่านได้ เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่กำหนด ขณะเดียวกันจะขวางกั้น หรือลดทอนสัญญาณนอกเหนือ

จากช่วงความถี่ดังกล่าวไม่ให้ปรากฏที่เอาต์พุต (Output) โดยทั่วไป ฟิวเตอร์ (Filter) แบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ คือ

1. ฟิวเตอร์ ชนิดแอนะล็อก (Analog) หรือ ชนิดดิจิทัล (Digital)
2. ฟิวเตอร์ ประเภทพาสซีฟ (Passive) หรือ แอ็คทีฟ (Active)
3. ฟิวเตอร์ ย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือ ย่านวิทยุ (Radio Frequency)

แอนะล็อกฟิวเตอร์ (Analog Filter) ออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณแอนะล็อก (Analog) ส่วนดิจิทัลฟิวเตอร์ (Digital Filter) ใช้งานกับสัญญาณแอนะล็อก โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัล (Digital) มาช่วย

วงจรฟิวเตอร์ ถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วน (Element) ที่นำมาประกอบ แบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ พาสซีฟฟิวเตอร์ (Passive Filter) และแอ็คทีฟฟิวเตอร์ (Active Filter) ซึ่งชิ้นส่วนวงจรที่ใช้ในพาสซีฟฟิวเตอร์ ได้แก่ รีซิสเตอร์, คาปาซิเตอร์ และขดลวด ส่วนแอ็คทีฟฟิวเตอร์ ประกอบด้วยตัวขยายสัญญาณจำพวกทรานซิสเตอร์ หรือ ไอซี ในรูปออปแอมป์ (Op - Amp) และรีซิสเตอร์ และ คาปาซิเตอร์ ทำงานร่วมกัน การจะเลือกใช้ชิ้นส่วนชนิดใดนั้น ขึ้นกับย่านความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรฟิวเตอร์ทำงาน

ตัวอย่าง เช่น อาร์ซีฟิวเตอร์ (RC Filter) ใช้กับย่านความถี่เสียง หรือใช้ในย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ขณะที่ แอลซีฟิวเตอร์ (LC Filter) หรืออาจจะกล่าวไปถึงคริสตัลฟิวเตอร์ (Crystal Filter) เหมาะที่จะใช้ในย่านความถี่วิทยุหรือย่านความถี่สูง (High Frequency) และโดยเฉพาะอย่างยิ่ง เนื่องจากค่า Q หรือตัวเลขคุณค่า (Figure of merit) ที่สูงของตัวคริสตัล (Crystal) ทำให้คริสตัลฟิวเตอร์ (Crystal Filter) มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงมาก ๆ ดีกว่าแอลซีฟิวเตอร์ (LC Filter) อีกด้วย

เราจะทำการวิเคราะห์ และออกแบบอาร์ซี แอ็คทีฟฟิวเตอร์ (RC Active Filter) ชนิดแอนะล็อก ในย่านความถี่เสียงออสซิลอปแอมป์ โดยจะไม่นำขดลวดมาใช้ในย่านความถี่เสียง เพราะย่านความถี่ต่ำเช่นนี้ ขดลวด มีขนาดใหญ่ สิ้นเปลืองกำลังงานในตัวมาก มีราคาแพงตามขนาด และยังกระจายสนามแม่เหล็กออกไปรอบ ๆ ตัว ซึ่งรบกวนชิ้นส่วนหรืออุปกรณ์ข้างเคียง

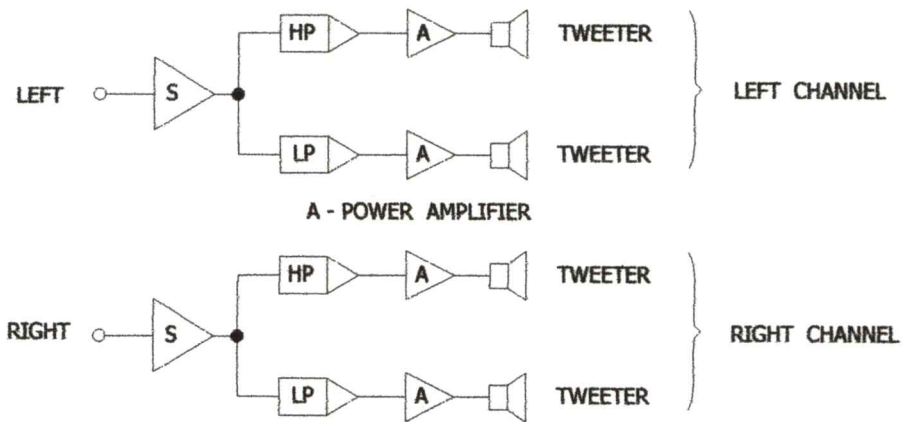
1.3 ข้อแตกต่างของแอ็คทีฟฟิวเตอร์ และพาสซีฟฟิวเตอร์

เหตุที่มีการนำเอาแอ็คทีฟฟิวเตอร์ มาใช้แทนพาสซีฟฟิวเตอร์ในวงจรมัน เนื่องจากการใช้แอ็คทีฟฟิวเตอร์ โดยการนำเอาออปแอมป์มาใช้ในช่วงความถี่เสียง จะมีผลดีกว่าพาสซีฟฟิวเตอร์ โดยในวงจรแอ็คทีฟฟิวเตอร์สามารถตัดขดลวดอันเป็นสาเหตุให้วงจรมีขนาดใหญ่ มีราคาแพง เมื่อเทียบกับวงจรพาสซีฟฟิวเตอร์ ในวงจรแอ็คทีฟฟิวเตอร์จะใช้เพียง R, C ในวงจร อีกทั้งการใช้ขดลวดจะทำให้ต้องใช้กำลัง (Power) จำนวนมากจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Magnetic Field) ที่เกิดขึ้นในตัวขดลวดตัวนำนั้นๆ

1.4 ข้อดีของแอ็คทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter)

แอ็คทีฟฟิลเตอร์ มีข้อดีที่มีเหนือกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์ ดังนี้

1. การปรับค่าความถี่และค่าอัตราขยาย (Gain) ในวงจรแอ็คทีฟฟิลเตอร์ มีความคล่องตัวกว่าในวงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ โดยเฉพาะออปแอมป์ของวงจรแอ็คทีฟฟิลเตอร์มีสัญญาณลดทอนต่ำ
2. วงจรแอ็คทีฟฟิลเตอร์ไม่มีปัญหาในเรื่องโหลดคั้ง (Loading) ของวงจรขยายอันเนื่องมาจากความต้านทานด้านอินพุทรีซิสแตนซ์ (Input Resistance) สูง และความต้านทานด้านเอาท์พุทรีซิสแตนซ์ (Output Resistance) ต่ำ ของตัวออปแอมป์
3. ราคาของแอ็คทีฟฟิลเตอร์ถูกกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์ สาเหตุจากราคาของออปแอมป์ ในปัจจุบันมีราคาถูกประกอบกับสามารถลดค่าของขดลวดตัวนำในวงจร ซึ่งไม่จำเป็นต้องมีในวงจรแอ็คทีฟฟิลเตอร์
4. สาเหตุเกิดจากรูปแบบของวงจรที่ต้องใช้พาสซีฟเน็ตเวิร์คกั้นระหว่างแอมพลิฟายกับลำโพง ทำให้ความต้านทานภายในของวงจรพาสซีฟ เกิดการสูญเสียพลังงานเป็นการลดทอนสัญญาณ (Power Loss) ในตัวต้านทาน ทำให้กำลังที่จะขับออกทางลำโพงลดกำลังต่ำกว่าที่ควร ถึงแม้ว่าการใช้วงจรพาสซีฟฟิลเตอร์ สามารถทำให้ตัดความถี่ช่วงไหนก็ได้โดยไม่ยาก แต่เมื่อประกอบขึ้นแล้วการจะเปลี่ยนช่วงความถี่ตัด เพื่อให้ความเหมาะสมกับตัวโพง หรือห้องฟังเสียงกระทำได้ยากเนื่องจากต้องเปลี่ยนค่าขดลวดตัวนำ จึงเป็นเรื่องยากที่จะทำวงจรให้ได้ดีและมีประสิทธิภาพสูงๆอีกทั้งต้องลงทุนสูง ข้อบกพร่องดังกล่าวสามารถแก้ไขได้ง่ายและดีกว่า เมื่อต้องใช้วงจรประเภท แอ็คทีฟฟิลเตอร์



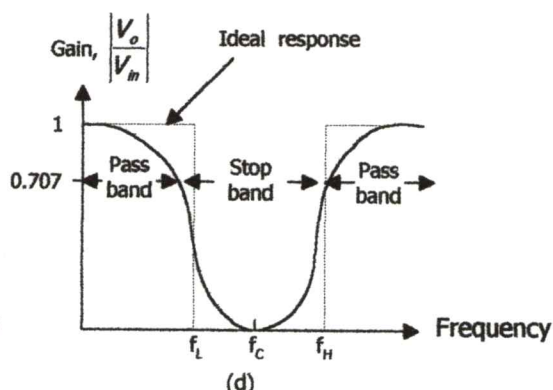
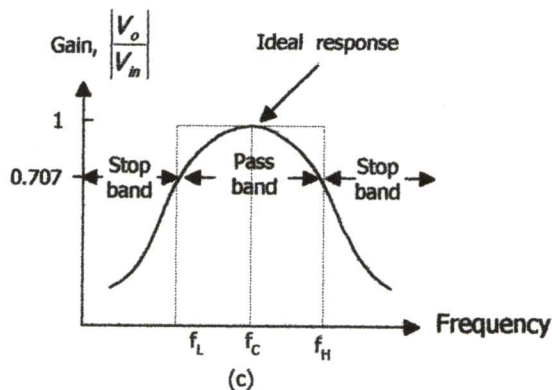
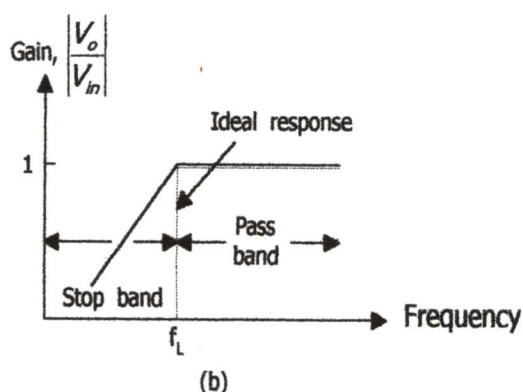
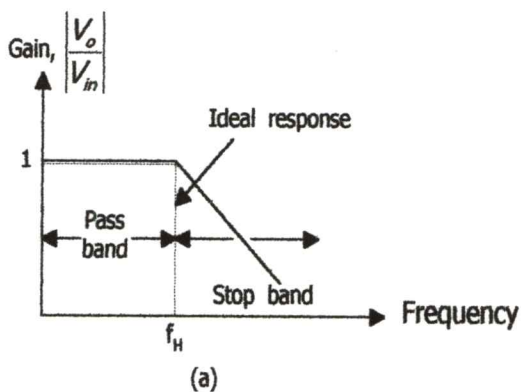
รูปที่ 1.1 Stereo 2 – way Systems

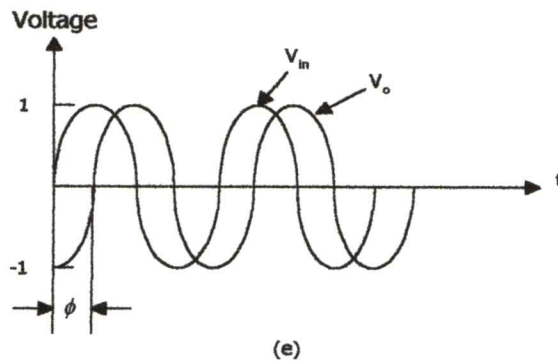
1.5 แอ็คทีฟฟิลเตอร์ (Active Filter) ตามลักษณะการทำงาน

เราแบ่ง แอ็คทีฟฟิลเตอร์ ตามลักษณะการทำงานเป็น 5 ชนิด

- . Low Pass Filter (LPF)
- . High Pass Filter (HLP)
- . Band Pass Filter (BPF)
- . Band Reject หรือ Stop Filter (BSF)
- . All Pass Filter (APF)

ฟิลเตอร์เหล่านี้อาศัย วัสดุศาสตร์ และคาปาซิเตอร์ เป็นพาสซีฟอีลิเมนต์ (Passive Element) ทำงานร่วมกับแอ็คทีฟอีลิเมนต์ (Active Element) จำพวกออปแอมป์ อาศัยไอซี (IC) ที่มีคุณสมบัติไฮสปีด (High Speed) ที่มีสลูว์เรท (Slewing Rate) สูง และยูนิตีเกนแบนด์วิดท์ (Unity Gain Bandwidth) สูง ๆ เช่น LM 318 หรือ ICL8017 จะช่วยให้คุณสมบัติด้านความถี่ และด้านอัตราขยายของฟิลเตอร์ดีขึ้น





รูปที่ 1.2 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรฟิลเตอร์

ผลตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของฟิลเตอร์ทั้ง 5 ชนิด แสดงในรูปที่ 1.2 เส้นประแสดงถึงผลตอบสนอง (Response) ที่เป็นอุดมคติ (Ideal) ในทางทฤษฎี ส่วนเส้นโค้งผลตอบสนอง (Response Curve) ในทางปฏิบัติแสดงด้วยเส้นทึบ

รูปที่ 1.2 (a) แสดงผลตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของวงจร Low - Pass Filter มีขนาดของ Gain คงที่จากความถี่ 0 Hz ถึงความถี่ High Cutoff f_H ค่าของแบนด์วิดท์จึงเท่ากับ f_H ที่ f_H หรือตำแหน่งความถี่ไฮคัทออฟ (High Cutoff) นั้นอัตราการขยายจะลดลง 3 dB และที่ความถี่มากกว่า f_H นั้น คือที่ $f > f_H$ อัตราการขยายของวงจรก็ลดลงทุกขณะอย่างต่อเนื่องตามความถี่ของสัญญาณอินพุต (Input) ที่เพิ่มขึ้น นัยของฟิลเตอร์ช่วงความถี่ระหว่าง 0 Hz ถึงจุดคัทออฟความถี่สูง (High Cutoff Frequency) ซึ่งอัตราการขยายของวงจรจะลดลง 3 dB เรียกว่า “Pass Band” และช่วงความถี่ที่สูงกว่า f_H ขึ้นไปนั้นจะเกิดการลดทอนของสัญญาณลง เรียกว่า “Stop Band” จากผลตอบสนองที่เป็นอุดมคติในเส้นประแสดงให้เห็นว่าฟิลเตอร์ที่เป็นอุดมคติจะมีการสูญเสียเป็นศูนย์ตลอดช่วงพาสแบนด์ และมีการสูญเสียเป็นอนันต์ในช่วงสตอปแบนด์ แต่สภาพความเป็นจริงในทางปฏิบัติมิได้เป็นเช่นนั้น เพราะเน็ตเวิร์คชนิดเชิงเส้น (Linear Network) ไม่สามารถสร้างคุณสมบัติของความไม่ต่อเนื่อง (Discontinuities) ขึ้นได้ อย่างไรก็ตามเราอาจสร้างเส้นโค้งผลตอบสนอง (Response Curve) ในทางปฏิบัติตามเส้นทึบให้ใกล้เคียงกับผลตอบสนองที่เป็นอุดมคติตามเส้นประได้เช่นกัน โดยอาศัยเทคนิคการออกแบบวงจรเป็นพิเศษเข้าช่วย ประกอบวงจรด้วยชิ้นส่วนอุปกรณ์ เช่น รีซิสเตอร์ และ คาปาซิเตอร์ ที่มีค่าถูกต้องแม่นยำ หรือค่าผิดพลาดน้อยที่สุด และใช้ออปแอมป์ชนิดไฮสปีด

รูปแบบของฟิลเตอร์ที่นิยมนำมาใช้ในทางปฏิบัติ ซึ่งให้เส้นโค้งผลตอบสนองใกล้เคียงทางทฤษฎี ได้แก่ บัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) , เชฟบีเชฟ (Chebychev) และเคเออร์ (Cauer) ซึ่งแต่ละรูปแบบมีคุณลักษณะประจำตัวแตกต่างกันออกไป โดยบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ (Butterworth Filter) ให้คุณลักษณะของพาสแบนด์ และสตอปแบนด์ที่ราบเรียบ (Flat) หรือเรียกว่า “Flat Filter” สำหรับเชฟบีเชฟฟิลเตอร์ (Chebychev Filter) จะมีคุณลักษณะของพาสแบนด์ที่มีริบเบิล (Ripple)

และสต็อบแบนด์มีลักษณะราบเรียบ ส่วนเคออร์ฟิลเตอร์ (Cauer Filter) จะให้ทั้ง พาสแบนด์ และสต็อบแบนด์มีคุณลักษณะเป็นริบเบิล หากกล่าวโดยรวม ๆ ระหว่างฟิลเตอร์ทั้ง 3 แบบ เคออร์ฟิลเตอร์จะให้ผลตอบสนองของสต็อบแบนด์ดีที่สุด

รูปที่ 1.2 (b) เป็นเส้นโค้งผลตอบสนองของไฮพาสฟิลเตอร์ (High - Pass Filter) เมื่อให้ f เป็นความถี่ใด ๆ และ f_L เป็นจุดคัทออฟความถี่ต่ำ (Low Cutoff Frequency) แล้ว ช่วงและสต็อบแบนด์จะอยู่ที่ $0 < f < f_L$ และช่วงของพาสแบนด์อยู่ที่ $f > f_L$

รูปที่ 1.2 (c) แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรมอดูเลเตอร์ (Band - Pass Filter) ช่วงพาสแบนด์อยู่ระหว่างความถี่คัทออฟ (Cutoff) สองจุด ได้แก่ จุดคัทออฟความถี่สูง (High Cutoff Frequency, f_H) และจุดคัทออฟความถี่ต่ำ (Low Cutoff Frequency, f_L) ซึ่งเป็นตำแหน่งที่เกน (Gain) ของวงจรลดลง 3 dB และช่วงสต็อบแบนด์มีสองช่วงคือที่ $0 < f < f_L$ กับ $f > f_H$ โดย $f_H > f_L$ ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของแบนด์พาสฟิลเตอร์เท่ากับ $f_H - f_L$ และความถี่กึ่งกลาง (Center Frequency) อยู่ที่ความถี่ f_c ปรากฏที่ตำแหน่งกึ่งกลางช่วง และสต็อบแบนด์พอดี

รูปที่ 1.2 (d) แสดงผลตอบสนองของแบนด์รีเจกต์ฟิลเตอร์ (Band - Reject Filter) มีเส้นโค้ง (Curve) คุณลักษณะตรงกันข้ามกับแบนด์พาสฟิลเตอร์ กล่าวคือช่วงและสต็อบแบนด์อยู่ระหว่างความถี่คัทออฟ สองจุด คือ f_H กับ f_L และมีช่วงพาสแบนด์อยู่ 2 ช่วง คืออยู่ระหว่างความถี่ $f > f_H$ และ $0 < f < f_L$ อาจเรียกแบนด์รีเจกต์ฟิลเตอร์ ว่าแบนด์สต็อบฟิลเตอร์ (Band - Stop Filter) หรือแบนด์เอลิมีเนชันฟิลเตอร์ (Band - Elimination Filter) ก็ได้ ค่าแบนด์วิดท์ของสต็อบแบนด์ เท่ากับ $f_H - f_L$ และตำแหน่งกึ่งกลางของช่วงและสต็อบแบนด์เป็นความถี่กึ่งกลาง หรือ f_c

รูปที่ 1.2 (e) แสดงเฟสชิฟ (Phase Shift) ระหว่างอินพุตโวลต์เตจ (Input Voltage, v_{in}) กับเอาต์พุตโวลต์เตจ (Output Voltage, v_o) ของออลพาสฟิลเตอร์ (All - Pass Filter) วงจรออลพาสฟิลเตอร์ มีคุณสมบัติในการให้สัญญาณทุกความถี่ผ่านได้เท่า ๆ กัน กล่าวคือ ให้ v_o เท่ากับ v_{in} ในทุกความถี่โดยปรากฏเฟสชิฟ ขึ้นระหว่าง v_o กับ v_{in} ในบางความถี่ค่าความถี่สูงสุด ซึ่ง v_o กับ v_{in} ยังคงมีขนาดเท่ากัน ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติขั้นที่เกนแบนด์วิดท์ของออปแอมป์ที่ความถี่นี้ เฟสชิฟที่เกิดขึ้นระหว่าง v_o กับ v_{in} จะมีค่าสูงสุด

ก่อนนำเข้าสู่ฟิลเตอร์แต่ละแบบ มาพิจารณาคณะลักษณะของฟิลเตอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ในช่วงของสต็อบแบนด์ ตามรูปที่ 1.2 (a) ถึง รูปที่ 1.2 (d) รูปร่างของเส้นโค้งผลตอบสนองในช่วงของสต็อบแบนด์มีทั้งลดลงหรือเพิ่มขึ้น หรือทั้งลดลงและเพิ่มขึ้นด้วยอัตราการเปลี่ยนแปลงที่คงที่ตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น หมายถึงอัตรา (Rate) ซึ่งอัตราการขยายของฟิลเตอร์เปลี่ยนแปลงในช่วงของสต็อบแบนด์ อัตราการเปลี่ยนแปลงของอัตราการขยายนี้แสดงด้วยความชัน (Slope) ของเส้นโค้งในบริเวณสต็อบแบนด์ ถูกกำหนดโดยจำนวนอันดับ (Order) ของฟิลเตอร์ ยกตัวอย่าง โลพาสฟิลเตอร์ อันดับที่ 1 การลดลงของอัตราการขยายในช่วงสต็อบแบนด์ จากความถี่ $f < f_H$ อยู่ในอัตรา 20 dB/decade ส่วนโลพาสฟิลเตอร์ อันดับที่ 2 มีการลดลงของอัตราการขยายในช่วงความถี่

เดียวกันในอัตรา 40 dB/decade แต่สำหรับไฮพาสฟิลเตอร์ อันดับที่ 1 จะมีการเพิ่มขึ้นของ อัตราการขยายในช่วงสต็อบแบนด์ จากความถี่ $0 < f < f_L$ ในอัตรา 20 dB/decade และไฮพาสฟิลเตอร์ อันดับที่ 2 ก็มีการเพิ่มขึ้นของอัตราการขยายในช่วงความถี่เดียวกันในอัตราเท่ากับ 40 dB/decade

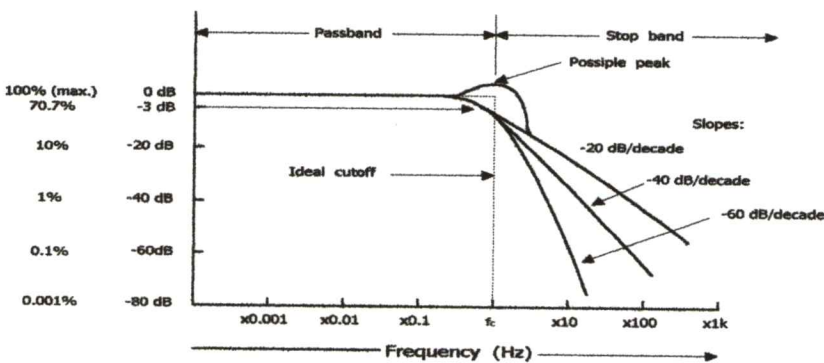
1.6 ความถี่คัทออฟ และลักษณะโรลออฟ (Roll Off)

ความถี่คัทออฟ คือ จุดหรือความถี่ที่ขนาดของเอาต์พุตจากวงจรรองความถี่ลดลง 0.707 เท่า หรือ -3 dB ของขนาดสูงสุด (f_{CH} และ f_{CL}) เช่นความถี่คัทออฟของ LPF อยู่ที่ 500 Hz คิดเป็นอัตราส่วนของเอาต์พุตต่ออินพุตที่ -3 dB แต่อินพุตคิดเป็น 0 dB ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 500 Hz จะมีอัตราส่วนเอาต์พุต กับแรงดันอินพุต -3 dB หรือขนาดแรงดันอินพุตจะมีขนาด 0.707 เท่าของแรงดันอินพุตในช่วงความถี่ที่ผ่านได้สูงสุด

โรลออฟ หรือฟอลออฟ (Roll Off หรือ Fall Off) คือ ลักษณะการลาดลงของการตอบสนองความถี่ต่ำ จากจุดคัทออฟลงมามีความชันมากน้อยเพียงใด มักบอกเป็นหน่วย dB/Octave หมายความว่า เอาต์พุตของวงจรรองความถี่ จะลดลงเท่าใด (dB) เช่น การตอบสนองของ HPF มีอัตราการโรลออฟ -6 dB/Octave หมายความว่า ความถี่ที่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ $f_{CH} / 2$ จะมีเอาต์พุต -9 dB และต่ำกว่า 4 เท่า จะมีเอาต์พุต -15 dB เป็นต้น ขนาดของโรลออฟจะสัมพันธ์กับอันดับ

อันดับจะมีความสัมพันธ์กับค่าโรลออฟที่ -6 dB/Octave ต่ออันดับที่ 1 ฉะนั้นวงจรรองความถี่อันดับที่ 2 จะมีโรลออฟ -12 dB/Octave และวงจรรองความถี่อันดับที่ 3 ก็จะมีโรลออฟ -18 dB/Octave จะเห็นได้ว่า ค่าโรลออฟมีค่าเป็นจำนวนเท่ากับอันดับ ดังนั้นจำนวนอันดับจะบอกได้ว่าวงจรรองความถี่นั้นๆ จะสามารถตัดความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งได้มากน้อยเพียงใด ซึ่งการสร้างแอสกีทไฟฟิลเตอร์อันดับสูงๆ จะทำได้ยากกว่าวงจรรองความถี่อันดับต่ำๆ

1.7 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low - Pass Filter)

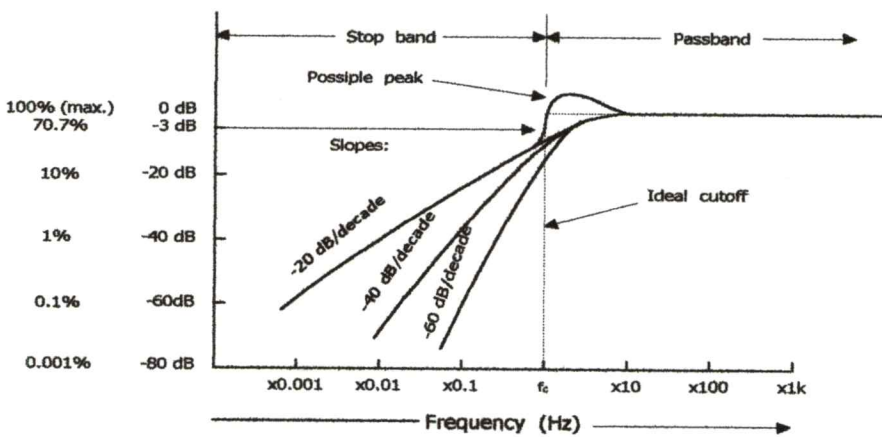


รูปที่ 1.3 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ วงจรที่ทำหน้าที่กรองเอาความถี่ที่ต่ำกว่าที่กำหนดให้ผ่านไป ส่วนความถี่ที่สูงกว่าจะถูกตัดออกไป

ในทางอุดมคติ จากรูปเมื่อสัญญาณที่เข้ามามีความถี่ต่ำก็จะสามารถที่จะผ่านได้ เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นจนถึงค่าๆ หนึ่งก็จะไม่สามารถที่จะผ่านได้ จะถูกตัดทิ้งไปหมด เราเรียกจุดๆ นี้ว่าความถี่คัทออฟ หรือเขียนย่อได้ว่า f_c แต่ในทางปฏิบัติจะพบว่าลักษณะของความถี่ที่จะตัดออกไปนี้จะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อยๆ ถูกลดทอนอัตราขยายลงเรื่อยๆ ลักษณะของรูปที่ได้ก็จะมีความชันที่ค่อยๆ ลาดลง จุดความถี่คัทออฟของกราฟที่ได้ ก็คือจุดที่ขนาด V_{out} เท่ากับ 0.707 ของขนาดแรงดันสูงสุด เราเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า f_c ว่าช่วงพาสแบนด์ และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า f_c ว่าช่วงสตอปแบนด์

1.8 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High - Pass Filter)



รูปที่ 1.4 แสดงการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง

วงจรกรองความถี่สูงผ่าน คือ วงจรที่ทำหน้าที่กรองความถี่สูงที่กำหนดผ่านไป ส่วนความถี่ที่ต่ำกว่าจะถูกกำจัดออกไป ซึ่งเราจะพบว่าจะมีการทำงานที่ตรงข้ามกันกับวงจรกรองความถี่ต่ำนั่นเอง

จากรูปในทางอุดมคติเราจะเห็นได้ว่าความถี่ที่ต่ำกว่าที่กำหนดจะไม่ปรากฏออกมา วงจรจะให้สัญญาณเอาต์พุตก็ต่อเมื่อความถี่ที่เข้ามามีค่าเท่ากับ หรือมากกว่าความถี่ที่กำหนดเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติจะไม่เป็นเช่นนั้น กล่าวคือสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่กำหนดก็จะมีปรากฏออกมาด้วยแต่จะมีอัตราขยายที่น้อยกว่า โดยอัตราขยายจะค่อยๆ เพิ่มสูงขึ้นเมื่อสัญญาณมีความถี่เข้าใกล้ความถี่ที่กำหนด จุดที่สัญญาณมีขนาดเท่ากับ 0.707 ของขนาดแรงดันสูงสุด คือ ความถี่คัทออฟ หรือ f_c หรือจุดที่อัตราขยายเท่ากับ -3 dB (ถ้าให้อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 0 dB)

บทที่ 2

การวิเคราะห์และออกแบบ

2.1 วิธีการปฏิบัติแบบมาตรฐาน

เนื่องจากรายละเอียดแต่ละอย่างที่คำนวณ ซึ่งโลพาสฟิลเตอร์ (Low - Pass Filter) นั้นจะหาได้ง่าย โดยการนอร์มอลไลซ์ (Normalized) $(\omega_c = 1 \text{ rad/s})$ เราจะหาค่าโลพาสฟิลเตอร์ได้โดยง่าย โดยอันดับแรกหาค่านอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์ค (Normalized Network) ในกรณีนี้จำนวนตัวเลขก็จะสะดวกมากยิ่งขึ้น เมื่อค่ามาตรฐาน คือ 1F หรือ 1Ω การนอร์มอลไลซ์สมการสำหรับฟิลเตอร์ ชนิดอื่น ๆ ปกติจะหาค่าโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ของโลพาสฟิลเตอร์

เราจะเลือกค่าคาปาซิเตอร์ที่น้อยที่สุด คือ $C = 1\text{F}$ เป็นค่าเริ่มต้น และค่าอื่น ๆ จะคูณด้วยค่ามาตรฐาน คือ 1, 0.1, 2, 0.47 ฯลฯ จากนั้นขั้นตอนการนอร์มอลไลซ์เซชัน (Normalization) เพื่อเปลี่ยนค่า C จาก 1F ไปเป็นค่า $0.01\mu\text{F}$ และเปลี่ยนเป็นค่ามาตรฐานอื่นๆ คือ 0.01, 0.001, 0.02, $0.0047\mu\text{F}$ ฯลฯ

ขั้นตอนการคืนนอร์มอลไลซ์เซชัน (Denormalization) คือการ carried out, of course, by dividing normalized คาปาซิแตนซ์ โดยการสเกลแฟคเตอร์ (Scale Factor) ของความถี่ ω_c ให้ผลการฟิลเตอร์ ที่จุดคัทออฟ (Cutoff) ที่จุด ω_c เมื่อหาค่า คาปาซิแตนซ์และคูณค่ารีซิสแตนซ์ด้วยอิมพีแดนซ์สเกลแฟคเตอร์ k_i ตลอด ด้วยเหตุนี้ค่าคาปาซิแตนซ์ $C = 1\text{F}$ ในการนอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์คจะกลายเป็น $C = 1/\omega_c k_i$ ในการคืนนอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์ค (Denormalized Network) และค่าคาปาซิแตนซ์อื่น ๆ C'_k ในนอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์คจะกลายเป็น

$$C_k = \frac{C'_k}{\omega_c k_i} = C'_k C \quad (2.1)$$

ในการคืนนอร์มอลไลซ์เน็ตเวิร์ค ดังนั้นค่า C ปกติจะเลือกใช้ค่ามาตรฐาน (โดย C'_k เป็นค่ามาตรฐานของการคูณ) เมื่อ k_i ได้มาจาก

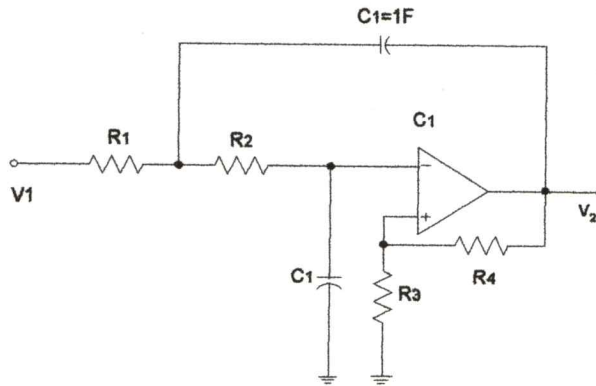
$$k_i = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (2.2)$$

กฎของ Thumb ที่คตินั้น ต้องเลือกค่ามาตรฐานของ C ให้ใกล้เคียง $10/f_c \mu\text{F}$

ถ้าค่าคิอร์มอลไลซ์รีซิสแตนซ์ (Denormalized Resistance) ที่หาได้นั้น ทำให้เหมาะสม ได้โดยการคูณด้วยค่ามาตรฐาน (Common Factor) และสำหรับค่าคาปาซิแตนซ์ (Capacitance) จะหารด้วยค่าแฟคเตอร์ (Factor) เดียวกัน โดยปกติค่าฟีดแบ็ครีซิสแตนซ์ (Feedback Resistance) ส่วนใหญ่จะสัมพันธ์กับค่ารีซิสแตนซ์ (Resistance) อื่น ๆ ด้วย

2.2 INFINITE - GAIN MULTIPLE - FEEDBACK LOW - PASS FILTER

ค่า Infinite - Gain MFB Filter ดังรูปที่ 2.1 คือวงจรโลพาสฟิลเตอร์



รูปที่ 2.1 วงจร โลพาสฟิลเตอร์ (Low - Pass Filter)

โดยมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ดังนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-Gb_0}{s^2 + b_1s + b_0}$$

$$b_0 = \frac{G_1G_3}{C_1} \quad , \quad b_1 = G_1 + G_2 + G_3 \quad , \quad G = \frac{G_1}{G_2} \quad (2.3)$$

(กำหนดให้ $C_2 = 1F$ โดยเป็นค่าที่เหมาะสมในกรณีของการนอร์มอลไลซ์)

การออกแบบวงจรโลพาสฟิลเตอร์อันดับที่ 2 นั้น เราจะเลือกค่า b_0 และ b_1 ได้มาจากค่าเฉพาะเจาะจงสำหรับการนอร์มอลไลซ์ ที่จุดคัทออฟ $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$

โดยกำหนด G จะหาค่านอร์มอลไลซ์คอนดักแตนซ์ (Normalized Conductances) ได้จากสมการ (2.3) ซึ่งถูกแทนเข้าไปในอันดับที่ 2

จะได้

$$b_1 = GG_2 + G_2 + \frac{C_1 b_0}{G_2}$$

หรือ

$$(1+G)G_2^2 - b_1 G_2 + C_1 b_0 = 0$$

คำนวณหา G_2 ได้จาก

$$G_2 = \frac{b_1 \pm \sqrt{b_1^2 - 4C_1 b_0 (1+G)}}{2(1+G)} \quad (2.4)$$

เราจะเลือกค่ารากที่เป็นบวก แต่เราสามารถเลือกค่าที่เป็นลบได้ด้วย

เมื่อกำหนดค่า b_0, b_1 และ G เราต้องเลือก C_1 ในสมการ (2.4) ค่า G_2 จึงเป็นค่าจริง ส่วนค่าคอนดักแตนซ์ (Conductances) อื่น ๆ ที่มาจากอันดับหนึ่งและสาม จากสมการ (2.3) จะได้

$$G_1 = GG_2 \quad , \quad G_3 = \frac{C_1 b_0}{G_2} \quad (2.5)$$

ดังตัวอย่าง วงจรโลพาสบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ (Low - Pass Butterworth Filter) โดยที่ $G = 10$ และ $f_c = 10,000\text{Hz}$ โดยมี $b_0 = 1$, $b_1 = \sqrt{2}$ จะได้

$$G_2 = \frac{\sqrt{2} + \sqrt{2 - 44C_1}}{22}$$

เลือกใช้ $C_1 = 0.01\mu\text{F}$ ดังนั้น $G_2 = 0.1211$ จากสมการ (2.5) จะได้ $G_1 = 1.211$ และ $G_3 = 0.0826$ ถ้าเราต้องการ C_2 มีค่า $0.1\mu\text{F}$ โดยใช้สมการ (2.1) จะได้

$$C_1 = 0.01 \times 10^{-7} \text{F} = 0.001\mu\text{F}$$

และ

$$k_i = \frac{1}{(2\pi)(10^4)(10^{-7})} = 159.15$$

ดังนั้น ค่าคิโนอร์มอลไลซ์ซิสแตนท์ มีค่าดังนี้

$$R_1 = \frac{k_i}{G_1} = 131.42\Omega$$

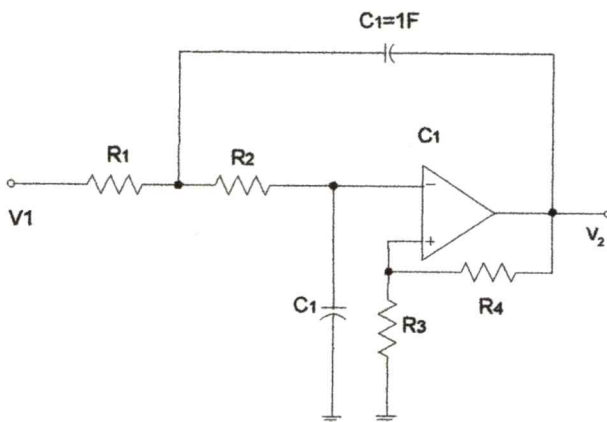
$$R_2 = \frac{k_i}{G_2} = 1.314k\Omega$$

$$R_3 = \frac{k_i}{G_3} = 1.927k\Omega$$

ค่า Infinite - Gain MFB Filter ได้จากคุณสมบัติของอินเวอร์ทติ้งเกน (Inverting - Gain) โทพาสฟิลเตอร์ โดยมีจำนวนส่วนประกอบของวงจรน้อยที่สุด ซึ่งมีข้อดี คือ มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ และมีเสถียรภาพดี

2.3 VCVS LOW - PASS FILTER

วงจร VCVS Low - Pass Filter อันดับที่ 2 แสดงดังรูป 2.2



รูปที่ 2.2 วงจร VCVS Low - Pass Filter อันดับที่ 2

โดยมีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Gb_0}{s^2 + b_1s + b_0} \quad (2.6)$$

$$G = \mu = 1 + \frac{R_4}{R_3} \geq 1$$

$$b_0 = \frac{G_1 G_2}{C_1}, b_1 = G_1 + G_2 + (1 - \mu) \frac{G_2}{C_1} \quad (2.7)$$

แทนค่าอันดับที่ 1, 2 ของสมการ (2.7) เข้าไปในอันดับที่ 3 จะได้

$$G^2 - b_1 G + b_0 (C_1 + 1 - G) = 0$$

จากสมการ (2.7) จะได้

$$G_1 = \frac{b_1 \sqrt{b_1^2 - 4b_0(C_1 + 1 - G)}}{2} \quad (2.8)$$

$$G_2 = \frac{C_1 b_0}{G_1}$$

(เนื่องจาก $G > C_1 + 1$ มากกว่า b_1^2 เราจะเลือกค่ารากที่มีเครื่องหมายเป็นบวก) ดังนั้น ค่าดีซี (dc) เริ่มต้นน้อยที่สุด

$$R_4 = G(R_1 + R_2) \quad (2.9)$$

$$R_3 = \frac{G(R_1 + R_2)}{G - 1}, \quad G \neq 1$$

ถ้า $G = 1$ และให้ $R_4 = 0$ และ $R_3 = \infty$ (เราจะหาค่าน้อยที่สุดของ dc ในกรณีนี้ กำหนดให้ $R_4 = R_1 + R_2$)

ดังนั้น ถ้ากำหนดชนิดของฟิลเตอร์ (b_0 และ b_1) และอัตราขยาย (G) โดยจะเลือก C_1 เป็นผลให้ G_1 เป็นค่าจริง ต้องการหาค่าจาก (2.8) จะได้

$$0 < C_1 \leq G - 1 + \frac{b_1^2}{4b_0} \quad (2.10)$$

จากนั้นหาค่ารีซีตแดนซ์ จากสมการ (2.8) และ (2.9) และค่าคินอร์มอลไลซ์ ที่ต้องการหาค่า C_2 และ ω_c

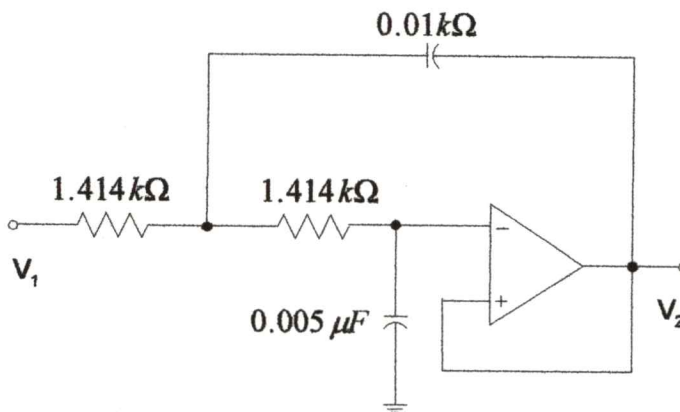
ดังตัวอย่าง วงจรบัตเตอร์เวิร์ทฟิลเตอร์ (Butterworth Filter) ($b_0 = 1, b_1 = \sqrt{2}$) โดยที่ $G = 1, \omega_c = 10^5 \text{ rad/s}$ และ $C_2 = 0.01 \mu\text{F}$ โดยสมการ (1.10) จะได้ $C_1 \leq \frac{1}{2}$ เลือก $C_1 = \frac{1}{2} \text{ F}$ และได้จากสมการ (1.8) จะได้ $R_1 = R_2 = \sqrt{2} \Omega$ ค่าอิมพีแดนซ์สเตจแพคเตอร์ กำหนดโดย

$$k_i = \frac{1}{(10^5)(10^{-8})} = 1000$$

ดังนั้น ค่าคินอร์มอลไลซ์รีซีตแดนซ์ คือ

$$R_1 = R_2 \sqrt{2}(100) \Omega = 1.414 \text{ k}\Omega$$

ค่าคินอร์มอลไลซ์ C_1 คือ $0.5(0.01) = 0.005 \mu\text{F}$



รูปที่ 2.3 วงจรบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) อันดับที่ 2 โดยที่ $\omega_c = 10^5 \text{ rad/s}$

วงจร VCVS Low - Pass Filter เป็นอีกชนิดที่นิยมใช้ ในรูปแบบของนอนอินเวอร์ทติ้งเกน (Non - Inverting Gain) ซึ่งต้องการส่วนประกอบที่มีค่าน้อยที่สุดมีความสัมพันธ์ คือ ง่ายสำหรับการปรับค่าคุณลักษณะ และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ (Output Impedance) ข้อดีที่ชัดเจน คือ สามารถตั้งค่าอัตราขยายได้ถูกต้อง โดยการตั้งค่าอัตราขยายของ VCVS ด้วยโพเทนชิโอมิเตอร์ (Potentiometer) ที่ค่าความต้านทาน R_3 และ R_4

2.4 INFINITE - GAIN MFB HIGH - PASS FILTER

Infinite - Gain MFB High - Pass Filter สำหรับอันดับที่ 2 และทำให้เป็นฟังก์ชัน (Function) มาตรฐาน

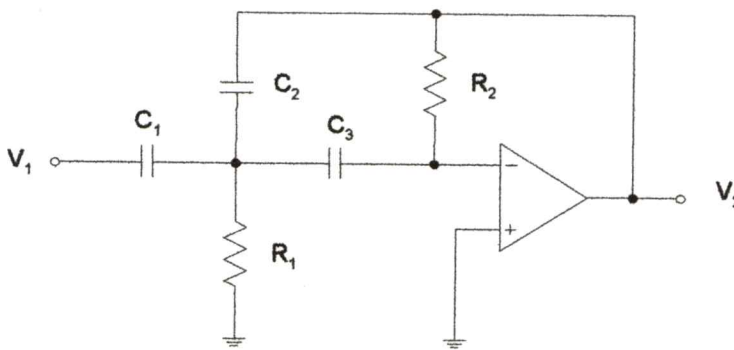
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-Gs^2}{s^2 + a_1s + a_0} \quad (2.11)$$

วงจรดังแสดงในรูปที่ 2.4 และถ้า $C_1 = 1F$ จะได้

$$a_0 = \frac{G_1G_2}{C_2} \quad (2.12)$$

$$a_1 = \frac{G_2(C_2 + 2)}{C_2}$$

$$G = \frac{1}{C_2}$$



รูปที่ 2.4 วงจร MFB High - Pass Filter

คำนวณสมการ (2.21) โดยการนอร์มอลไลซ์ ส่วนประกอบของวงจร จะได้

$$C_2 = \frac{1}{G}$$

(2.13)

$$G_1 = \frac{a_0(2G+1)}{a_1G}, G_2 = \frac{a_1}{(2G+1)}$$

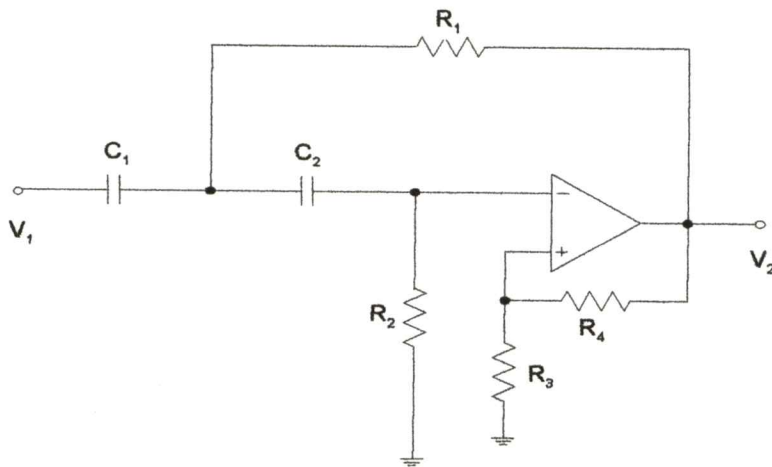
ดังนั้น ถ้า $1/G$ คือ ค่าคาปาซิแตนซ์มาตรฐานมาคูณ คือ 1, 2, $\frac{1}{2}$ ฯลฯ

โดยที่ C_2 เป็นค่ามาตรฐาน และ G_1 และ G_2 จะคำนวณโดยสมการ (2.22) ขั้นตอนการ ดินอร์มอลไลซ์เซชัน จะเหมือนกับกรณีโพลัสฟิลเตอร์

ข้อดีของความสัมพันธ์ของค่า Infinite - Gain MFB High - Pass Filter จะเหมือนกันกับโพลัสฟิลเตอร์

2.5 VCVS HIGH - PASS FILTER

เลือก $C_1 = C_2 = C$ จะได้ VCVS High - Pass Filter อันดับที่ 2 แสดงดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจร VCVS High - Pass Filter อันดับที่ 2

สมการมาตรฐาน คือ

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{G s^2}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.14)$$

กำหนดให้ $C = 1F$ จะได้

$$G = 1 + \frac{R_4}{R_3} \geq 1 \quad (2.15)$$

$$a_0 = G_1 G_2, a_1 = 2G_2 + G_1(1 - G)$$

สำหรับค่าดีซีออฟเซต (DC Offset) ที่เป็นไปได้น้อยที่สุด จะได้

$$R_4 = GR_2 \tag{2.16}$$

$$R_3 = \frac{GR_2}{G-1}, \quad G \neq 1$$

ถ้า $G=1$ จะได้ $R_4=0$ และ $R_3=\infty$ (จากค่าดีซีออฟเซตที่ต่ำที่สุดได้ $R_4=R_2$) จากอันดับที่ 2 และ 3 ตามสมการ (2.24) จะได้

$$2G_2^2 - a_1G_2 + a_0(1-G) = 0$$

หรือ

$$G_2 = \frac{a_1 + \sqrt{a_1^2 + 8a_0(G-1)}}{4} \tag{2.17}$$

$$G_1 = \frac{a_0}{G_2}$$

ดังนั้น จากชนิดที่ให้มา (a_0 และ a_1) และค่าอัตราขยาย (G) สามารถหาค่านอร์มอลไลซ์ คอนดักแตนซ์ ส่วนการคืนอร์มอลไลซ์เซชันเป็นการแครี่เอาท์ (Carried Out) ในกรณีของโพลัส ฟิลเตอร์ ข้อดีของ VCVS High - Pass Filter จะเหมือนกันกับ VCVS Low - Pass Filter

ตัวอย่าง วงจรไฮพาสอันดับที่ 2 1dB เชปพิเชฟฟิลเตอร์ โดยมี $G=2$ และ $\omega_c = 10,000 \text{ rad/s}$ เลือกใช้ค่า $C = 0.01 \mu\text{F}$ จะได้

$$a_0 = \frac{1}{1.10251} = 0.90702$$

$$a_1 = \frac{1.09773}{1.10251} = 0.99566$$

ดังนั้น ค่าออร์มอลไลซ์คอนคัคแดนซ์ คือ

$$G_2 = \frac{0.99566 + \sqrt{(0.99566)^2 + 8(0.90702)(1)}}{4} = 0.96688$$

และ

$$G_1 = \frac{0.90702}{0.96688} = 0.93809$$

ค่า อิมพีแดนซ์ สเตกแฟคเตอร์ หาได้โดย

$$k_i = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{(10^4)(10^{-8})} = 10^4$$

ดังนั้น การคืนออร์มอลไลซ์ซิสแดนซ์ จะได้

$$R_1 = 10.660\text{k}\Omega, R_2 = 10.343\text{k}\Omega \text{ และ } R_3 = R_4 = 2R_2 = 20.686\text{k}\Omega$$

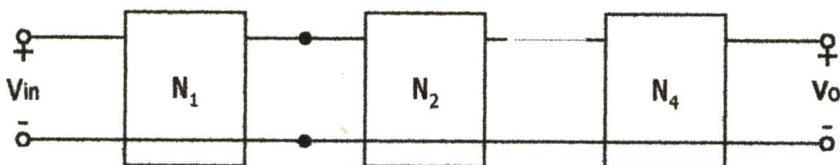
2.6 ทฤษฎีการสร้างวงจรจากเน็ทเวอร์คฟังก์ชัน

เทคนิคการสังเคราะห์ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน โดยใช้อุปกรณ์แอ็คทีฟอาร์ชี มี 2 วิธี คือ

1. วิธีคาสเคด (Cascade) ซึ่งทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน จะแยกตัวประกอบให้อยู่ในรูปผลคูณของลำดับที่ 1 หรือ 2 โดยแต่ละเทอมสามารถนำมาสร้างวงจรโดยใช้วงจรแอ็คทีฟอาร์ชี และนำเอาวงจรที่สร้างได้จากแต่ละทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาต่อคาสเคดกัน จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันทั้งหมด

2. วิธีทางตรง (Direct Method) จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันที่ต้องการ สามารถนำมาสร้างวงจรเพียงวงจรเดียวได้

2.6.1 วิธีการสร้างแบบคาสเคด (Cascade) อันดับ 1



รูปที่ 2.6 แสดงการ Cascade กันของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

พิจารณาทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันทั่วๆ ที่แยกตัวประกอบอยู่ในรูป

$$H(S) = K \frac{(S - Z_1)(S - Z_2)(S - Z_3)\dots(S - Z_n)}{(S - P_1)(S - P_2)(S - P_3)\dots(S - P_m)} \quad (2.18)$$

จากสมการ (2.18) สามารถจัดสมการใหม่ได้ดังนี้

$$H(S) = \left[\frac{S - Z_1}{S - P_1} \right] \cdot \left[\frac{S - Z_2}{S - P_2} \right] \cdot \left[\frac{S - Z_3}{S - P_3} \right] \dots \left[\frac{S - Z_n}{S - P_m} \right] \quad (2.19)$$

จากสมการ (2.19) สามารถเขียนใหม่ให้อยู่ในรูป ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันย่อยๆ ได้ดังนี้

$$H(S) = H_1(S)H_2(S)H_3(S)\dots H_q(S) = \prod_{i=1}^q H_i(S) \quad (2.20)$$

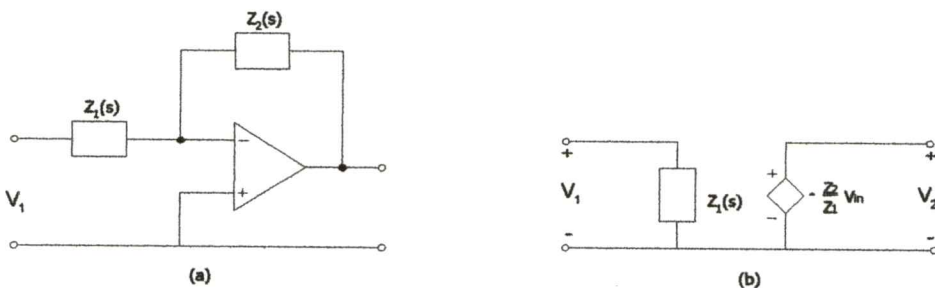
จากสมการ (2.27) และ (2.28) จะพบว่าแต่ละทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันจะมีเลขกำลังสูงสุดเท่ากับ 1 จึงสามารถนำหลักการพื้นฐานที่เกี่ยวกับอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟาย และนอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์มาใช้งาน

เมื่อกำหนดให้

$$H(S) = K \frac{S + a}{S + b} \quad (2.21)$$

2.6.1.1 อินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ (Inverting Amplifier)

เมื่อ a และ b เป็นค่าจำนวนจริง ซึ่งสามารถใช้โครงสร้างของอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ ได้ดังรูปที่ 2.7 (a) และวงจรภายในแสดงในรูป 2.7 (b)



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์

จะได้โวลต์เดจทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

$$H(S) = \frac{V_O(S)}{V_{in}(S)} = -\frac{Z2(S)}{Z1(S)} \quad (2.22)$$

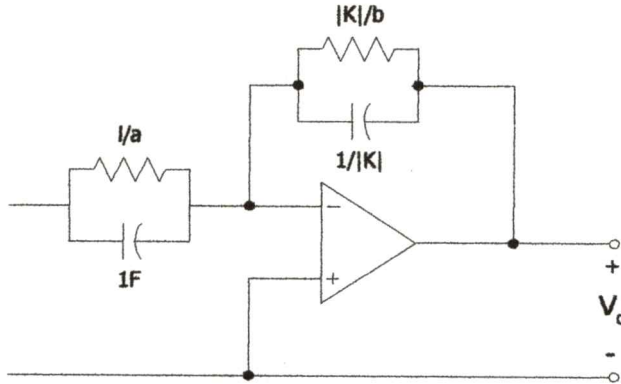
แบบที่ 1

$$-\frac{Z2(S)}{Z1(S)} = -K \frac{S+a}{S+b} \quad (2.23)$$

จะได้

$$Z1(S) = \frac{1}{S+a}, \quad Z2(S) = \frac{K}{S+b}$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็นวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ ที่สมบูรณ์ได้ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่สมบูรณ์ แบบที่ 1

หรือสามารถสร้างได้อีกแบบ คือ

แบบที่ 2

จากสมการที่ (2.23) ให้เอา S หารทั้งเศษและส่วน

$$H(S) = -\frac{K1(S+a)/S}{K2(S+b)/S} = -\frac{Z2(S)}{Z1(S)} \quad (2.24)$$

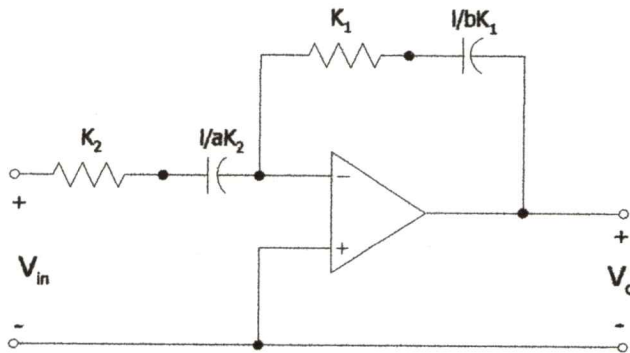
เมื่อ

$$|K| = \frac{K_1}{K_2}$$

เมื่อเราใช้โครงสร้างแบบอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ จะได้

$$Z_1(S) = K_2 \frac{S+b}{S} \quad , \quad Z_2(S) = K_1 \frac{S+a}{S}$$

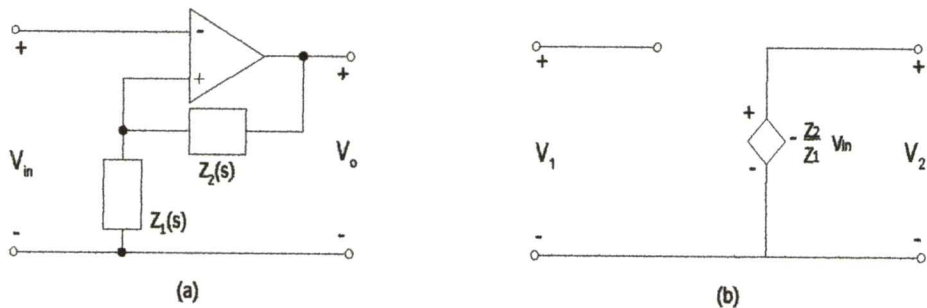
ซึ่งสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่สมบูรณ์ได้ ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงรูปวงจอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่สมบูรณ์ แบบที่ 2

2.6.1.2 นอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ (Non - Inverting Amplifier)

สามารถใช้รูปแบบนอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ มาใช้สร้างวงจรได้โดยใช้โครงสร้างของนอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ ดังรูปที่ 2.10 (a) และวงจรภายในแสดงในรูป 2.10 (b)



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรนอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์

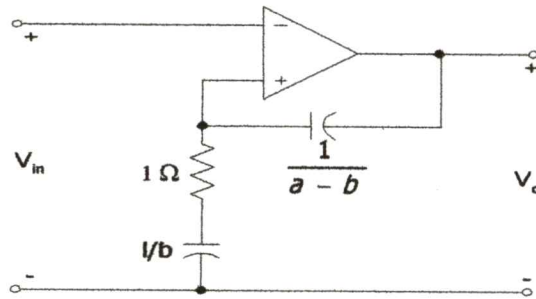
จะได้โวลต์เกจ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Voltage - Transfer Function) ดังนี้

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_{in}(S)} = 1 + \frac{Z_2(S)}{Z_1(S)} \quad (2.25)$$

จากสมการ (2.21)

$$\frac{z_2(S)}{z_1(S)} = K \frac{S+a}{S+b} - 1 = \frac{K(S+a) - (S+b)}{(S+b)} = \frac{(K-1)S - (Ka-b)}{S+b} \quad (2.26)$$

แบบที่ 1



รูปที่ 2.11 แสดงรูปวงจรถนอมอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่สมบูรณ์ แบบที่ 1

กำหนดให้ $K = 1$ จะได้

$$\frac{z_2(S)}{z_1(S)} = \frac{a-b}{S+b} \quad (2.27)$$

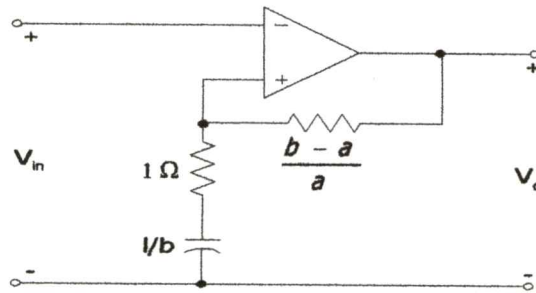
เมื่อหารทั้งเศษและส่วนด้วย S จะได้

$$\frac{z_2(S)}{z_1(S)} = \frac{(a-b)/S}{(S+b)/S} \quad (2.28)$$

$$Z_1(S) = \frac{S+b}{S}, \quad Z_2(S) = \frac{a-b}{S}$$

สามารถนำมาเขียนวงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ ที่สมบูรณ์ได้ดังรูปที่ 2.11 โดย
ที่ $a > b \geq 0$

แบบที่ 2



รูปที่ 2.12 แสดงรูปวงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ที่สมบูรณ์ แบบที่ 2

กำหนดให้ $Ka = b$ จะได้

$$\frac{z2(S)}{z1(S)} = \frac{(b-a)S/a}{S+b} \quad (2.29)$$

$$\frac{z2(S)}{z1(S)} = \frac{(b-a)/a}{(S+b)/S} \quad (2.30)$$

จะได้

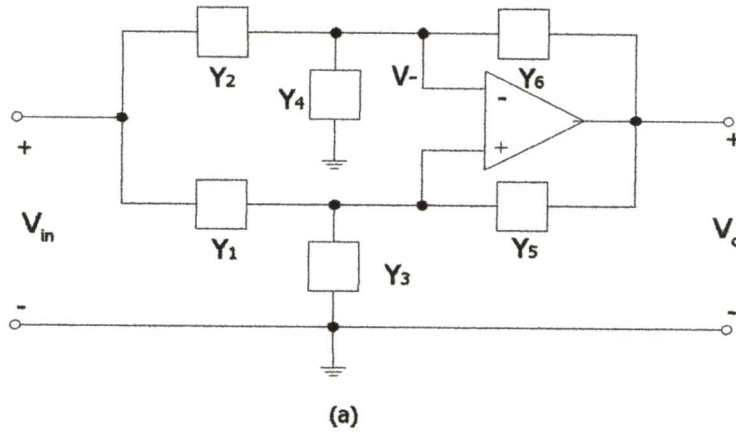
$$Z1(S) = \frac{S+b}{S}, \quad Z2(S) = \frac{b-a}{a}$$

สามารถนำมาเขียนวงจรมอนอินเวอร์ตติ้งแอมพลิฟายเออร์ ที่สมบูรณ์ได้ดังรูปที่ 2.12 โดยที่ $b \geq a > 0$

จากที่กล่าวมาแล้วว่าสามารถจัดรูป ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ได้หลายวิธี แต่ที่เราเลือกใช้ คือวิธีที่คำนวณออกมาแล้วอุปกรณ์ที่ได้ มีเพียงค่า R กับ C เท่านั้นที่เราต้องการ คือเราไม่ปรารถนา ใก้มีค่า L อยู่ในวงจร

2.6.2 วิธีทางตรง (Direct Amplifier)

พิจารณารูปที่ 2.13 ประกอบด้วย ออปแอมป์ 1 ตัว และ RC วันพอร์ท (One Port) และ แอดมิตแตนซ์ 6 ตัว



รูปที่ 2.13 แสดงวงจรซิงเกิ้ลแอมพลิฟายเออร์ แบบวันพอร์ท

เขียนสมการที่โนดอินพุทของออปแอมป์ (Op - Amp) ได้ดังนี้

$$Y_2(V - V_{in}) + Y_4V + Y_6(V - V_o) = 0 \quad (2.31)$$

$$Y_1(V - V_{in}) + Y_3V + Y_5(V - V_o) = 0 \quad (2.32)$$

กำจัด V ออกจะได้ โวลต์เดทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Voltage - Transfer Function) คือ

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_{in}(S)} = \frac{Y_1(Y_2 + Y_4 + Y_6) - Y_2(Y_1 + Y_3 + Y_5)}{Y_6(Y_1 + Y_3 + Y_5) - Y_5(Y_2 + Y_4 + Y_6)} \quad (2.33)$$

จะได้

$$Y_1 + Y_3 + Y_5 = Y_2 + Y_4 + Y_6 \quad (2.34)$$

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_{in}(S)} = \frac{Y_1 - Y_2}{Y_6 - Y_5} = \frac{y_2 - y_1}{y_5 - y_6} \quad (2.35)$$

จากสมการ (2.35) เขียนให้อยู่ในรูปโพลิโนเมียล

$$H(S) = \frac{P(S)}{Q(S)} \quad (2.36)$$

จากสมการ (2.36) นำค่า $D(S)$ หารทั้งเศษและส่วน

$$H(S) = \frac{P(S)/D(S)}{Q(S)/D(S)} \quad (2.37)$$

เมื่อ $D(S)$ มีค่ารากเป็นค่าจำนวนจริงเป็นค่าลบ เทียบสัมประสิทธิ์ สมการที่ (2.35) และ (2.37) จะได้

$$\frac{P(S)}{Q(S)} = Y_1 - Y_2 \quad (2.38)$$

$$\frac{Q(S)}{D(S)} = Y_6 - Y_5 \quad (2.39)$$

หรือ

$$\frac{P(S)}{D(S)} = Y_2 - Y_1 \quad (2.40)$$

$$\frac{Q(S)}{D(S)} = Y_5 - Y_6 \quad (2.41)$$

จากคุณสมบัติของ RC วันพอร์ท แอดมิตแตนซ์

$$K_i = (S + \delta_i) \left. \frac{P(S)}{SD(S)} \right|_{s=-\delta_i} \quad (2.42)$$

หรือ

$$K_i = (S + \delta_i) \left. \frac{Q(S)}{SD(S)} \right|_{s=-\delta_i} \quad (2.43)$$

จะได้

$$\frac{P(S)}{D(S)} = \sum_i \frac{K_i S}{S + \delta_i} - \sum_j \frac{K_j S}{S + \delta_j} + K_\infty S \quad (2.44)$$

$$\frac{Q(S)}{D(S)} = \sum_u \frac{K'_u S}{S + \delta_u} - \sum_v \frac{K'_v S}{S + \delta_v} + K'_\infty S \quad (2.45)$$

เมื่อ K_i, K_j, K_u และ K_v เป็นจำนวนจริงบวก ส่วน K_∞ และ K'_∞ เป็นจำนวนจริง เทียบสัมประสิทธิ์สมการที่ (2.38), (2.39) หรือ (2.40), (2.41) และ (2.42), (2.43) จะได้

$$Y_1(S) = K_\infty S + \sum_i \frac{K_i S}{S + \delta_i} \quad , \quad Y_2(S) = \sum_j \frac{K_j S}{S + \delta_j} \quad (2.46)$$

$$Y_5(S) = \sum_v \frac{K'_v S}{S + \delta_v} \quad , \quad Y_6(S) = K'_\infty S + \sum_u \frac{K'_u S}{S + \delta_u} \quad (2.47)$$

หรือ

$$Y_1(S) = \sum_j \frac{K_j S}{S + \delta_j} \quad , \quad Y_2(S) = K_\infty + \sum_i \frac{K_i S}{S + \delta_i} \quad (2.48)$$

$$Y_5(S) = K'_\infty S + \sum_u \frac{K'_u S}{S + \delta_u} \quad , \quad Y_6(S) = \sum_v \frac{K'_v S}{S + \delta_v} \quad (2.49)$$

Y_3 และ Y_4 กำหนดโดย

$$Y_3 - Y_4 = (Y_6 - Y_5) - (Y_1 - Y_2) = \frac{Q(S) - P(S)}{D(S)} \quad (2.50)$$

หรือ

$$Y_4 - Y_3 - (Y_5 - Y_6) - (Y_2 - Y_1) = \frac{Q(S) - P(S)}{D(S)} \quad (2.51)$$

$$\frac{Q(S) - P(S)}{D(S)} = \sum_m \frac{K_m S}{S + \delta_m} - \sum_q \frac{K_q S}{S + \delta_q} + K_\infty S = \pm (Y_3 - Y_4) \quad (2.52)$$

จะได้

$$Y_3(S) = K_\infty S + \sum_m \frac{K_m S}{S + \delta_m} \quad , \quad Y_4(S) = \sum_q \frac{K_q S}{S + \delta_q} \quad (2.53)$$

หรือ

$$Y_3(S) = \sum_q \frac{K_q S}{S + \delta_q} \quad , \quad Y_4(S) = K_\infty S + \sum_m \frac{K_m S}{S + \delta_m} \quad (2.54)$$

2.7 การสเกลลิง (Scaling)

จากการออกแบบวงจร จะพบค่าของอุปกรณ์แต่ละตัวที่เราคำนวณได้นั้น ยากต่อการหาอุปกรณ์จริง ๆ มาประกอบใช้งาน ดังนั้นเพื่อให้สามารถนำเอาวงจรที่ได้ออกแบบไว้แล้วมาใช้งานได้จริง จึงจำเป็นที่จะต้องมีการนำเอาวิธีการหนึ่งเข้ามาใช้ เพื่อทำการปรับเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ให้เป็นค่าที่สามารถจะหาได้ตามท้องตลาดทั่วไป วิธีการนั้น คือ การสเกลลิง ซึ่งวิธีการสเกลลิงสามารถแบ่งออกเป็น 3 วิธี

2.7.1 การสเกลลิงทางขนาด (Magnitude Scaling)

2.7.2 การสเกลลิงทางความถี่ (Frequency Scaling)

2.7.3 การสเกลลิงทางขนาดและความถี่ (Magnitude and Frequency Scaling or Element Scaling Equation)

2.7.1 การสเกลลิงทางขนาด (Magnitude Scaling)

อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ในวงจรแอมป์ฟิลเตอร์ ประกอบไปด้วย

$$Z_R = R \quad , \quad Z_C = \frac{1}{j\omega_c} \quad (2.55)$$

ขนาดของอิมพีแดนซ์

$$|Z_R| = R \quad , \quad |Z_C| = \frac{1}{\omega_c} \quad (2.56)$$

กำหนดอัตราส่วนของการเพิ่ม หรือลด ด้วยสเกล km ดังนั้น จะได้ว่า

$$km * |Z_R| = km * R \quad , \quad km * |Z_C| = \frac{km}{\omega_c} = \frac{1}{\frac{\omega_c}{km}} \quad (2.57)$$

ดังนั้น จะได้

$$R_{new} = km R_{old} \quad (2.58)$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{km} \quad (2.59)$$

2.7.2 การสเกลทางความถี่ (Frequency Scaling)

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

$$kf = 2\pi f_c$$

f_c คือ Cutoff frequency ของวงจรความถี่นั้น ๆ
ดังนั้น จะได้

$$R_{new} = R_{old} \quad (2.60)$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{kf} \quad (2.61)$$

2.7.3 การสเกลทางขนาดและความถี่ (Magnitude and Frequency Scaling or Element Scaling Equation)

จากการสเกลทางขนาดและทางความถี่ที่กล่าวมาข้างต้น เมื่อจับมารวมกัน จะได้

$$R_{new} = km R_{old} \quad (2.62)$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{kfk m} \quad (2.63)$$

2.8 ความไวของอุปกรณ์ (Sensitivity)

การออกแบบวงจรใด ๆ จะต้องพิจารณาถึงค่าอิเลิเมนต์ (Element) แต่ละตัว เพราะอิเลิเมนต์ที่ใช้งานจริงจะไม่มีค่าตรงตามอุดมคติ ค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากผลรวมของค่าความคลาดเคลื่อนของตัวอุปกรณ์ที่เกิดจากกรรมวิธีการผลิต และคุณลักษณะทางโครงสร้างของอิเลิเมนต์ที่เกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามสภาวะแวดล้อมที่ใช้งานอยู่ เช่น อุณหภูมิห้อง , ความชื้น , ความเข้มของแสงสว่าง และอายุการใช้งานของอุปกรณ์ เหตุนี้เองจึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาผลกระทบของอิเลิเมนต์ต่าง ๆ ภายในวงจรที่อาจเปลี่ยนแปลงไม่ตรงตามที่คำนวณ

ความไวของอุปกรณ์ คือ การตรวจหาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลง ที่เกิดขึ้นที่เอาท์พุทของวงจร ซึ่งอาจเป็นผลมาจากการผันแปรของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจร เช่น การเปลี่ยนแปลงของค่าตัวต้านทาน , ค่าตัวเหนี่ยวนำ , ค่าตัวเก็บประจุ , ค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ และค่าอัตราขยายของออปแอมป์ ซึ่งวงจรที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงของความไวของอุปกรณ์มาก คือ การแปรผันของพารามิเตอร์ของวงจรที่มีค่ามาก จะทำให้ผลตอบสนองทางเอาท์พุทเกิดการผิดเพี้ยนขึ้นได้ง่าย ฉะนั้นโครงสร้างวงจรที่ดี ควรมีค่าความไวของอิเลิเมนต์แต่ละตัวต่ำ จะทำให้ง่ายต่อการใช้งานและไม่ต้องใช้อุปกรณ์ที่มีความเที่ยงตรงสูงมากเกินไปจนความจำเป็น ซึ่งจะทำให้ประหยัดค่าใช้จ่าย

ความไวของอุปกรณ์ หาได้จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันเป็นตัวกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจร โดยเริ่มต้นจากการกำหนดให้

$$S_{X_i}^{T(S)} = \frac{X_i}{T(S)} \cdot \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \quad (2.64)$$

เมื่อ X_i แทนด้วยค่าอิเลิเมนต์ (Element) แต่ละตัวในวงจร
ถ้าแทน S ด้วย $j\omega$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน $T(s)$ จะได้

$$T(j\omega) = |T(j\omega)| e^{-j\theta(\omega)} \quad (2.65)$$

แทนค่าสมการ (2.65) ลงในสมการ (2.64) จะได้

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)| e^{-j\theta(\omega)}} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| e^{-j\theta(\omega)} \quad (2.66)$$

จากสมการ (2.66) เขียนเป็นจำนวนเชิงซ้อนได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \frac{X_i}{|T(j\omega)|} \frac{\partial}{\partial X_i} |T(j\omega)| + jX_i \frac{\partial}{\partial X_i} (-\theta(\omega)) \quad (2.67)$$

จากสมการ (2.67) จะได้ว่า

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (2.68)$$

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \left[\frac{1}{\theta\omega} \right] \operatorname{Im} S_{X_i}^{T(j\omega)} \quad (2.69)$$

โดยที่สมการ (2.68) จะเป็นฟังก์ชันในการหาค่า Sensitivity ของ Magnitude $|T(j\omega)|$ ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$S_{X_i}^{T(j\omega)} = \operatorname{Re} \left[\frac{X_i}{T(S)} \frac{\partial}{\partial X_i} T(S) \right] \quad (2.70)$$

$$= \operatorname{Re} \left[X_i \left(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)} \right) \right] \quad (2.71)$$

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

และ

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

บทที่ 3

แนวความคิดในการสร้าง Active RC Crossover Network

3.1 คุณสมบัติของวงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์ค

วงจรครอสโอเวอร์เน็ทเวอร์คที่มีคุณภาพดีนั้น จะต้องประกอบด้วย

1. ขนาด (Magnitude) ในการรวมกันของโลพาสฟิลเตอร์ และไฮพาสฟิลเตอร์ จะต้องราบเรียบ ดังสมการ $M_S = |H_L(j\omega) + H_H(j\omega)| = 1$ เพื่อที่จะควบคุมเสียงที่เอาท์พุทให้คงที่
2. อัตราคัทออฟ (Cut - Off Rate) จะต้องสูงชันมากพอ ทั้งในวงจร โลพาสฟิลเตอร์ และไฮพาสฟิลเตอร์ $H_L(j\omega)$ และ $H_H(j\omega)$ ในย่านสตัดอปแบนด์ (Stop Band)
3. การตอบสนองของขั้วที่ยอมรับได้ในการรวมเอาท์พุท (Output) ทั้งสอง ปกติต้องทำให้เกิดการอินเฟส (Inphase) กันทั้งโลพาสฟิลเตอร์ และไฮพาสฟิลเตอร์ ($\phi_L(\omega) + \phi_H(\omega)$)
4. ผลการตอบสนองทางเฟส (Phase Response) ในการรวมเอาท์พุททั้งสองเข้าด้วยกัน $\phi_S(\omega) = (H_L(\omega) + H_H(\omega))^{-1}$ และลักษณะที่ต้องการมากที่สุดจะต้องเป็นแนวตรง (Phase Linearity) $\phi_S(\omega) = -\tau\omega$ ซึ่งค่าของ τ จะเทียบเท่ากับความล่าช้าของเวลา (Time Delay) ในการเชื่อมวงจร

จากนั้นเราจะใช้ค่า $H_L(S)$ และ $H_H(S)$ แสดงค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรโลพาสฟิลเตอร์ และไฮพาสฟิลเตอร์ตามลำดับ ส่วนในรูปของความถี่ $S = \sigma + j\omega$

ซึ่ง $\omega = 2\pi f$ เป็นความถี่เชิงเรเดียน (Radian) ส่วนในรูปของโพลาร์ (Polar Form) จะเป็นสมการของ

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

ซึ่งเป็นค่าขนาดและเป็นเฟส ซึ่งตัวห้อย L หรือ H แสดงถึงโลพาสและไฮพาสฟังก์ชันตามลำดับ ส่วนตัวห้อย S นั้น จะแสดงถึงการเชื่อม ซิสเต็มฟังก์ชัน (System Function)

ความต้องการในขนาดที่ราบเรียบเป็นสิ่งจำเป็น ซึ่งจะกำหนดโดยความรู้ที่รับรู้ในการได้ยินของมนุษย์ และสิ่งนี้เป็นความต้องการขั้นพื้นฐานในการทำวงจร ครอสโอเวอร์ที่จะได้คุณภาพดี ในการออกแบบวงจรครอสโอเวอร์ เป็นสิ่งจำเป็นที่ต้องมีอัตราความชันของคัทออฟดีพอ การตอบสนองต่อขั้ว การตอบสนองต่อเฟสอยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้นั้น ยังมีข้อเสียอยู่ ในการพิจารณาประโยชน์ของเฟสลิเนียร์ โดยหลักการขั้นพื้นฐานจะตอบสนองต่อเครื่องดนตรีต่าง ๆ นั้น ยังไม่

กระจ่ายดีพอ แต่สิ่งเหล่านี้เหมาะที่จะกล่าวถึง สัญญาณที่เป็นชนิด ออลพาสเฟส คาร์แรกเทอร์ริติก (All - Pass Phase Characteristic) ด้วยครอสโอเวอร์ธรรมดาได้ เป็นสิ่งที่มีประโยชน์มากในการที่จะรับรู้โครงสร้างของวงจรครอสโอเวอร์ชนิดใหม่ ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง วงจรครอสโอเวอร์ที่สามารถสร้างขึ้นจริงในห้องทดลอง ที่มีค่าโงมาตรฐานอยู่ ซึ่งพบว่า วงจรครอสโอเวอร์ จะต้องพิถีพิถันในเรื่องความเรียบในเชิงขนาด และอัตราการคัทออฟ และการตอบสนองของเฟส และจะต้องปรับปรุงให้ดีขึ้นในด้านการตอบสนองของขั้ว และจุดมุ่งหมายที่ว่า ทำไมต้องมีการนำเสนอ วงจรครอสโอเวอร์ที่มีเฟสคงที่ ความชันสูง และยังมีการพัฒนางจรครอสโอเวอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับวงจรครอสโอเวอร์ที่มีผู้คิดค้นมาแล้ว เพื่อพัฒนาครอสโอเวอร์ให้ดีที่สุดเท่าที่จะทำได้

ในการออกแบบวงจรสร้างครอสโอเวอร์นี้ทเวอร์ค นั้น เราสามารถใช้วงจรรองความถี่ได้หลายแบบ ไม่ว่าจะเป็นบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) , เชฟบิเชฟ (Chebychev) หรือ ทอมสัน (Thomsom) หรือ ลิงค์วิทซ์ (Linkwitz) และวงจรรองความถี่เหล่านี้ก็จะให้การตอบสนองทางขนาดและเฟสที่แตกต่างกันออกไป เช่น วงจรรองความถี่แบบเบสเซล (Bessel) จะทำให้การตอบสนองต่อกรุปดีเลย์ (Group Delay) ราบเรียบที่สุด วงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท จะให้ผลตอบสนองทางขนาดราบเรียบที่สุด ในช่วงพาสแบนด์ และวงจรรองความถี่แบบเชฟบิเชฟจะให้ความชัน (Slope) ของขนาดมีความชันมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์ แต่จะมีริบเบิล (Ripple) เกิดขึ้น ซึ่งฟิลเตอร์ แบบนี้ในการออกแบบเมื่อนำไปใช้งานจะมีข้อจำกัด โดยเราสามารถเลือกฟิลเตอร์ให้เหมาะสมกับงานได้เพียงจุดประสงค์เดียวและวงจร 2 ความถี่เหล่านี้จะมีลักษณะที่คงที่ คือ ไม่สามารถปรับรูปแบบของการตอบสนองได้ เว้นเสียแต่จะมีการปรับอันดับของฟิลเตอร์ เนื่องจากฟิลเตอร์เหล่านี้สร้างจากโพลิโนเมียล (Polynomails) ที่ไม่มีตัวแปร (Parameter) ที่เป็นตัวสำคัญในการเปลี่ยนแปลงรูปแบบการตอบสนองของวงจรรองความถี่ ในขณะที่จำนวนอันดับของฟิลเตอร์ยังคงมีค่าเท่าเดิม

ต่อมาได้มีการนำฟิลเตอร์ที่ต่างชนิดกันนำมาคอมโพสิท (Composite) หรือทรานซิชันแนล (Transitional) เข้าด้วยกัน ทำให้ได้วงจรฟิลเตอร์ที่มีคุณสมบัติตอบสนองเชิงความถี่เพิ่มขึ้น เช่น โครงงานที่ผ่านมาได้มีการนำเอาอุลตราสเฟียริคัลโพลิโนเมียล (Ultraspherical Polynomails) มาทำการทรานซิชัน กับเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลโพลิโนเมียล (Generalized Bessel Polynomail) โดยใช้พารามิเตอร์ m เป็นตัวปรับค่า คือ ถ้าค่า $m = 0$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ดังกล่าวจะมีคุณสมบัติเป็นอุลตราสเฟียริคัล ค่า $m = 1$ ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ดังนั้นก็จะมีคุณสมบัติเป็นเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล ถ้า m มีค่าอยู่ระหว่าง 0 และ 1 จะมีคุณสมบัติเป็นอุลตราสเฟียริคัล และเงินเนอร์ไลซ์เบสเซล ซึ่งมีการตอบสนองต่อกรุปดีเลย์ราบเรียบที่สุด และจะให้ความชันของขนาดมีความชันมากที่สุดในช่วงพาสแบนด์ จะสังเกตได้ว่าฟิลเตอร์นี้สร้างขึ้นจากโพลิโนเมียล 2 ชนิด ซึ่งโพลิโนเมียลทั้ง 2 ชนิดนี้ จะเป็นโพลิโนเมียลชนิดที่มีตัวแปรที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ เช่น อุลตราสเฟียริคัลจะมีตัวแปร (α_U) ที่สามารถปรับค่าได้ และเงินเนอร์ไลซ์เบสเซลจะมีตัว

แปร (α_G) ที่สามารถปรับค่าได้เช่นกัน ดังนั้นเราสามารถปรับค่า α_U, α_G และค่า m เพื่อให้ได้ค่าของขนาดและเฟส ตามที่ต้องการ โดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนแปลงอันดับของวงจรกรองความถี่ แต่จากการทำงานที่ผ่านมาข้างต้น เราพบว่าคุณสมบัติของวงจรครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ยังไม่เป็นที่น่าพอใจนัก เพราะยังไม่สามารถทำให้ขนาดในการรวมกันของโลพาสฟิลเตอร์ และไฮพาสฟิลเตอร์นั้นยังไม่ราบเรียบอย่างที่ต้องการ การทำงานในโครงการนี้จึงมุ่งเน้นที่จะแก้ปัญหา นี้โดยการใช้วิธีการดังจะกล่าวต่อไป

3.2 แนวความคิดในการสร้างวงจร Active Phase Linear Crossover Network

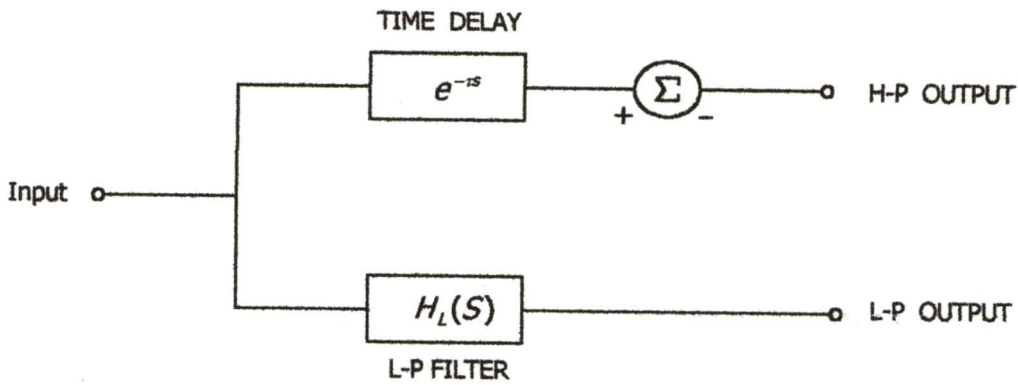
ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค ซึ่งประกอบด้วยวงจร LPF, HPF นั้นเกิดจากความล่าช้าทางเวลาของวงจร โดยที่วงจร LPF จะทำให้สัญญาณช้าลง ส่วน HPF ทำให้สัญญาณเร็วขึ้น อันเป็นผลทำให้เกิดปัญหากับวงจรแอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์คที่จุดตัด คือ

1. ทำให้สัญญาณจากสองส่วนลดสัญญาณจากอีกส่วนหนึ่งออก
2. ความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณทั้งสอง มีผลกับประสิทธิภาพการกระจายของสัญญาณ (Radiation) ของระบบ

3. รูปแบบของการกระจายคลื่น (Radiation Pattern) จะเปลี่ยนแปลงตามความถี่ การทำให้เฟสลิเนียร์ (Phase Linear) โดยใช้วงจร LPF ที่มีความถี่ต่ำ ซึ่งสามารถทำ ความถี่สูงในขณะเดียวกัน ด้วยวิธีเพิ่มวงจรหน่วงเวลา (Time Delay Circuit) และนำมาต่อกัน ถึงแม้วงจรหน่วงเวลา จะไม่สามารถทำความถี่ได้คงที่ตลอดย่านความถี่อย่างแน่แท้ แต่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ช้ามาก ผลที่ได้จะไม่ทำให้เกิดความแตกต่างของเฟส ระหว่างเอาท์พุทของสัญญาณทั้งสอง โดยเฉพาะในย่านความถี่ที่จุดตัด (Crossover Point)

จากแนวความคิดในการสร้างวงจรเฟสลิเนียร์ (Phase Linear) ดังกล่าว ยังพบปัญหาที่ต้องนำมาแก้ไข 2 ประการ คือ

1. ยังมีการชิฟเฟส (Shift Phase) เหลืออยู่ แต่ไม่มีปัญหาด้านสัญญาณลดทอนลงตลอดย่านความถี่
2. การชิฟเฟสเกิดจากตัววงจรเองมากกว่าเกิดจากวงจรกรองความถี่ถึง 2 เท่า ดังนั้น วงจรกรองความถี่ต่ำเลือกใช้ในอันดับคู่ เช่น 2, 4, 6, ... โดยนัยนี้ จึงเลือกอันดับที่ 4 เป็นวงจรกรองความถี่ ซึ่งเป็นวงจรที่ไม่ยุ่งยากมากนัก โดยใช้วงจรอันดับ 2 มาต่อคาสเคด (Cascade) กัน ทำเป็นวงจรกรองความถี่อันดับ 4 เพื่อให้ได้วงจรที่มีเฟสเดียวกัน ตามแนวความคิดดังกล่าว จึงได้ผลเป็นวงจรที่เป็นเฟสเดียวกัน ซึ่งมีความถี่ครอสโอเวอร์ (Crossover Frequency) ที่จุด -6 dB และไม่มีการชิฟเฟสระหว่างช่วงสัญญาณ ตามภาพรูปลูกไออะแกรม (Block Diagram)



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกโคอะแกรม (Block Diagram) ของวงจรหน่วงเวลา

ตามรูปวงจร 2 ทางของวงจรหน่วงเวลา (Time Delay Circuit) เป็นวงจรที่สำคัญที่จะช่วยให้ความราบเรียบทางเฟส (Phase Linearity) เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมารวมกันเป็นลักษณะวงจรถบ จะเป็นผลได้ความถี่ 2 ทางตามต้องการ คือ สัญญาณความถี่ต่ำ และสัญญาณความถี่สูง โดยที่วงจรโพลัส ในอันดับที่ 4 รับสัญญาณเข้า ผ่านสัญญาณความถี่ต่ำออกทางเอาต์พุท ขณะที่สัญญาณเข้าอีกด้านหนึ่งผ่านวงจรหน่วงเวลา ที่ออกแบบวงจรให้มีเฟสเดียวกันกับวงจรโพลัส และทำงานเป็นวงจรกรองความถี่ผ่านตลอด (All - Pass Filter) เมื่อสัญญาณผ่านวงจรหน่วงเวลา สัญญาณรวมกันจะเหลือสัญญาณเป็นสัญญาณของไฮพาส ซึ่งมีเฟสเดียวกันกับวงจรโพลัส

สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการ ได้ดังนี้

จาก

$$H_L(S) + H_H(S) = 1 \quad (3.2)$$

$$H_H(S) = 1 - H_L(S) \quad (3.3)$$

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีความชันสูง ซึ่งเราทราบว่าวงจรกรองความถี่ต่ำ จะมีผลทำให้สัญญาณเกิดล่าช้า เราจึงทำการชดเชยสัญญาณเพื่อที่จะทำให้ผลรวมของวงจรมีค่าเท่ากัน การชดเชยความล่าช้าของเวลาที่เรทำการชดเชย กำหนดให้มีค่าเท่ากับ e^{-Ts} แทนลงในสมการ

$$H_H(S) = e^{-Ts} - H_L(S) \quad (3.4)$$

เราจะได้วงจรกรองความถี่สูงผ่าน โดยการลบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านออกจากค่าความล่าช้าของเวลา ทำให้ได้ขนาดที่สมบูรณ์และเป็นเชิงเส้น

ค่าความล่าช้าทางเวลา (Time Delay) τ จะกำหนดให้เท่ากับ 0 Hz ค่าของเฟส และกรุปดีเลย์ (Phase & Group Delay) ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ

$$\tau = -\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\phi(\omega)}{\omega} = -\frac{d\phi_L(0)}{d\omega} \quad (3.5)$$

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

$$\tau_p = -\frac{\phi(\omega)}{\omega} \quad (3.6)$$

$$\tau_g = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \quad (3.7)$$

บทที่ 4

ทฤษฎีของวงจรรองความถี่ต่ำแบบทรานซิชันแนล- อูลตราสเฟียร์คัล และเงินเนอร์ไลซ์เบสเสลโพลีโนเมียล

(Transitional Ultraspherical - Generalized Bessel Polynomial , T.U.G)

การสร้างวงจรรองความถี่ต่ำ โดยอาศัยการนำโพลีโนเมียลทั้ง 2 ชนิดมาทรานซิชันแนล (Transitionnal) เข้าด้วยกัน ซึ่งโพลีโนเมียลทั้ง 2 ชนิดนี้ จะมีตัวแปรที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้อย่างอิสระต่อกัน ซึ่งโพลีโนเมียลทั้ง 2 ชนิดนี้ เรียกว่า “ อูลตราสเฟียร์คัลโพลีโนเมียล (Ultraspherical Polynomial) และเงินเนอร์ไลซ์เบสเสลโพลีโนเมียล (Generalized Bessel Polynomial) ”

4.1 วงจรรองความถี่แบบอูลตราสเฟียร์คัลโพลีโนเมียล

ทฤษฎีการออกแบบวงจรรอรัซซี แอ็คทีฟครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ค โดยอาศัยทฤษฎีการออกแบบวงจรรองความถี่ต่ำแบบอูลตราสเฟียร์คัลโพลีโนเมียล

วงจรรองความถี่แบบอูลตราสเฟียร์คัลโพลีโนเมียล มีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันซึ่งเขียนอยู่ในรูปของขนาดกำลังสอง (Magnitude Square) คือ

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

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

สูตรทั่วไปของอูลตราสเฟียร์คัลโพลีโนเมียล คือ

$$U_n^\alpha(\omega^2) = \frac{n!}{(1+\alpha)_n} P_n^{(\alpha+\alpha)}(\omega) \quad (4.2)$$

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

α เป็นค่าพารามิเตอร์ของอูตตราสเฟียรีคัลโพลิโนเมียล และโพลิโนเมียล $P_n^{(\alpha+\alpha)}(\omega)$ ได้มาจาก จาโคบี โพลิโนเมียล (Jacobi Polynomial) โดยที่ จาโคบี โพลิโนเมียล $P_n^{(\alpha+\alpha)}(\omega)$ กำหนดได้ดังนี้

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

โดยที่ ${}_2F_1$ เป็นไฮเปอร์จีโอเมตริกฟังก์ชัน (Hypergeometric Function) ซึ่งมีสูตรทั่วไป ดังนี้

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

เมื่อ $\beta = \alpha = 0$ ค่าโพลิโนเมียล ในสมการ (4-3) กลายเป็นเลออร์จองด์ โพลิโนเมียล (Legendre Polynomial) จากสมการ (4-3) จะเห็นได้ว่าค่า $P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega)$ 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 ${}_2F_1$ สามารถประยุกต์ใช้ดังสมการต่อไปนี้

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

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

จากสมการ (4-3) , (4-6) , และ (4-7) ถ้าให้ผลลัพธ์อยู่ในรูปของอนุกรมอนันต์ (Finite-Series) สำหรับค่า $P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega)$ จะเขียนได้ใหม่ดังนี้

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

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

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

ในกรณีที่ใช้กับสมการที่มีอันดับมาก จากสมการข้างต้น สามารถเขียนใหม่ได้ดังต่อไปนี้

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

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

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

จากสมการข้างต้น เป็นความสัมพันธ์ของฟังก์ชันจาโคบี โพลีโนเมียล และกำหนดให้ $\beta = \omega$ แล้วจากสมการ (4.3) จะได้โพลีโนเมียล $P_n^{(\alpha+\beta)}(\omega)$ ดังนี้

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

ฉะนั้น ถ้าแทนค่าสมการ (4.4) ลงในสมการ (4.14) จะได้

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

ฉะนั้น ถ้าแทนค่าสมการ (4.4) ลงในสมการ (4.14) จะได้

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

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

$$\frac{n!}{(n-k)!k!}$$

4.2 วิธีการหาสัมประสิทธิ์ของอูตคร้าตเพียริคัลโพลีโนเมียลต่อจำนวนอันดับ

จากสมการ (4.18) ถ้า $n = 1, 2, 3, 4$ และ 5 ค่า $U_n^\alpha(\omega)$ หาได้ดังนี้

จากสมการ

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

เมื่อ $C_k^n = \frac{n!}{(n-k)!k!}$

$$(1 + \alpha)_n = (1 + \alpha)(2 + \alpha)\dots(n + \alpha); n = 1, 2, 3; (1 + \alpha)_0 = 1$$

กรณี $n = 0$;

$$U_n^\alpha(\omega) = \frac{(-1)^0 0!}{(0-0)!0!} \frac{(2\alpha + 0 + 1)_0}{(1 + \alpha)_0} \left(\frac{1 - \omega}{2}\right)^0 = 1$$

กรณี $n = 1$;

$$\begin{aligned}
 U_n^\alpha(\omega) &= \frac{(-1)^0 1! (2\alpha+1+1)_0}{(1-0)! (1+\alpha)_0} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^0 + (-1)^1 \frac{1!}{(1-1)!} \\
 &= \frac{(2\alpha+1+1)_0}{(1+\alpha)_0} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^1 \\
 &= 1 - \left[\frac{(2\alpha+2)_1 (1-\omega)}{(1+\alpha)_1 2} \right] = 1 - \left[\frac{2(\alpha+1) (1-\omega)}{(1+\alpha) 2} \right] = 1 - 1 + \omega = \omega
 \end{aligned}$$

กรณี $n = 2$;

$$\begin{aligned}
 U_n^\alpha(\omega) &= (-1)^0 \frac{2!}{(2-0)!} \frac{(2\alpha+2+1)_0}{(1+\alpha)_0} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^0 + (-1)^1 \frac{2!}{(2-1)!} \\
 &= \frac{(2\alpha+2+1)_1}{(1+\alpha)_1} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^1 + (-1)^2 \frac{2!}{(2-1)!} \frac{(2\alpha+2+1)_2}{(1+\alpha)_2} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^1 \\
 &= 1 - \left[\frac{2(\alpha+1)_1 (1-\omega)}{(1+\alpha)_1 2} \right] + \frac{(2\alpha+2+1)(2\alpha+2+2) (1-\omega)^2}{(1+\alpha)(2+\alpha) 4} \\
 &= 1 - \left[\frac{(2\alpha - 2\alpha\omega + 3 - 3\omega)}{(1+\alpha)} \right] + \frac{(2\alpha+3)(2\alpha+4) (1-\omega)^2}{(1+\alpha)(2+\alpha) 4} \\
 &= 1 - \left[\frac{(2\alpha - 2\alpha\omega + 3 - 3\omega)}{(1+\alpha)} \right] + \frac{(2\alpha+3)2(\alpha+2) (1-\omega)^2}{(1+\alpha)(\alpha+2) 4} \\
 &= \frac{2+2\alpha - 4\alpha + 4\alpha\omega - 6 + 6\omega + 2\alpha - 4\alpha\omega + 2\alpha\omega^2 + 3 - 6\omega + 3\omega^2}{2+2\alpha} \\
 &= \frac{(2\alpha+3)\omega^2 - 1}{2\alpha+2}
 \end{aligned}$$

กรณี $n=3$;

$$\begin{aligned}
 U_n^\alpha(\omega) &= (-1)^0 \frac{3!}{(3-0)!0!} \frac{(2\alpha+3+1)_0}{(1+\alpha)_0} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^0 + (-1)^1 \frac{3!}{(3-1)!1!} \\
 &\quad \frac{(2\alpha+3+1)_1}{(1+\alpha)_1} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^1 + (-1)^2 \frac{3!}{(3-2)!2!} \frac{(2\alpha+3+1)_2}{(1+\alpha)_2} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^2 \\
 &\quad + (-1)^3 \frac{3!}{(3-3)!3!} \frac{(2\alpha+3+1)_3}{(1+\alpha)_3} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^3 \\
 &= 1 - \left[\frac{3(2)(\alpha+2)}{(1+\alpha)} \frac{(1-\omega)}{2} \right] + \frac{3(2\alpha+3+1)(2\alpha+3+2)}{(1+\alpha)(2+\alpha)} \frac{(1-2\omega+\omega^2)}{4} \\
 &\quad - \left[\frac{(2\alpha+3+1)(2\alpha+3+2)(2\alpha+3+3)(1-3\omega+3\omega^2-\omega^3)}{(1+\alpha)(2+\alpha)(3+\alpha)8} \right] \\
 &= 1 - \left[\frac{3(\alpha+2)(1-\omega)}{(1+\alpha)} \right] + \frac{3(2)(\alpha+2)(2\alpha+5)}{(1+\alpha)(2+\alpha)} \frac{(1-2\omega+\omega^2)}{4} \\
 &\quad - \left[\frac{(2\alpha+2)(2\alpha+5)2(\alpha+3)(1-3\omega+3\omega^2-\omega^3)}{(1+\alpha)(2+\alpha)(3+\alpha)8} \right] \\
 &= \frac{(2\alpha+5)\omega^3 - 3\omega}{(2\alpha+2)}
 \end{aligned}$$

กรณี $n=4$;

$$U_n^\alpha(\omega) = (-1)^0 \frac{4!}{(4-0)!0!} \frac{(2\alpha+4+1)_0}{(1+\alpha)_0} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^0 + (-1)^1 \frac{4!}{(4-1)!1!}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{(2\alpha+4+1)_1}{(1+\alpha)_1} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^1 + (-1)^2 \frac{4!}{(4-2)!2!} \frac{(2\alpha+4+1)_2}{(1+\alpha)_2} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^2 \\
& + (-1)^3 \frac{4!}{(4-3)!3!} \frac{(2\alpha+4+1)_3}{(1+\alpha)_3} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^3 + (-1)^4 \frac{4!}{(4-3)!4!} \\
& \frac{(2\alpha+4+1)_4}{(1+\alpha)_4} \left(\frac{1-\omega}{2}\right)^4 \\
& = 1 - \left[\frac{4(\alpha+5)}{(1+\alpha)} \frac{(1-\omega)}{2} \right] + \frac{6(2\alpha+5)2(\alpha+3)}{(1+\alpha)(2+\alpha)} \frac{(1-2\omega+\omega^2)}{4} \\
& - \left[\frac{4(2\alpha+5)2(2\alpha+3)(2\alpha+7)(1-3\omega+3\omega^2-\omega^3)}{(1+\alpha)(2+\alpha)(3+\alpha)8} \right] \\
& + \left[\frac{(2\alpha+5)2(\alpha+3)(2\alpha+7)2(\alpha+4)(1+4\omega+6\omega^2-4\omega^3+\omega^4)}{16(1+\alpha)(2+\alpha)(3+\alpha)(4+\alpha)} \right] \\
& = 1 - \left[\frac{2(\alpha+5)}{(1+\alpha)} \frac{(1-\omega)}{2} \right] + \left[\frac{3(2\alpha+5)2(\alpha+3)(1-2\omega+\omega^2)}{(1+\alpha)(2+\alpha)} \right] \\
& - \left[\frac{(2\alpha+5)(2\alpha+7)(1-3\omega+3\omega^2-\omega^3)}{(1+\alpha)(2+\alpha)} \right] \\
& + \left[\frac{(2\alpha+5)(2\alpha+7)(1-4\omega+6\omega^2-4\omega^3+\omega^4)}{4(1+\alpha)(2+\alpha)} \right] \\
& = \frac{3-12\alpha\omega^2-30\omega^2+4\alpha^2\omega^4+24\alpha\omega^4+35\omega^4}{4\alpha^2+12\alpha+8} \\
& = \frac{\omega^4(4\alpha^2+24\alpha+35)-(12\alpha+30)\omega^2+3}{4\alpha^2+12\alpha+8}
\end{aligned}$$

ตารางที่ 4.1 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของอูตตราสเฟียรีคัลโพลีโนเมียลต่อจำนวนอันดับ

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

4.3 วิธีการหาค่าโพลของอูตตราสเฟียรีคัล

จากตารางการกระจายค่าสัมประสิทธิ์ของอูตตราสเฟียรีคัลโพลีโนเมียลต่อจำนวนอันดับ เราสามารถหาค่าโพลของอูตตราสเฟียรีคัลได้โดยการใช้สมการตอบสนองทางขนาดทั่วไป (Magnitude Square) คือ

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

โดยกำหนดให้

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

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

ซึ่งสมการ $P_n^{\alpha,\alpha}(\omega)$ คือ อุดรรัสเพียรีคัลโพลิโนเมียล เมื่อ ε คือค่าคงที่ และมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งสมการ $P_n^{\alpha,\alpha}(\omega)$ นี้เป็นกรณีพิเศษที่ได้มาจาก จาโคบี โพลิโนเมียล $P_n^{\alpha,\alpha}(\omega)$

เมื่อ $\alpha = \beta$ และ $(1+\alpha)_n = (1+\alpha)(2+\alpha)\dots(n+\alpha)$; $n = 1, 2, 3, \dots$

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

โดยที่ค่าของ $[U_n^\alpha(\omega)]^2$ เราได้จากการกระจายค่าสัมประสิทธิ์ของอุดรรัสเพียรีคัลโพลิโนเมียล ยกตัวอย่าง เช่น ที่อันดับ 4 สมการ

$$[U_n^\alpha(\omega)]^2 = \frac{(4\alpha^2 + 24\alpha + 35)\omega^4 - (12\alpha + 30)\omega^2 + 3}{4\alpha^2 + 12\alpha + 8}$$

เมื่อเราต้องการค่า α เท่าไรก็แทนค่าลงในสมการ $[U_n^\alpha(\omega)]^2$ จากนั้นแทนลงในสมการ (4.1) เราก็จะได้เทอมเศษมีค่าเป็น 1 และเทอมส่วนที่เป็นรากของโพลิโนเมียลอันดับ 8 เราก็ใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ (RP, Matlab) ถอดรากสมการออกมา จะได้ค่าที่เป็นบวก 4 ค่า และค่าที่เป็นลบอีก 4 ค่า ให้เลือกเอาค่าที่เป็นลบ เนื่องจากว่าค่าที่เป็นลบจะเป็นส่วนของโพล (Pole) จะทำให้ระบบเสถียร และค่าที่เป็นบวกจะทำให้ระบบไม่เสถียร

4.4 คุณสมบัติของเงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล

เงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล สามารถจัดอยู่ในรูปของสมการเชิงอนุพันธ์ได้ดังนี้ คือ

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

ซึ่งคำตอบของสมการเชิงอนุพันธ์นี้จะเป็นเงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล นั่นคือ

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

เมื่อ $(a)_n = (a+i-i)$

คุณลักษณะทางขนาดของเงินเนอรัไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถหาได้โดยใช้ผลคูณ 2 ฟังก์ชันของสมการที่ (4.21) ซึ่งกำหนดโดย

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

โดยกำหนดให้

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

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

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

โดยแทนค่า $b=2$ หรือเขียนให้อยู่ในรูปของ

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

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

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

4.5 วิธีการหาสัมประสิทธิ์ของจันเนอร์ไลซ์เบสเสลโพลีโนเมียล

$$B_n(S, \alpha, \beta) = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \frac{(n+k+\alpha-2)^k}{\beta^k} \cdot s^{n-k}$$

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

กรณี $n=0$;

$$B_n = \frac{0!}{0!(0-0)!} \frac{(0+0+\alpha-2)^0}{\beta^0} \cdot s^0 = 1$$

กรณี n=1 ;

$$\begin{aligned}
 B_n &= \frac{1!}{0!(1-0)!} \frac{(1+0+\alpha-2)^0}{\beta^0} .s^1 + \frac{1!}{1!(1-1)!} \frac{(1+1+\alpha-2)^1}{\beta^1} .s^0 \\
 &= s + \frac{\alpha(1)}{\beta} = s + \frac{\alpha}{\beta}
 \end{aligned}$$

กรณี n=2 ;

$$\begin{aligned}
 B_n &= \frac{2!}{0!(2-0)!} \frac{(2+0+\alpha-2)^0}{\beta^0} .s^2 + \frac{2!}{1!(2-1)!} \frac{(2+1+\alpha-2)^1}{\beta^1} .s^1 \\
 &\quad + \frac{2!}{2!(2-2)!} \frac{(2+2+\alpha-2)^2}{\beta^2} .s^0 \\
 &= s^2 + \frac{2(1+\alpha)s}{\beta} + \frac{2(2+\alpha)^2}{2\beta^2} \\
 &= s^2 + \frac{2(\alpha+1)}{\beta} + \frac{(\alpha+2)(\alpha+1)}{\beta^2}
 \end{aligned}$$

กรณี n=3 ;

$$\begin{aligned}
 B_n &= \frac{3!}{0!(3-0)!} \frac{(3-0+\alpha-2)^0}{\beta^0} .s^3 + \frac{3!}{1!(3-1)!} \frac{(3+1+\alpha-2)^1}{\beta^1} .s^2 \\
 &\quad + \frac{3!}{2!(3-2)!} \frac{(3+2+\alpha-2)^2}{\beta^2} .s^1 + \frac{3!}{3!(3-3)!} \frac{(3+3+\alpha-2)^3}{\beta^3} .s^0 \\
 &= \frac{6(1+\alpha)^0}{6\beta^0} .s^3 + \frac{6(2+\alpha)^1}{2\beta^1} .s^2 + \frac{6(3+\alpha)^2}{2\beta^2} .s + \frac{6(4+\alpha)^3}{6\beta^3} \\
 &= s^3 + \frac{3(\alpha+2)s^2}{\beta} + \frac{3(\alpha+2)(\alpha+3)s}{\beta^2} + \frac{(\alpha+2)(\alpha+3)(\alpha+4)}{\beta^3}
 \end{aligned}$$

กรณี $n=4$;

$$\begin{aligned}
 B_n &= \frac{4!}{0!(4-0)!} \frac{(4+0+\alpha-2)^0}{\beta^0} \cdot s^4 + \frac{4!}{1!(4-1)!} \frac{(4+1+\alpha-2)^1}{\beta^1} \cdot s^3 \\
 &+ \frac{4!}{2!(4-2)!} \frac{(4+2+\alpha-2)^2}{\beta^2} \cdot s^2 + \frac{4!}{3!(4-3)!} \frac{(4+3+\alpha-2)^3}{\beta^3} \cdot s \\
 &+ \frac{4!}{4!(4-4)!} \frac{(4+4+\alpha-2)^4}{\beta^4} \cdot s^0 \\
 &= \frac{24(2+\alpha)^0}{24\beta^0} \cdot s^4 + \frac{24(3+\alpha)}{6\beta^1} \cdot s^3 + \frac{24(4+\alpha)^2}{4\beta^2} \cdot s^2 + \frac{24(5+\alpha)^3}{6\beta^3} \cdot s \\
 &+ \frac{24(6+\alpha)^4}{\beta^4} \\
 &= s^4 + \frac{4(\alpha+3)s^3}{\beta} + \frac{6(\alpha+3)(\alpha+4)s^2}{\beta^2} + \frac{4(\alpha+3)(\alpha+4)(\alpha+5)s}{\beta^3} \\
 &+ \frac{(\alpha+3)(\alpha+4)(\alpha+5)(\alpha+6)}{\beta^4}
 \end{aligned}$$

ตารางที่ 4.2 แสดงการกระจายสัมประสิทธิ์ของเงินเนอรัไลซ์เบสเสลโพลิโนเมียลต่อจำนวนอันดับ

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

4.6 วิธีการหาค่าโพลของเงินเนอรัไลซ์เบสเสลโพลิโนเมียล

จากตารางการกระจายค่าสัมประสิทธิ์ของเงินเนอรัไลซ์เบสเสลโพลิโนเมียลต่อจำนวนอันดับ ยกตัวอย่าง เช่น ที่อันดับ 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 $\beta = 2$ จะมีผลทำให้ผลการตอบสนองกลายเป็นเบสเสลทอมสันจากนั้น แทนค่า α ตามที่เราต้องการ และนำสมการที่ได้ไปทำการแยกกรากหาค่าโพล

หลังจากนั้นนำค่าโพลทั้งของอูลตราสเฟียริคัล และเงินเนอรัไลซ์เบสเสลมาทำการทรานซ์ซันแนลกัน โดยค่าโพลของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันจะเขียนให้อยู่ในรูปของโพลาร์ฟอร์ม

4.7 การทรานซ์ซันแนลระหว่างอูลตราสเฟียริคัล และจิ้นเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล

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

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

และค่าโพลของทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของโพลาร์ฟอร์ม

คือ $s_k = |s_k|e^{-j\phi}$ ในที่นี้เรามีทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของทรานซ์ซันแนลอูลตราสเฟียริคัล จิ้นเนอร์ไลซ์เบสสเตลโพลิโนเมียล ซึ่งมีโพลิโนเมียล 2 เทอม ดังนั้นจะได้ค่าโพลจากโพลิโนเมียลทั้ง 2 คือ

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

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

เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของทรานซ์ซันแนลทั้งเทอมขนาดและเฟส จะได้

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

และเฟสรวม

$$\phi = \phi_u - m(\phi_u - \phi_G) \quad (4.31)$$

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 ไปจะทำให้มีผลต่อทรานซิชันแนลอุดตราสเฟียริคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสเสลโพลิโนเมียลดังนี้

เมื่อ $m = 0$

$$s_k \phi = |s_u| \phi_u \quad (4.33)$$

เมื่อ $m = 1$

$$s_k \phi = |s_G| \phi_G \quad (4.34)$$

นั่นคือ เมื่อเราให้ m มีค่าเป็น 0 จะได้โพลอยู่ในรูปของอุดตราสเฟียริคัล และเมื่อให้ค่า m มีค่าเป็น 1 จะได้โพลอยู่ในรูปของเงินเนอร์ไลซ์เบสเสล

ค่าที่ได้ หลังจากการทำทรานซิชันแนลกันแล้ว เราจะได้ค่าที่ยังไม่ทำการนอร์มอลไลซ์ จะต้องทำการนอร์มอลไลซ์ทางความถี่เพื่อให้กราฟความถี่ตัดผ่านที่จุดเดียว คือ ที่ $\omega = 1$ จะได้ค่าของขนาดเท่ากับ 0.707

4.8 การนอร์มอลไลซ์ทางขนาด

จากทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรถ่ายเฟดเดอร์สามารถเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้ดังนี้

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

ทำการนอร์มอลไลซ์ทางขนาด เพื่อให้ผลตอบสนองทางขนาดเป็นยูนิตี (Unity) หรือมีค่าเท่ากับ 1 ที่ $\omega = 0$ สามารถเขียนออกมาได้ดังนี้

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

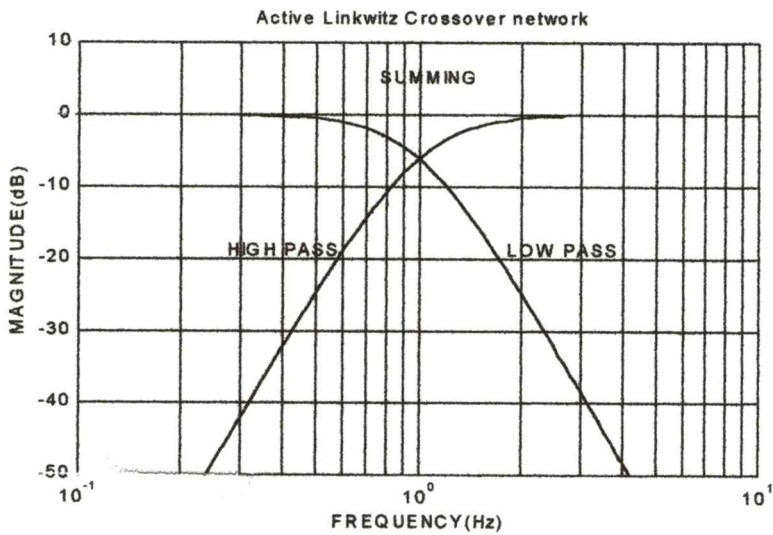
โดยที่

$$C_{n-1} = b_{n-1} \times b_0^{-\frac{1}{n}} \quad C_{n-i} = b_{n-i} \times b_0^{-\frac{i}{n}} \quad C_1 = b_1 \times b_0^{-\left(1-\frac{1}{n}\right)}$$

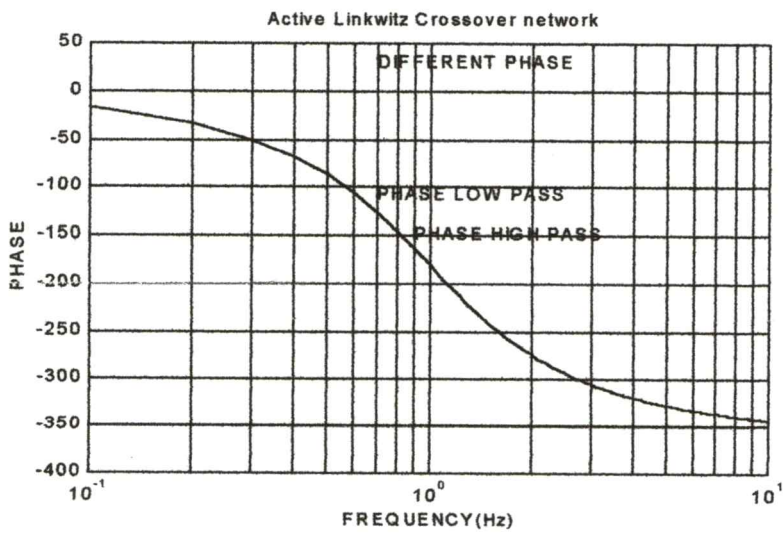
บทที่ 5

แสดงการทดสอบโดยโปรแกรม

5.1 คุณสมบัติทางขนาดและเฟสของ LINKWITZ



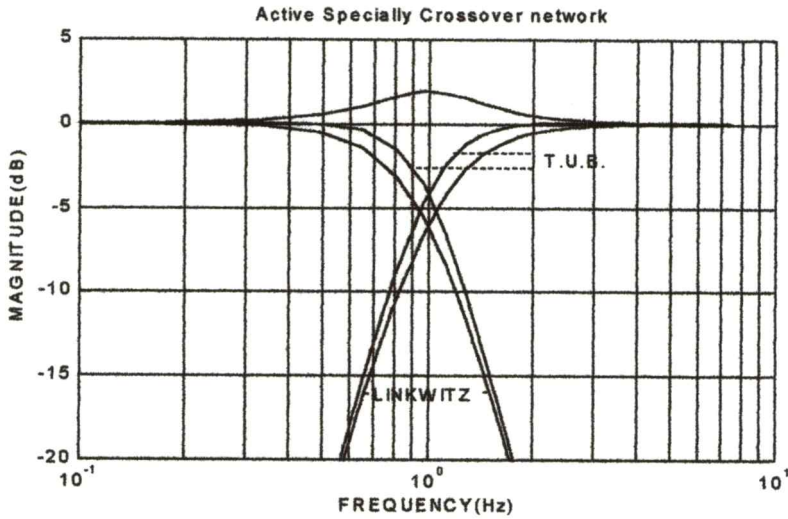
รูปที่ 5.1 คุณสมบัติทางขนาดของวงจร LINKWITZ (คัตที่ -6 dB)



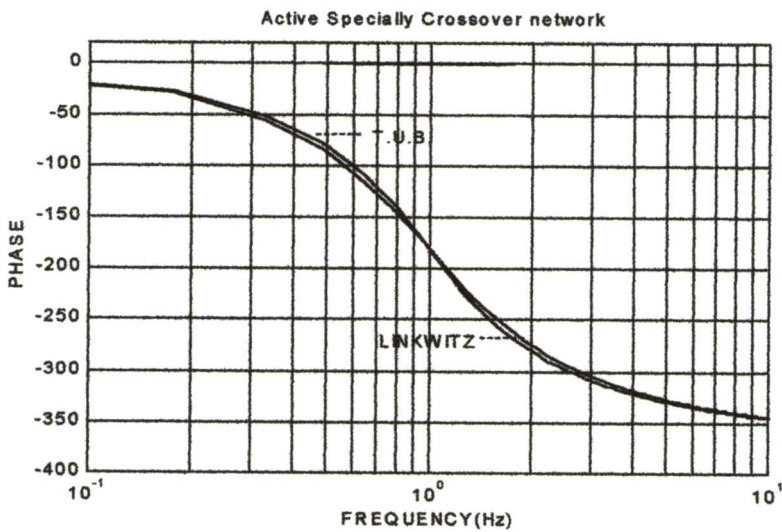
รูปที่ 5.2 คุณสมบัติทางเฟสของวงจร LINKWITZ

5.2 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดและเฟส ของวงจร LINKWITZ และ T.U.G.

($\alpha_u = -0.3, \alpha_G = -0.2, m = 0.8$)



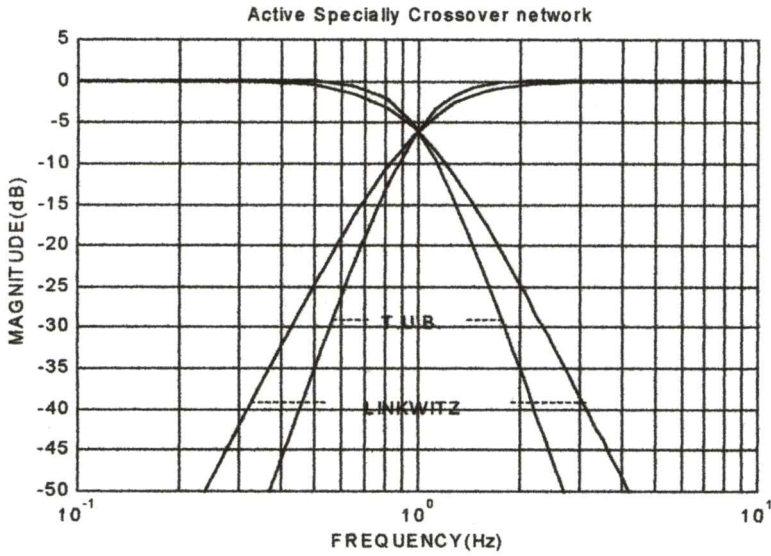
รูปที่ 5.3 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.B.
(ก่อนใช้เทคนิคคูนค่าคงที่)



รูปที่ 5.4 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางเฟสระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.B.
(ก่อนใช้เทคนิคคูนค่าคงที่)

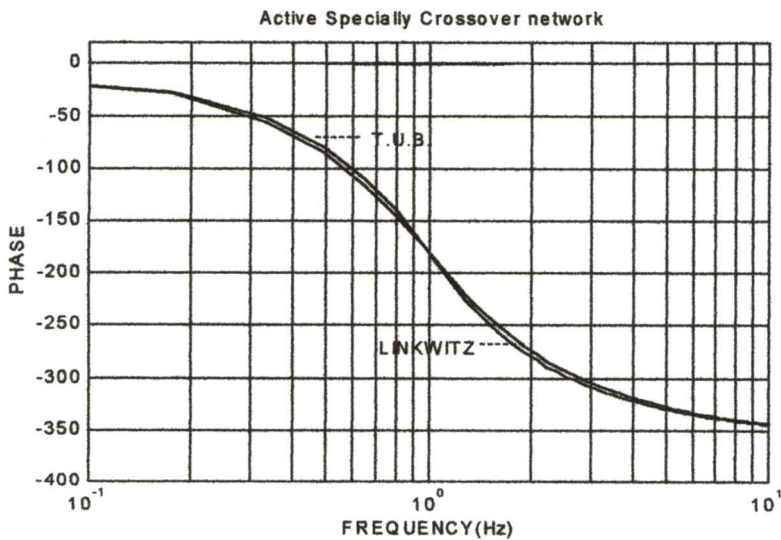
5.3 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดและเฟสของวงจร LINKWITZ และ T.U.G

โดยใช้เทคนิคคูณค่าคงที่ ($\alpha_u = -0.3, \alpha_G = -0.2, m = 0.8$)



รูปที่ 5.5 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางขนาดระหว่าง LINKWITZ และ T.U.G.

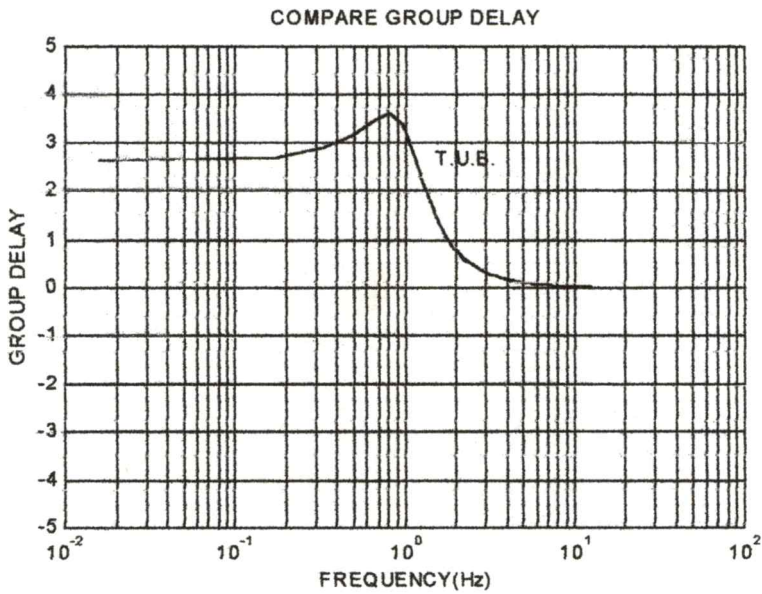
(ใช้เทคนิคคูณค่าคงที่)



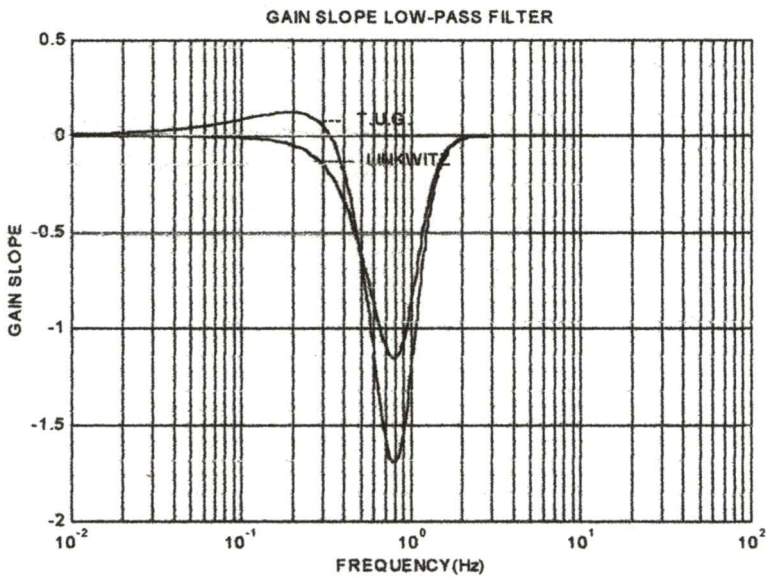
รูปที่ 5.6 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางเฟสระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.G.

(ใช้เทคนิคคูณค่าคงที่)

5.4 แสดงคุณลักษณะทางกรุปดีเลย์ และคุณลักษณะเกนสโลปของ T.U.G.



รูปที่ 5.7 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางกรุปดีเลย์ของ T.U.G. โทพาสและไฮพาส

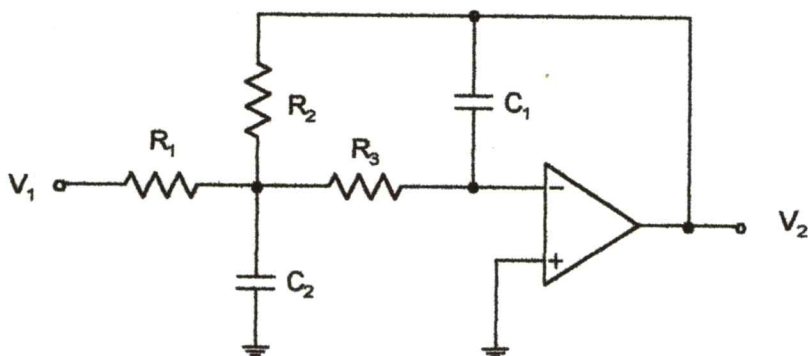


รูปที่ 5.8 เปรียบเทียบคุณลักษณะทางเกนสโลปของระหว่างวงจร LINKWITZ และ T.U.G.

(LOW-PASS FILTER)

5.5 Sensivity Low - Pass Filter

$$\text{สูตร } S_{X_i}^{T(S)} = X_i \left[\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)} \right]$$



รูปที่ 5.9 วงจร Low - pass filter

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

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

หาค่า $S_{R_1}^{T(S)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dR_1} \left(\frac{-R_2}{R_1} \right) = -R_2 \frac{d}{dR_1} \left(\frac{1}{R_1} \right) = -R_2 \frac{d}{dR_1} \left(\frac{1}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1^2}$$

$$\frac{N'(S)}{N(S)} = \frac{\frac{R_2}{R_1^2}}{\frac{-R_2}{R_1}} = \frac{-R_2}{R_1^2} \cdot \frac{R_1}{R_2} = \frac{-1}{R_1}$$

$$D'(S) = \frac{d}{d_{R_1}} \left\{ R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1 \right\}$$

$$= R_2 R_3 C_1 \left(\frac{-1}{R_1^2} \right) s$$

$$= \frac{-R_2 R_3 C_1 s}{R_1^2}$$

$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{\frac{-R_2 R_3 C_1 s}{R_1^2}}{R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1}$$

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

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

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

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

на $S_{R_2}^{T(s)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dR_2} \left(\frac{-R_2}{R_1} \right) = -\frac{1}{R_1}$$

$$\frac{N'(S)}{N(S)} = \frac{-\frac{1}{R_1}}{\frac{-R_2}{R_1}} = \frac{1}{R_2}$$

$$D'(S) = \frac{d}{dR_2} \left\{ R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1 \right\}$$

$$= R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_3 C_1}{R_1} + C_1 \right) s$$

$$= R_1 R_3 C_1 C_2 s^2 + (R_3 C_1 + C_1 R_1) s$$

$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{R_1 R_3 C_1 C_2 s^2 + (R_3 C_1 + C_1 R_1) s}{R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1}$$

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

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

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

и $S_{R_3}^{T(s)}$;

$$N'(s) = \frac{d}{dR_3} \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = 0$$

$$D'(s) = \frac{d}{dR_3} \left\{ R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1 \right\}$$

$$= R_2 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 C_1}{R_1} + C_1 \right) s$$

$$= R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 (R_2 C_1 + R_1 C_1) s$$

$$\frac{D'(s)}{D(s)} = \frac{R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_2 C_1 + R_3 + R_2) s}{R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1}$$

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

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

н1 $S_{C_1}^{T(S)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dC_1} \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = 0$$

$$D'(S) = \frac{d}{dC_1} \left\{ R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1 \right\}$$

$$= R_2 R_3 C_2 s^2 \frac{R_2 R_3 s}{R_1} + R_3 s + R_2 s$$

$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{R_2 R_3 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3}{R_1} + R_3 + R_2 \right) s}{R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1}$$

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

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

н1 $S_{C_2}^{T(S)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dC_2} \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) = 0$$

$$D'(S) = \frac{d}{dC_2} \left\{ R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1 \right\}$$

$$= R_2 R_3 C_1 s^2$$

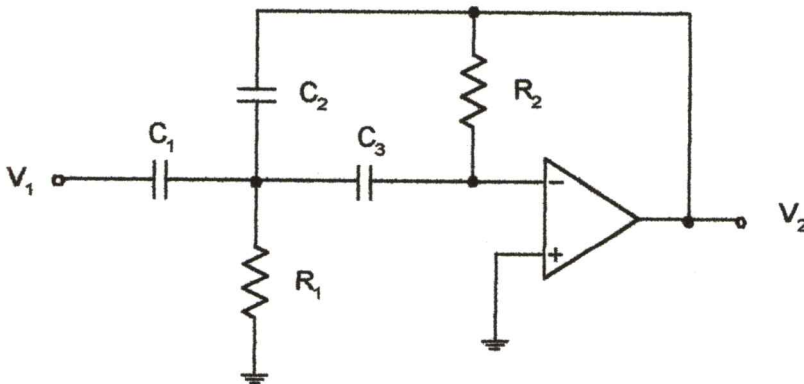
$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{R_2 R_3 C_1 s^2}{R_2 R_3 C_1 C_2 s^2 + \left(\frac{R_2 R_3 C_1}{R_1} + R_3 C_1 + R_2 C_1 \right) s + 1}$$

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

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

5.6 Sensivity High - Pass Filter

$$\text{สูตร } S_{X_i}^{T(S)} = X_i \left[\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)} \right]$$



รูปที่ 5.10 วงจร High-pass filter

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{-s^2 C_1}{C_2}}{s^2 + \frac{s(C_1 + C_2 + C_3)}{R_2 C_2 C_3} + \frac{1}{R_1 R_2 C_2 C_3}}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

и) $S_{R_1}^{T(s)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dR_1} (-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3) = -s^2 R_2 C_1 C_3$$

$$\frac{N'(S)}{N(S)} = \frac{-s^2 R_2 C_1 C_3}{-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3} = \frac{1}{R_1}$$

$$D'(S) = \frac{d}{dR_1} \left[R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1 \right]$$

$$= R_2 C_2 C_3 s^2 + s(C_1 + C_2 + C_3)$$

$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{R_2 C_2 C_3 s^2 + s(C_1 + C_2 + C_3)}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

$$S_{R_1}^{T(s)} = R_1 \left[\frac{1}{R_1} - \frac{R_2 C_2 C_3 s^2 + s(C_1 + C_2 + C_3)}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \right]$$

$$= \frac{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1 - R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 - s R_1 (C_1 + C_2 + C_3)}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

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

на $S_{R_2}^{T(S)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dR_2} (-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3) = -s^2 R_1 C_1 C_3$$

$$\frac{N'(S)}{N(S)} = \frac{-s^2 R_1 C_1 C_3}{-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3} = \frac{1}{R_2}$$

$$D'(S) = \frac{d}{dR_2} [R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1] = R_1 C_2 C_3 s^2$$

$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{R_1 C_2 C_3 s^2}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

$$S_{R_2}^{T(S)} = R_2 \left[\frac{1}{R_2} - \frac{R_1 C_2 C_3 s^2}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \right]$$

$$= \frac{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1 - R_1 R_2 C_2 C_3 s^2}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

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

на $S_{C_1}^{T(S)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dC_1} (-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3) = -s^2 R_1 R_2 C_3$$

$$\frac{N'(S)}{N(S)} = \frac{-s^2 R_1 R_2 C_3}{-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3} = \frac{1}{C_1}$$

$$D'(S) = \frac{d}{dC_1} \left[R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1 \right] = s R_1$$

$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{s R_1}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

$$S_{C_1}^{T(S)} = C_1 \left[\frac{1}{C_1} - \frac{s R_1}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \right]$$

$$= \frac{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1 - s R_1 C_1}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

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

и) $S_{C_2}^{T(S)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dC_2} (-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3) = 0$$

$$D'(S) = \frac{d}{dC_2} \left[R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1 \right]$$

$$= R_1 R_2 C_3 s^2 + s R_1$$

$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{R_1 R_2 C_3 s^2 + s R_1}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

$$S_{C_2}^{T(S)} = C_2 \left[- \frac{(R_1 R_2 C_3 s^2 + s R_1)}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \right]$$

$$= \frac{-R_1 R_2 C_3 s^2 - s R_1 C_2}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

на $S_{C_3}^{T(S)}$;

$$N'(S) = \frac{d}{dC_3} (-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3) = -s^2 R_1 R_2 C_1$$

$$\frac{N'(S)}{N(S)} = \frac{-s^2 R_1 R_2 C_1}{-s^2 R_1 R_2 C_1 C_3} = \frac{1}{C_3}$$

$$D'(S) = \frac{d}{dC_3} [R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1]$$

$$= R_1 R_2 C_2 s^2 + s R_1$$

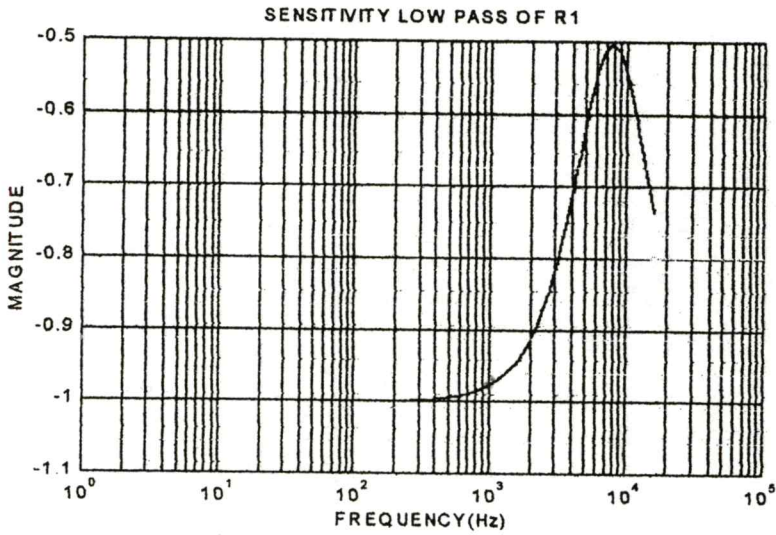
$$\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{R_1 R_2 C_2 s^2 + s R_1}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

$$S_{C_3}^{T(S)} = C_3 \left[\frac{1}{C_3} - \frac{(R_1 R_2 C_2 s^2 + s R_1)}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1} \right]$$

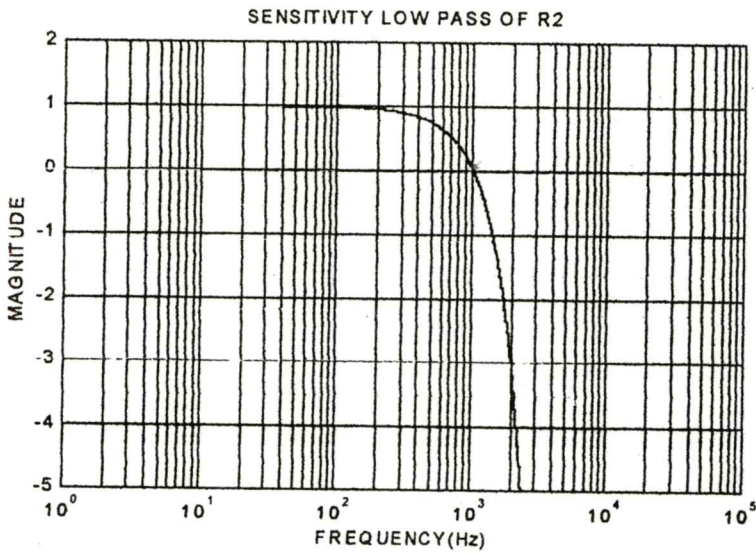
$$= \frac{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1 - R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 C_3}{R_1 R_2 C_2 C_3 s^2 + s R_1 (C_1 + C_2 + C_3) + 1}$$

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

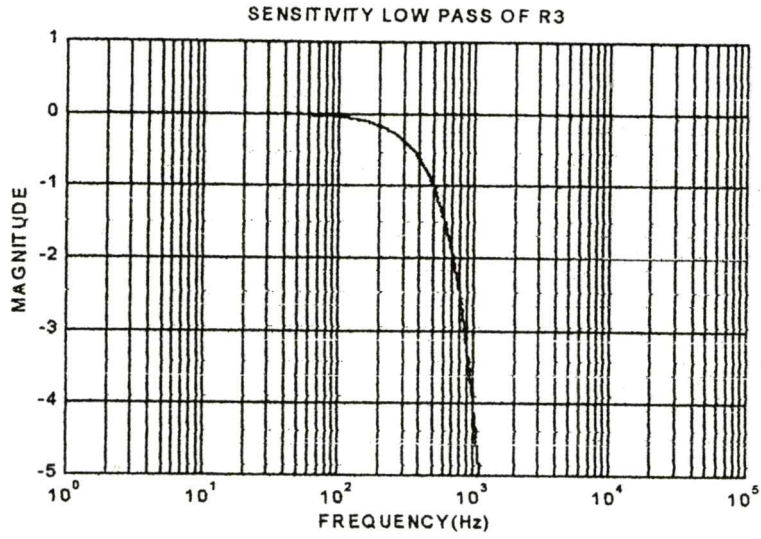
5.7 คุณลักษณะทางความไวของวงจรกรองความถี่ต่ำที่ทดสอบ
(SENSITIVITY LOW PASS FILTER)



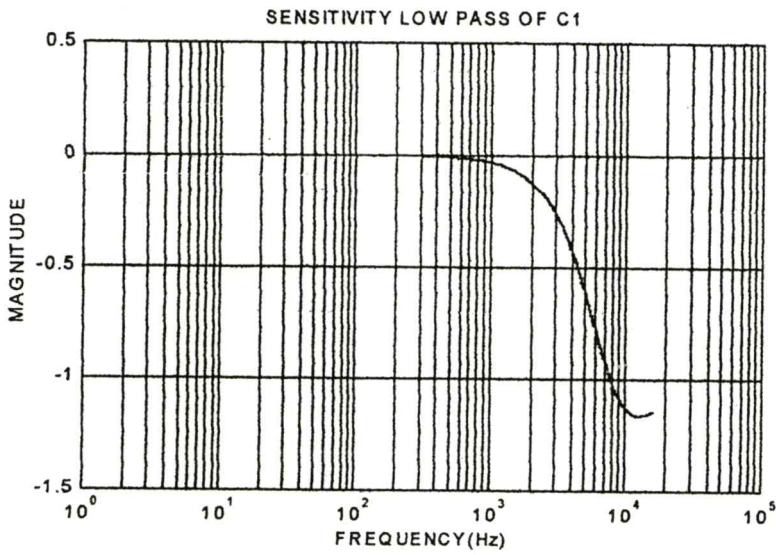
รูปที่ 5.11 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY R1 (ความไว R1 ของวงจร LOW PASS)



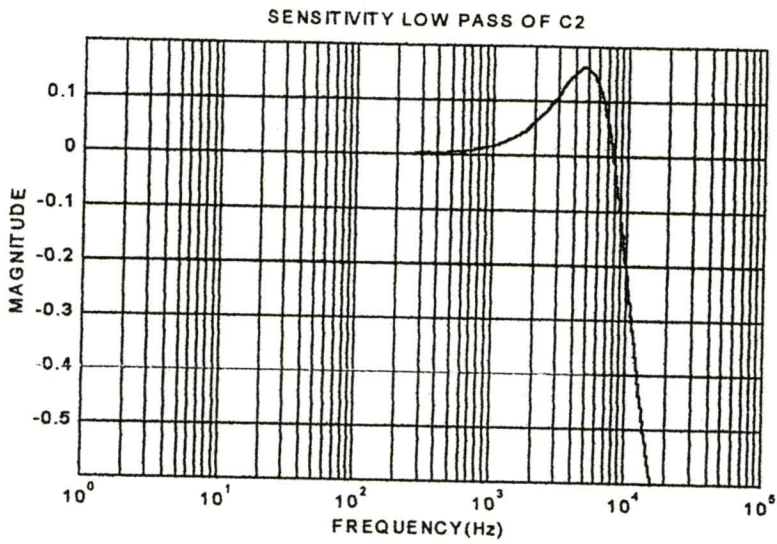
รูปที่ 5.12 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY R2 (ความไว R2 ของวงจร LOW PASS)



รูปที่ 5.13 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY R3 (ความไว R3 ของวงจร LOW PASS)

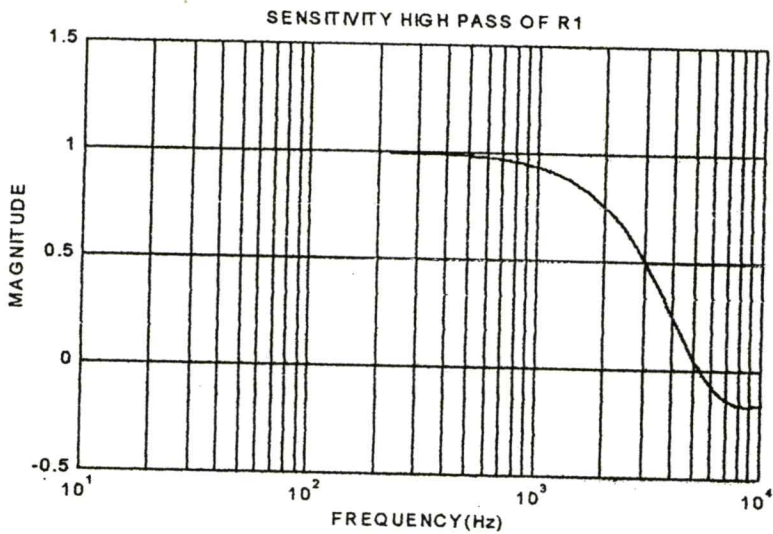


รูปที่ 5.14 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY C1 (ความไว C1 ของวงจร LOW PASS)

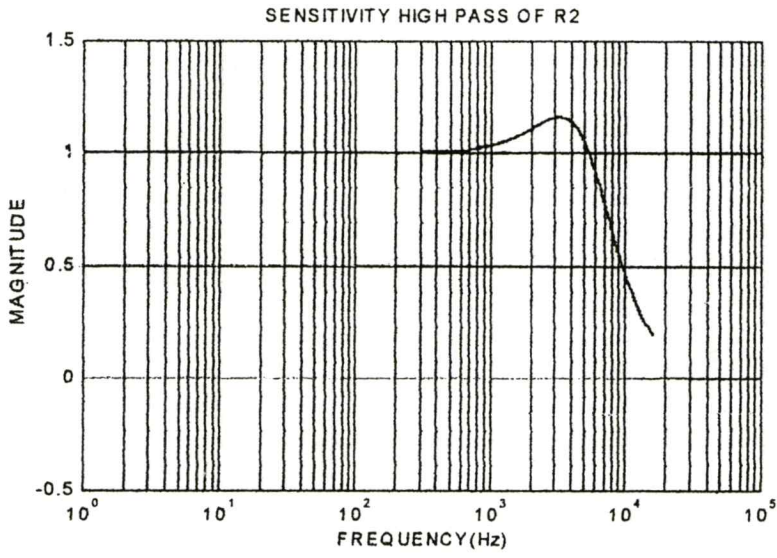


รูปที่ 5.15 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY C2 (ความไว C2 ของวงจร LOW PASS)

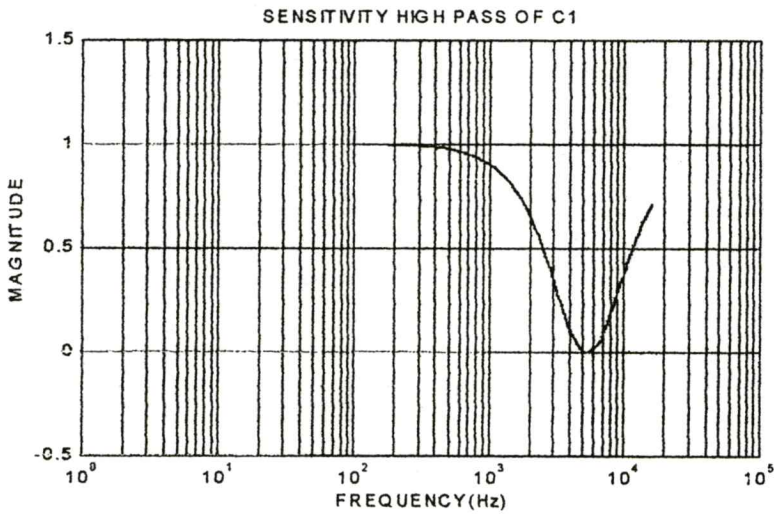
5.8 คุณลักษณะทางความไวของวงจรกรองความถี่สูงที่ทดลอง (SENSITIVITY HIGH PASS FILTER)



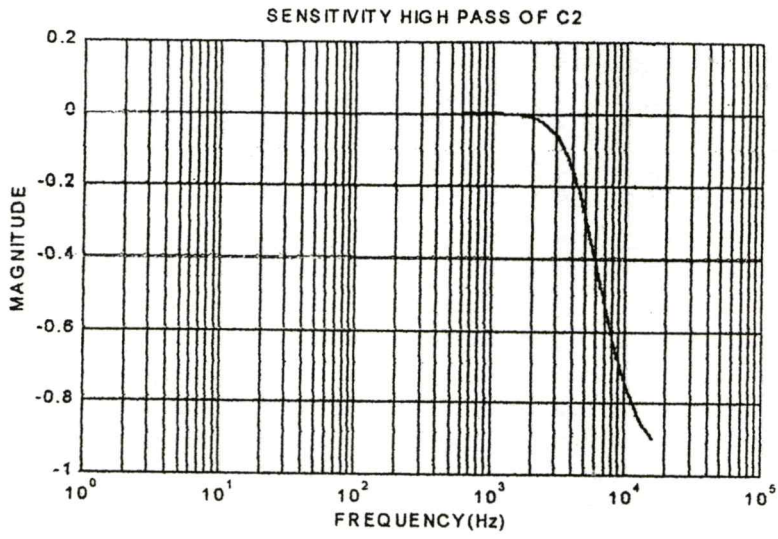
รูปที่ 5.16 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY R1 (ความไว R1 ของวงจร HIGH PASS)



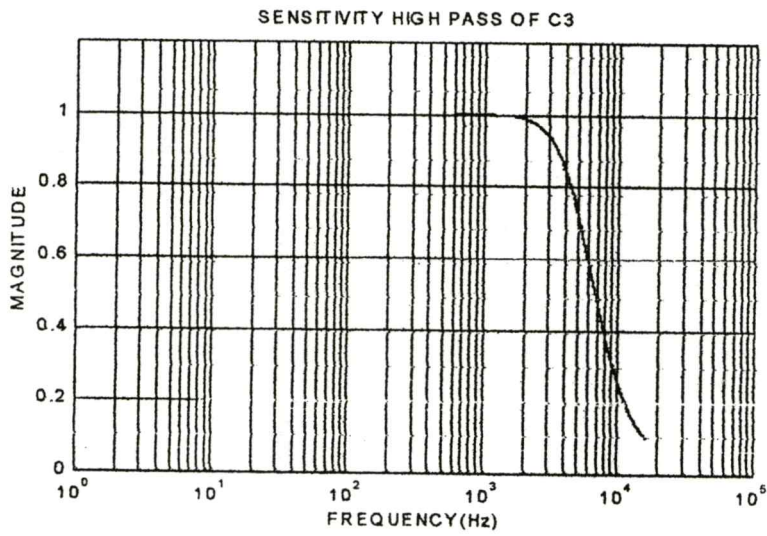
รูปที่ 5.17 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY R2 (ความไว R2 ของวงจร HIGH PASS)



รูปที่ 5.18 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY C1 (ความไว C1 ของวงจร HIGH PASS)



รูปที่ 5.19 กราฟแสดง SENSITIVITY C2 (ความไว C2 ของวงจร HIGH PASS)



รูปที่ 5.20 คุณลักษณะทาง SENSITIVITY C3 (ความไว C3 ของวงจร HIGH PASS)

บทที่ 6

การออกแบบวงจรรูตราสเพียริคัล เงินเนอร์ไลซ์เบสเสลโพลีโนเมียล

จากบทที่ผ่านมา พบว่าที่ค่า $m=0.8$ ค่า $\alpha_u=-0.3$ และค่า $\alpha_G=-0.2$ (โดยใช้เทคนิคการคูณค่าคงที่) จะได้ผลตอบสนองทั้งความชัน ระหว่างวงจรรองความถี่สูง และวงจรรองความถี่ต่ำ จะชันกว่าวงจรแบบลิงคัวิธซ์ โดยเมื่อทำการรวมสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกันแล้วจะเกิดความราบเรียบ (Flat) ที่เป็นไปตามทฤษฎี เราจึงเลือกค่าดังกล่าวนำมาออกแบบวงจรใช้งานจริง เพื่อจะทำการทดลองผลที่ได้ในทางปฏิบัติว่าเป็นไปตามทฤษฎีหรือไม่

6.1 การคำนวณค่าอุปกรณ์ของวงจร

ค่าที่เหมาะสมและนำมาทดลอง คือ $m=0.8$ ค่า $\alpha_u=-0.3$ และค่า $\alpha_G=-0.2$

ขั้นที่ 1

พิจารณาสมการ

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

เมื่อ $\alpha_u = -0.3$ (อาศัยโปรแกรมที่ 2 ในภาคผนวก) จะได้ค่าทั้งหมด 8 ค่าคือ

$$\begin{aligned} & -0.1133 + 0.9378j \quad , \quad -0.1133 - 0.9378j \\ & 0.1133 + 0.9378j \quad , \quad 0.1133 - 0.9378j \\ & -0.2766 + 0.3839j \quad , \quad -0.2766 - 0.3839j \\ & 0.2766 + 0.3839j \quad , \quad 0.2766 - 0.3839j \end{aligned}$$

เลือกเฉพาะค่ารากที่เป็นลบ เนื่องจากค่าที่เป็นลบจะทำให้ระบบเสถียร คือ

$$\begin{aligned} & -0.1133 + 0.9378j \quad , \quad -0.1133 - 0.9378j \\ & -0.2766 + 0.3839j \quad , \quad -0.2766 - 0.3839j \end{aligned}$$

ขั้นที่ 2 พิจารณาสมการ

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

กำหนดให้ $\beta=2$ จะมีทำให้ผลตอบสนองกลายเป็นเบสเสถลทอมสัน จากนั้นแทนค่า α_G ตามที่ต้องการ

เมื่อ $\alpha_G = -0.2$ (อาศัยโปรแกรมที่ 2 ในภาคผนวก) จะได้

$$\begin{array}{ll} -1.0116 + 2.0132j & -1.0116 - 2.0132j \\ -1.7884 + 0.6698j & -1.7884 - 0.6698j \end{array}$$

ขั้นที่ 3

นำค่าโพลทั้งของอูลตราสเฟียรีคัล และจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสลมาทำการทรานซิชันแนลกัน (อาศัยโปรแกรมที่ 3 ในภาคผนวก) โดยจับคู่กัน ดังนี้

$$\begin{array}{ll} -0.1133 + 0.93781j & \longleftrightarrow -1.7884 + 0.6698j \\ -0.1133 + 0.93781j & \longleftrightarrow -1.7884 - 0.6698j \\ -0.2766 + 0.3839j & \longleftrightarrow -1.0116 + 2.0132j \\ -0.2766 - 0.3839j & \longleftrightarrow -1.0116 - 2.0132j \end{array}$$

จะได้ค่าทั้งหมด 4 ค่ามาคูณกัน คือ

$$\begin{aligned} &= (-1.3905 + 0.9047j)(-1.3905 - 0.9047j)(-0.7868 + 1.4492j)(-0.7868 - 1.4492j) \\ &= s^4 + 4.3546s^3 + 9.8474s^2 + 11.8928s + 7.4834 \end{aligned}$$

ดังนั้น เราจะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำ ดังนี้

$$H(S) = \frac{7.4834}{s^4 + 4.3546s^3 + 9.8474s^2 + 11.8928s + 7.4834}$$

$$= \frac{2.7520}{s^2 + 2.7810s + 2.7520} \cdot \frac{2.7192}{s^2 + 1.5736s + 2.7192}$$

ขั้นที่ 4

พิจารณาส่วนแรก และกำหนด $G=1, C_1=0.01F, C_2=1F, f_c=1kHz$

จาก

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

$$G_2 = \frac{b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4c_1b_0(1+G)}}{2(1+G)} \quad (*)$$

พิจารณา

$$\frac{2.7520}{s^2 + 2.7810s + 2.7520}$$

จากสมการ (*) จะได้

$$G_2 = \frac{2.7810 + \sqrt{2.7810^2 - 4(0.01)(2.7520)(1+1)}}{2(1+1)} = 1.38$$

$$G_1 = G \cdot G_2 = (1)(1.38) = 1.38$$

$$G_3 = \frac{C_1b_0}{G_2} = \frac{(0.01)(2.7520)}{1.38} = 0.0199$$

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

$$C = \frac{10}{f_c} \mu F$$

$$C_1 = \frac{10}{1000} \mu F = 0.01 \mu F = 0.01 \times 10^{-6} F$$

$$C_2 = 1 \times 10^{-6} \text{ F}$$

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

$$R_1 = \frac{K_i}{G_1} = \frac{159.155}{1.38} = 115.28 \text{ } \Omega$$

$$R_2 = \frac{K_i}{G_2} = \frac{159.155}{1.38} = 115.28 \text{ } \Omega$$

$$R_3 = \frac{K_i}{G_3} = \frac{159.155}{0.0199} = 7.984 \text{ k}\Omega$$

พิจารณา

$$\frac{2.7192}{s^2 + 1.5736s + 2.7192}$$

กำหนดให้ $G = 1, C_1 = 0.01\text{F}, C_2 = 1\text{F}, f_c = 1 \text{ kHz}$

จากสมการ (*) จะได้

$$G_2 = \frac{1.5736 + \sqrt{1.5736^2 - 4(0.01)(2.7192)(1+1)}}{2(1+1)} = 0.769$$

$$G_1 = G \cdot G_2 = (1)(0.769) = 0.769$$

$$G_3 = \frac{C_1 b_0}{G_2} = \frac{(0.01)(2.7192)}{0.769} = 0.0353$$

$$C = \frac{10}{f_c} \mu\text{F}$$

$$C_1 = \frac{10}{1000} \mu\text{F} = 0.01 \mu\text{F} = 0.01 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$C_2 = 1 \times 10^{-6} \text{ F}$$

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

$$R_1 = \frac{K_i}{G_1} = \frac{159.155}{0.769} = 206.93 \ \Omega$$

$$R_2 = \frac{K_i}{G_2} = \frac{159.155}{0.769} = 206.93 \ \Omega$$

$$R_3 = \frac{K_i}{G_3} = \frac{159.155}{0.0353} = 4.508 \ \text{k}\Omega$$

ในส่วนของวงจรกรองความถี่สูง ทำการแทน s ในทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรกรองความถี่ต่ำด้วย $\frac{1}{s}$ จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน ดังนี้

พิจารณา

$$\frac{2.7520}{s^2 + 2.7810s + 2.7520}$$

แทน $s = \frac{1}{s}$ จะได้

$$= \frac{2.7520s^2}{1 + 2.7810s + 2.7520s^2}$$

$$= \frac{s^2}{s^2 + 1.0105s + 0.3634}$$

จาก

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

$$G_1 = \frac{a_0(2G+1)}{a_1G}$$

$$G_2 = \frac{a_1}{(2G+1)}$$

กำหนดให้ $G=1, C_1=C_2=C_3=1F, f_c=1 \text{ kHz}$

$$C_2 = \frac{10}{f_c} \mu\text{F} = \frac{10}{1000} \mu\text{F}$$

$$C_2 = 0.01 \mu\text{F} = 1 \times 10^{-8} \text{ F}$$

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

$$G_1 = \frac{(0.3634)[2(1)+1]}{(1.0105)(1)} = 1.0789$$

$$G_2 = \frac{1.0105}{[2(1)+1]} = 0.3368$$

$$R_1 = \frac{K_i}{G_1} = \frac{15915.494}{1.0789} = 14.752 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{K_i}{G_2} = \frac{15915.494}{0.3368} = 47.25 \text{ k}\Omega$$

พิจารณา

$$\frac{2.7192}{s^2 + 1.5736s + 2.7192}$$

แทน $s = -\frac{1}{s}$ จะได้

$$= \frac{2.7192s^2}{1 + 1.5736s + 2.7192s^2}$$

$$= \frac{s^2}{s^2 + 0.5787s + 0.3678}$$

กำหนดให้ $G=1, C_1=C_2=C_3=1F, f_c=1\text{ kHz}$

$$C_2 = \frac{10}{f_c} \mu F = \frac{10}{1000} \mu F$$

$$C_2 = 0.01 \mu F = 1 \times 10^{-8} F$$

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

$$G_1 = \frac{(0.3678)[2(1)+1]}{(0.5787)(1)} = 1.9067$$

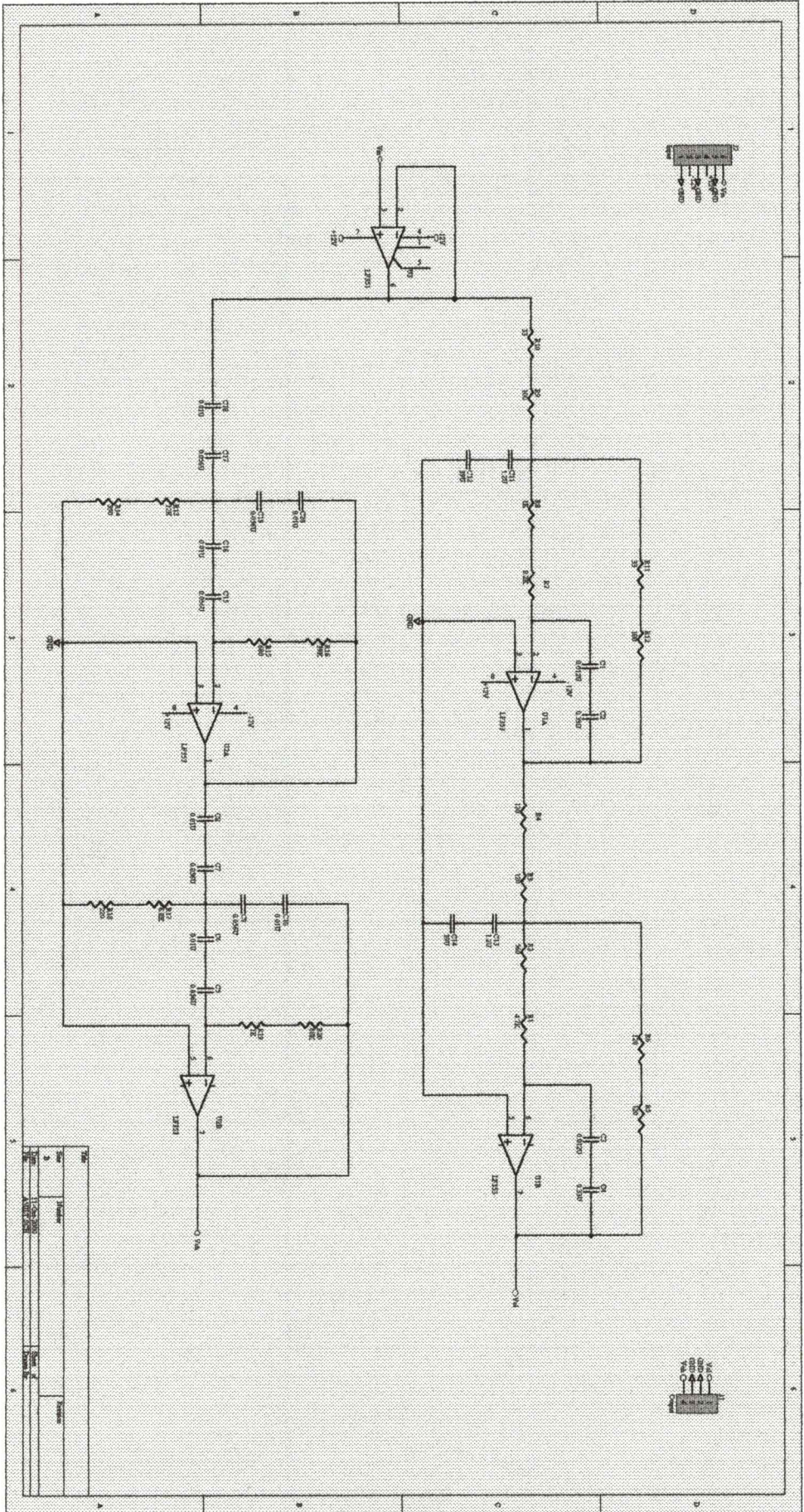
$$G_2 = \frac{0.5787}{[2(1)+1]} = 0.1929$$

$$R_1 = \frac{K_i}{G_1} = \frac{15915.494}{1.9067} = 8.347\text{ k}\Omega$$

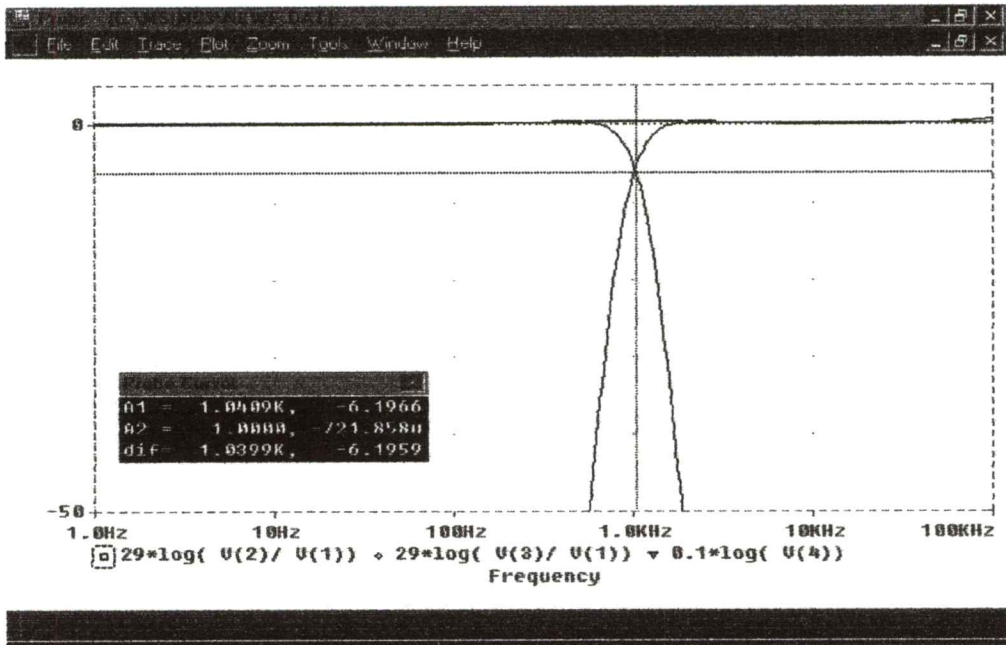
$$R_2 = \frac{K_i}{G_2} = \frac{15915.494}{0.1929} = 82.506\text{ k}\Omega$$

นำค่าที่คำนวณได้ทั้งหมดไปประกอบวงจร โดยนำสมการอันดับ 2 ของวงจรกรองความถี่ต่ำต่อкаскас (Cascade) กัน และนำสมการอันดับ 2 ของวงจรกรองความถี่สูงมาต่อкаскас (Cascade) กัน จะได้เป็นวงจรอันดับที่ 4 โดยที่อาจจะต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าอุปกรณ์บางตัวให้เป็นค่ามาตรฐาน ที่มีจำหน่ายในท้องตลาด

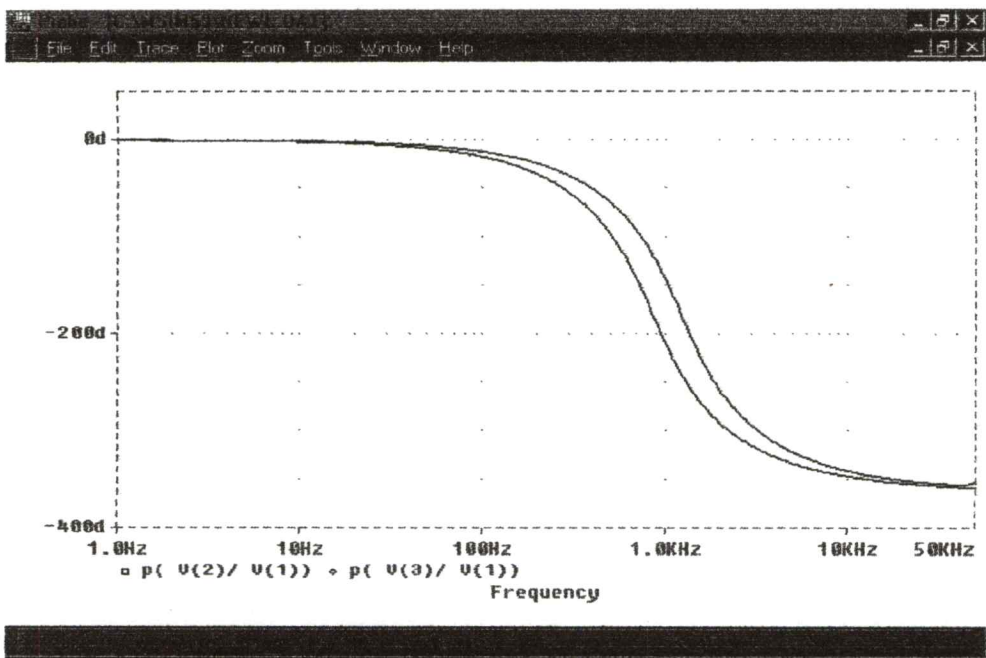
รูปที่ 6.1 วงจรอินพุตซีเรียลของไมโครคอนโทรลเลอร์



6.2 ทดสอบด้วยโปรแกรม PSPICE

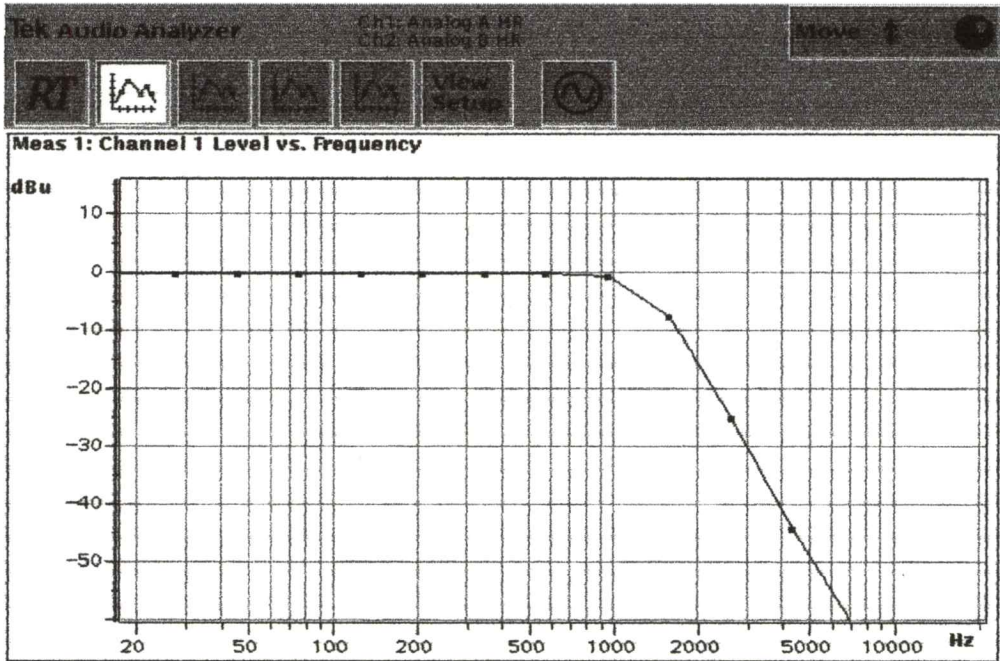


รูปที่ 6.2 แสดงลักษณะทางขนาดของ T.U.G.



รูปที่ 6.3 แสดงลักษณะทางเฟสของ T.U.G.

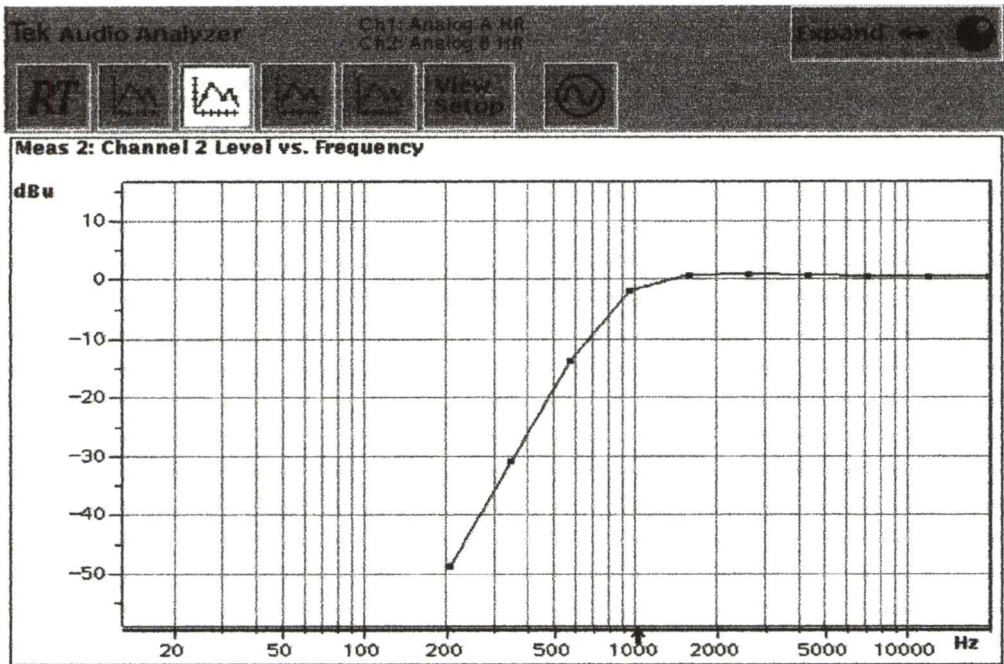
6.3 ผลการทดลองจากการใช้ออดีโอแอนาไลเซอร์ (Audio Analyzer)



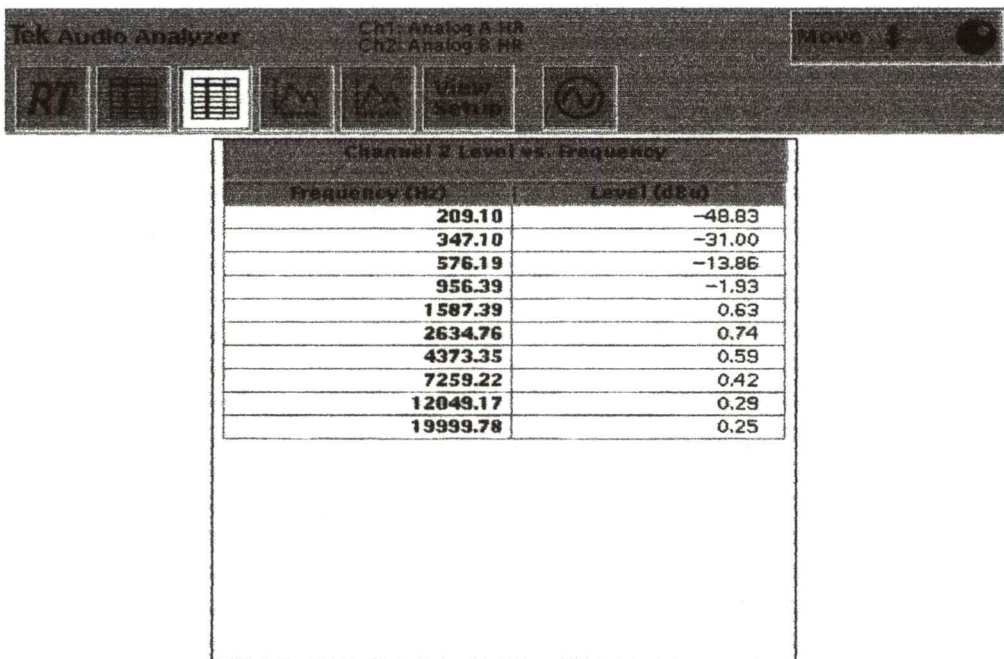
รูปที่ 6.4 แสดงผลการทดลองทางขนาดของอุตสาหกรรมเพื่อบริษัทเงินเนอร์โลซ์เบสเสด โทพาส

Frequency (Hz)	Level (dBu)
10.00	-0.17
16.60	-0.18
27.60	-0.19
45.70	-0.18
75.90	-0.18
126.00	-0.17
209.10	-0.14
347.10	-0.08
576.19	0.01
956.40	-0.61
1587.43	-7.49
2636.38	-25.12
4373.37	-44.12
7259.30	-61.07

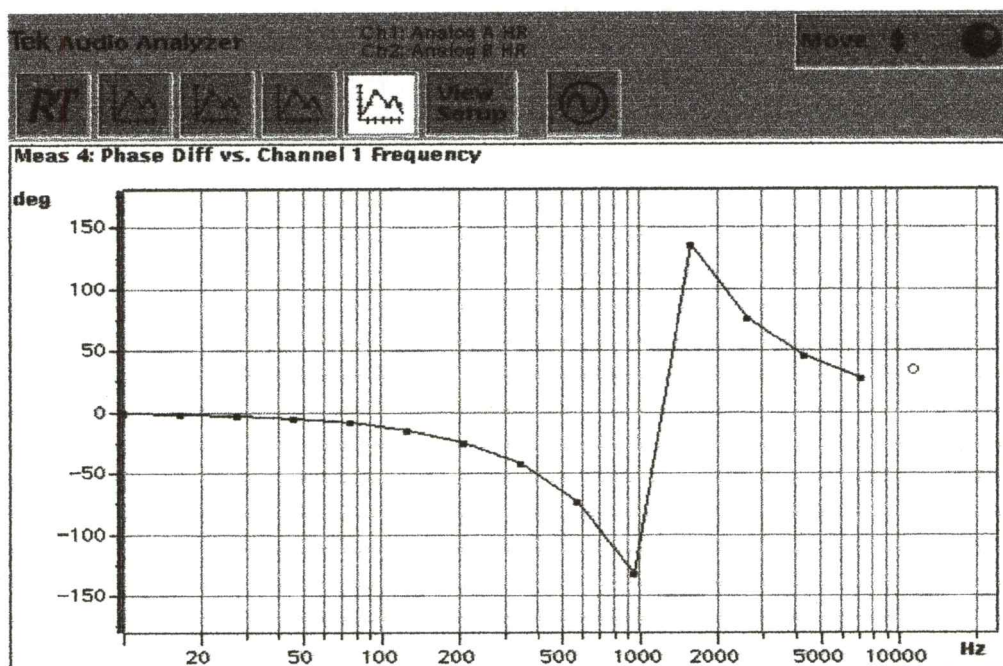
รูปที่ 6.5 ตารางแสดงค่าทางขนาดของอุตสาหกรรมเพื่อบริษัทเงินเนอร์โลซ์เบสเสด โทพาส



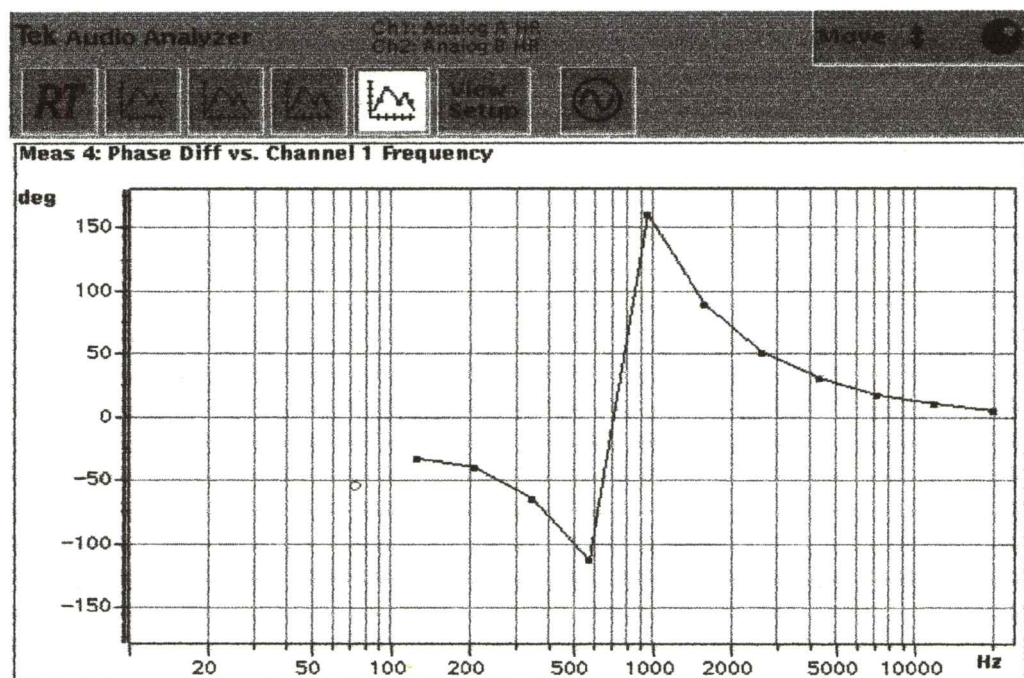
รูปที่ 6.6 แสดงผลการทดลองทางขนาดของอุตสาหกรรมเพิร์คัสชันเนอร์ไลซ์เบสสเตล ไฮฟาต



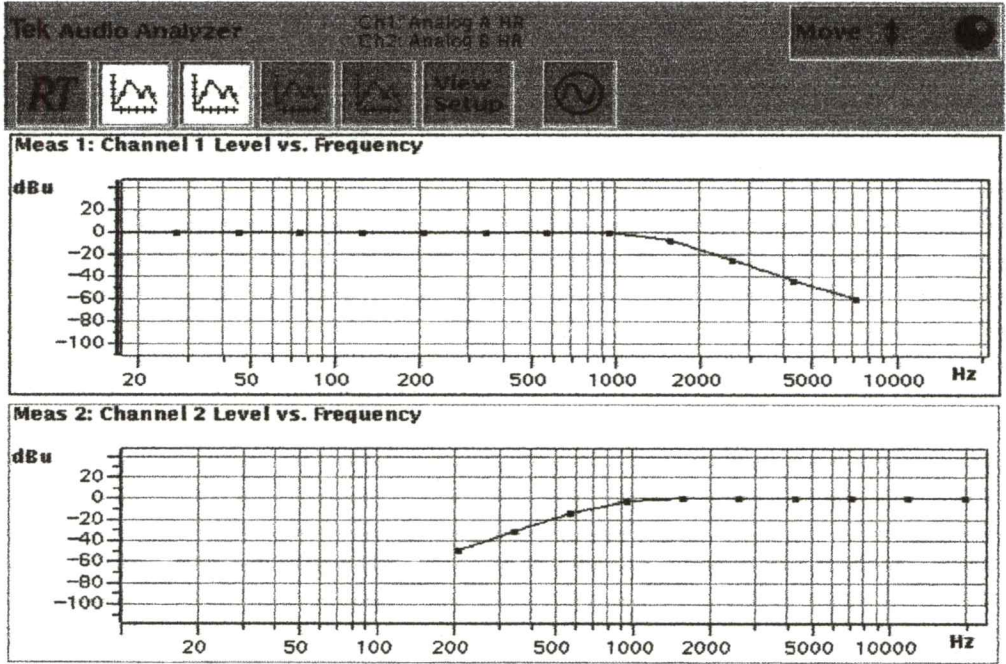
รูปที่ 6.7 ตารางแสดงค่าทางขนาดของอุตสาหกรรมเพิร์คัสชันเนอร์ไลซ์เบสสเตล ไฮฟาต



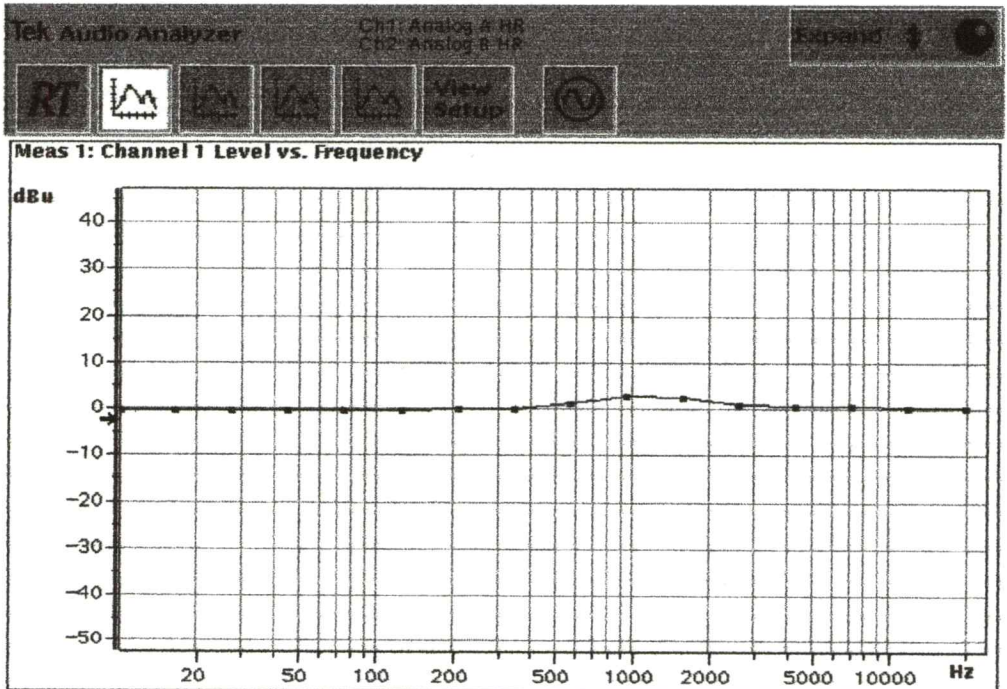
รูปที่ 6.8 แสดงผลการทดลองทางเฟสของอุลตราสเฟียริกัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล โยพาส



รูปที่ 6.9 แสดงผลการทดลองทางเฟสของอุลตราสเฟียริกัลจิ้นเนอร์ไลซ์เบสเสล โยพาส



รูปที่ 6.10 เปรียบเทียบทางขนาดของจุดคว่ำสเฟียรีคัลเงินเนอร์ไลซ์เบสสเตล โทพาสและไฮพาส



รูปที่ 6.11 แสดงผลทางขนาดเมื่อรวมกันระหว่าง โทพาสและไฮพาส

สรุปผลการทดลอง

จากรูปที่ทดสอบโดยโปรแกรม MATHLAB จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองทางด้านขนาดของวงจรรองความถี่ต่ำ และผลตอบสนองทางด้านขนาดของวงจรรองความถี่สูง ของอุลตราสเฟีย ริคัล โพลีโนเมียล เจ็นเนอร์ไลซ์เบสเสด มีความชันมากกว่าของถึงค์วิธช์ ส่วนเฟสก็ไม่แตกต่างกันมากนัก และเมื่อทำการบวกกัน (Summing) ของวงจรรองความถี่ต่ำกับวงจรรองความถี่สูง จะ ได้ค่าที่ราบเรียบ (Flat) ซึ่งผลที่ได้เป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ศึกษามา

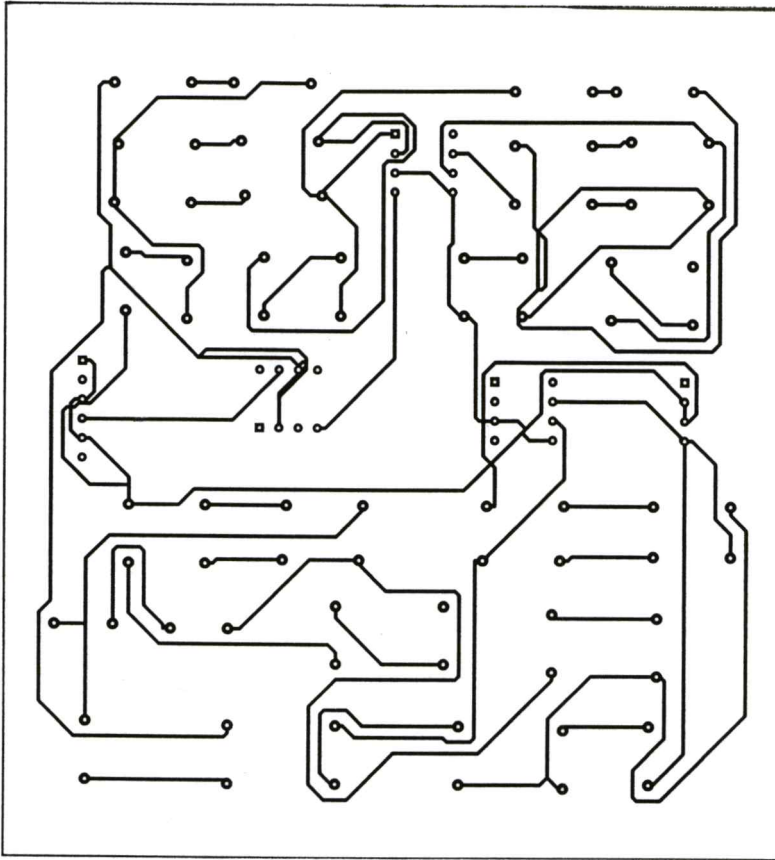
ปัญหาในการทำงาน

เมื่อเรานำค่าที่ทดสอบด้วยโปรแกรมมาแล้ว นำมาทำการออกแบบ จะเห็นว่าค่าความต้านทาน (Resistor) และค่าคาปาซิเตอร์ (Capacitor) ที่คำนวณได้ออกมานั้น ไม่ใช่ค่าที่เป็นมาตรฐาน ที่มีจำหน่ายในท้องตลาด จึงจำเป็นต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ต่างๆ ให้เหมาะสม เพื่อให้ วงจรที่ออกแบบไว้นั้น มีผลตอบสนองได้ใกล้เคียงตามที่เราทดสอบด้วยโปรแกรมมากที่สุด นอกจากนี้สายที่ใช้ในการวัดจากเครื่อง Audio Analyzer ไม่ได้มาตรฐาน เมื่อทำการวัด ทำให้ผลที่ได้ออกมาไม่ دقیق

บรรณานุกรม

1. กนก เจนจิระพงศ์เวช, ชวลิต เบญจางคประเสริฐ, ประกิจ ตั้งติสถานนท์, คลชัย สุขเจริญผล
“ วงจรกรองความถี่ต่ำ อุลตราสเพียริกัลเงินเนอร์ไรซ์เบสเสลโพลีโนเมียล ”, การประชุม
ทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 9
2. กนก เจนจิระพงศ์เวช, ไชยศักดิ์ แซ่ว่อง, “ วงจรฟิลเตอร์แบบทรานส์ซิทชันนัล
อุลตราสเพียริกัลทอมป์สัน ” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 10
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, เล่ม 2 หน้าที่ 258 - 267
3. นิกร สุขุดมตันติ “ การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ”, พิมพ์ครั้งที่ 1 พิมพ์ที่ Japan
International Cooperation Agency (JICA) หน้า 53 – 61
4. David E. Johnson, “ **Introduction to Filter Theory** ”, Pretice - Hall
5. John L. Hilburn and David E. Johnson, Manual of Active Filter Design, MC Graw -
Hill Book Company, USA, 1973
6. Ramakant A. Gayakwad, “ OP - AMP and Linear Intergrated Circuit ”, Second Edition,
Pretice - Hall International Edition, 1983

ภาคผนวก



ลายวงจรพิมพ์อุตสาหกรรมเพื่อรีดเงินเนอร์ไลซ์เบสเสถ

โปรแกรมที่ 1

```

%linkwitz

w=10e-2:0.1:10e0;
s=j.*w;
nll=1;
dll=(s.*s.*s.*s)+(2.*1.414.*s.*s.*s)+(4.*s.*s)+(2*1.414.*s)+1;
Tll=abs(nll./dll);
TFLL=20.*log10(Tll);
Pll=angle(nll./dll);
PLl=unwrap(Pll);
PTFLl=(180./pi).*PLl;

nlh=s.*s.*s.*s;
dlh=(s.*s.*s.*s)+(2.*1.414.*s.*s.*s)+(4.*s.*s)+(2*1.414.*s)+1;
Tlh=abs(nlh./dlh);
TFH=20.*log10(Tlh);
Plh=angle(nlh./dlh);
PlH=unwrap(Plh);
PTFlH=(180./pi).*PlH;

Ttl=abs((nll./dll)+(nlh./dlh));
TTl=20.*log10(Ttl);
PDIFl=PTFLl-PTFlH;
figure(1)
semilogx(w,TFLL,':b',w,TFH,'b',w,TTl,'r'),...
axis([10e-2 10e0 -50 10]),...
gtext('LOW PASS')
gtext('HIGH PASS')
gtext('SUMMING')
title(' Active Linkwitz Crossover network'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE(dB)'),...
grid

figure(2)
semilogx(w,PTFLl,':g',w,PTFlH,'b',w,PDIFl,'r'),...
axis([10e-2 10e0 -400 50]),...
gtext('PHASE LOW PASS')
gtext('PHASE HIGH PASS')
gtext('DIFFERENT PHASE')
title(' Active Linkwitz Crossover network'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('PHASE'),...
grid

```

โปรแกรมที่ 2

```

%Find pole of Ultraspherical Polynomial.
a=input('input a : ');
fs1=[(((4*a*a)+(24*a)+35)/((4*a*a)+(12*a)+8)) 0
      (((12*a)+30)/((4*a*a)+(12*a)+8)) 0 (3/((4*a*a)+(12*a)+8))];
fs2=[(((4*a*a)+(24*a)+35)/((4*a*a)+(12*a)+8)) 0
      (((12*a)+30)/((4*a*a)+(12*a)+8)) 0 (3/((4*a*a)+(12*a)+8))];
fs=conv(fs1,fs2);
fs3=fs+[0 0 0 0 0 0 0 0 1];
ra=roots(fs3)

%Find pole of Bessel Polynomial.
r=input('input r : ');
b=input('input b : ');
Bn=[1 (((4*r)+12)/b) ((6*(r+3)*(r+4))/(b*b)) ((4*(r+3)*(r+4)*(r+5))
      / (b*b*b)) ((r+3)*(r+4)*(r+5)*(r+6)/(b*b*b*b))];
rb=roots(Bn)

```

โปรแกรมที่ 3

```
%Transitional Ultraspherical-Generalized Bessel Polynomial
```

```
ultra=input('Enter value of pole u =');  
bessel=input('Enter value of pole b =');  
m=input('Enter value of m =');  
x=abs(ultra);  
y=abs(bessel);  
u=angle(ultra);  
v=angle(bessel);  
k=(x^(1-m))*(y^m)  
phase=u-(m*(u-v))  
real=k*cos(phase)  
imagin=k*sin(phase)
```

โปรแกรมที่ 4

```

% Find Pole of Ultraspherical Polynomial

a=input('input alpha of Ultraspherical Polynomial = ');
r=input('input grama of Generalized Bessel Polynomial = ');
b=input('input beta of Generalized Bessel Polynomial = ');
m=input(' Enter value of m = ');

f1=[(((4.*a.*a)+(24.*a)+35)/((4.*a.*a)+(12.*a)+8)) 0
      (((12.*a)+30)/((4.*a.*a)+(12.*a)+8)) 0 (3./((4.*a.*a)+(12.*a)+8))];
f2=f1;
fs=conv(f1,f2);
ft=fs+[0 0 0 0 0 0 0 0 1];
bn=[1 (((4.*r)+12)./b) ((6.*(r+3)).*(r+4))./(b.*b)) ((4.*(r+3)).*(r+4).*(r+5))
      ./ (b.*b.*b)) (((r+3).*(r+4).*(r+5).*(r+6))./(b*b*b*b))];
ra=roots(ft)
rb=roots(bn)

% Transitional Ultraspherical-Generalized Bessel Polynomial

u1=input(' Enter value of pole u1 = ');
b1=input(' Enter value of pole b1 = ');

u2=input(' Enter value of pole u2 = ');
b2=input(' Enter value of pole b2 = ');

u3=input(' Enter value of pole u3 = ');
b3=input(' Enter value of pole b3 = ');

u4=input(' Enter value of pole u4 = ');
b4=input(' Enter value of pole b4 = ');

um1=abs(u1);
bm1=abs(b1);
up1=angle(u1);
bp1=angle(b1);
t1=(um1^(1-m))*(bm1^m);
phase1=up1-(m*(up1-bp1));
re1=t1*cos(phase1);
im1=t1*sin(phase1);

um2=abs(u2);
bm2=abs(b2);
up2=angle(u2);
bp2=angle(b2);
t2=(um2^(1-m))*(bm2^m);
phase2=up2-(m*(up2-bp2));
re2=t2*cos(phase2);
im2=t2*sin(phase2);

um3=abs(u3);
bm3=abs(b3);
up3=angle(u3);
bp3=angle(b3);
t3=(um3^(1-m))*(bm3^m);
phase3=up3-(m*(up3-bp3));
re3=t3*cos(phase3);
im3=t3*sin(phase3);

um4=abs(u4);

```

```

um4=abs(u4);
bm4=abs(b4);
up4=angle(u4);
bp4=angle(b4);
t4=(um4^(1-m))*(bm4^m);
phase4=up4-(m*(up4-bp4));
re4=t4*cos(phase4);
im4=t4*sin(phase4);

p1=re1+(i*im1);
p2=re2+(i*im2);
p3=re3+(i*im3);
p4=re4+(i*im4);

fp1=[1 p1];
fp2=[1 p2];
fp3=[1 p3];
fp4=[1 p4];
fp5=conv(fp1,fp2);
fp6=conv(fp3,fp4);
fp7=conv(fp5,fp6);
fp=abs(fp7)

% normalized

h4=input('insert Coefficient S4 : ');
h3=input('insert Coefficient S3 : ');
h2=input('insert Coefficient S2 : ');
h1=input('insert Coefficient S1 : ');
h0=input('insert Coefficient S0 : ');

d4=1;
d3=h3*(h0^(-1/4));
d2=h2*(h0^(-1/2));
d1=h1*(h0^(-(1-(1/4))));
d0=1;
hs=[d4 d3 d2 d1 d0]

w=10e-2:0.1:10e0;
s=j.*w;
nl=d0;
dl=(d4.*s.*s.*s.*s)+(d3.*s.*s.*s)+(d2.*s.*s)+(d1.*s)+d0;
Tl=abs(nl./dl);
TFL=20.*log10(Tl);
Pl=angle(nl./dl);
PL=unwrap(Pl);
PTFL=(180./pi).*PL;

nh=d0.*s.*s.*s.*s;
dh=(d0.*s.*s.*s.*s)+(d1.*s.*s.*s)+(d2.*s.*s)+(d3.*s)+d4;
Th=abs(nh./dh);
TFH=20.*log10(Th);
Ph=angle(nh./dh);
PH=unwrap(Ph);
PTFH=(180./pi).*PH;

Tt=abs((nl./dl)+(nh./dh));
TT=20.*log10(Tt);
PDIF=PTFL-PTFH;

% linkwitz

nll=1;

```

```

dll=(s.*s.*s.*s)+(2.*1.414.*s.*s.*s)+(4.*s.*s)+(2*1.414.*s)+1;
Tll=abs(nll./dll);
TFLL=20.*log10(Tll);
Pl1=angle(nl./dl);
PL1=unwrap(Pl1);
PTFL1=(180./pi).*PL1;

```

```

nlh=s.*s.*s.*s;
dlh=(s.*s.*s.*s)+(2.*1.414.*s.*s.*s)+(4.*s.*s)+(2*1.414.*s)+1;
Tlh=abs(nlh./dlh);
TF1H=20.*log10(Tlh);
Plh=angle(nlh./dlh);
PLH=unwrap(Plh);
PTF1H=(180./pi).*PLH;

```

```

Ttl=abs((nll./dll)+(nlh./dlh));
TT1=20.*log10(Ttl);
PDIF1=PTFL1-PTF1H;

```

```

figure(1)

```

```

semilogx(w,TFL,'r',w,TFH,'b',w,TT,'k',w,TFL1,'y',w,TF1H,'g',w,TT1,'r')
,...
axis([10e-2 10e0 -20 5]),...
title(' Active Specially Crossover network'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE(dB)'),...
grid

```

```

figure(2)

```

```

semilogx(w,PTFL,'r',w,PTFH,'b',w,PDIF,'k',w,PTFL1,'y',w,PTF1H,'g',w,
PDIF1,'r'),...
axis([10e-2 10e0 -400 20]),...
title(' Active Specially Crossover network'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('PHASE'),...
grid

```

โปรแกรมที่ 5

```

%Find Group delay

a=2.6328;
b=3.5997;
c=2.6285;
W=0.1:1:1000;
w=W./(2.*pi);
d=(( (w.*w.*w.*w)-(b.*w.*w)+1).*(c-(3.*a.*w.*w))) - (((c.*w)-
(a.*w.*w.*w)).*(4.*w.*w.*w)-(2.*b.*w)));
e=(( (w.*w.*w.*w)-(b.*w.*w)+1).*(w.*w.*w.*w)-(b.*w.*w)+1) + (((c.*w)-
(a.*w.*w.*w)).*(c.*w)-(a.*w.*w.*w)));
f=(d./e);

m=2.6285;
n=3.5997;
p=2.6328;
x=(( (w.*w.*w.*w)-(n.*w.*w)+1).*(p-(3.*m.*w.*w))) - (((p.*w)-
(m.*w.*w.*w)).*(4.*w.*w.*w)-(2.*n.*w)));
y=(( (w.*w.*w.*w)-(n.*w.*w)+1).*(w.*w.*w.*w)-(n.*w.*w)+1) + (((p.*w)-
(m.*w.*w.*w)).*(p.*w)-(m.*w.*w.*w)));
z=(x./y);
s=f-z;

figure(1)
semilogx(w,f,'r',w,z,':k',w,s,'r'),...
axis([10e-3,10e1,-5,5]);
title('COMPARE GROUP DELAY'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('GROUP DELAY'),...
gtext('T.U.B. '),
grid

```

โปรแกรมที่ 6

```

%Gain Slope

a1=2.7093;
b1=3.8491;
c1=2.6854;

a2=2.*sqrt(2);
b2=4;
c2=2.*sqrt(2);

w1=0.01:0.1:1000;
w=w1./(2.*pi);

nu=0-((8.*w.*w.*w.*w.*w.*w.*w)-(6.*((2.*b1)-(a1.*a1))
.*(w.*w.*w.*w.*w)))+(4.*((2+(b1.*b1)-(2.*a1.*c1)))
.*(w.*w.*w))- (2.*((2.*b1)-(c1.*c1)).*w));
dlu=(w.*w.*w.*w.*w.*w.*w)-(((2.*b1)-(a1.*a1))
.*(w.*w.*w.*w.*w.*w))+((2+(b1.*b1)-(2.*a1.*c1))
.*(w.*w.*w.*w))-(((2.*b1)-(c1.*c1)).*(w.*w))+1;
d2u=dlu;
du=dlu.*d2u;
gu=nu./du;

nl=0-((8.*w.*w.*w.*w.*w.*w.*w)-(6.*((2.*b2)-(a2.*a2))
.*(w.*w.*w.*w.*w)))+(4.*((2+(b2.*b1)-(2.*a2.*c2)))
.*(w.*w.*w))- (2.*((2.*b2)-(c2.*c2)).*w));
dll=(w.*w.*w.*w.*w.*w.*w)-(((2.*b2)-(a2.*a2))
.*(w.*w.*w.*w.*w.*w))+((2+(b2.*b2)-(2.*a2.*c2))
.*(w.*w.*w.*w))-(((2.*b2)-(c2.*c2)).*(w.*w))+1;
d2l=dll;
dl=dll.*d2l;
gl=nl./dl;

figure(1)
semilogx(w,gu,'r',w,gl,'k'),...
axis([10e-3 10e1 -2.0 0.5])
title('GAIN SLOPE LOW-PASS FILTER'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('GAIN SLOPE'),...
gtext('T.U.G.')
grid

```

โปรแกรมที่ 7 (Sensitivity of Lowpass)

```

%Find Sensitivity of R1 (Lowpass)

wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Please insert value of the R1=');
R2=input('Please insert value of the R2=');
R3=input('Please insert value of the R3=');
C1=input('Please insert value of the C1=');
C2=input('Please insert value of the C2=');
e1=-((R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)+(((R3.*C1)+(R2.*C1)).*s)+1);
e2=(R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)+(((R2.*R3.*C1)./R1)+(R3.*C1)+(R2.*C1)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
title('SENSITIVITY LOW PASS OF R1'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
axis([1 10e4 -1.1 -0.5]);
grid

%Find Sensitivity of R2 (Lowpass)

wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
R3=input('Plase insert value of the R3=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
e1=((R2.*R3.*C1.*C2)-(R1.*R2.*R3.*C1.*C2)).*s.*s)+(((R2.*R3.*C1)/R1)
+ (R3.*C1)+(R2.*C1)-(R2.*R3.*C1)-(R2.*C1.*R1)).*s)+1;
e2=(R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)+(((R2.*R3.*C1)./R1)+(R3.*C1)+(R2.*C1)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
axis([1 10e4 -5 2]);
title('SENSITIVITY LOW PASS OF R2'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid

```

```
%Find Sensitivity of R3 (Lowpass)
```

```
wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
R3=input('Plase insert value of the R3=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
e1=- (R1.*R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)- ((R2.*R3.*C1)+(R1.*R3.*C1)).*s;
e2=(R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)+(((R2.*R3.*C1)./R1)+(R3.*C1)+(R2.*C1)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
axis([1 10e4 -5 1]);
title('SENSITIVITY LOW PASS OF R3'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid
```

```
%Find Sensitivity of C1 (Lowpass)
```

```
wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
R3=input('Plase insert value of the R3=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
e1=- ((R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)+(((R2.*R3.*C1)/R1)+(R3.*C1)+(R2.*C1)).*s);
e2=(R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)+(((R2.*R3.*C1)./R1)+(R3.*C1)+(R2.*C1)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b');
axis([1 10e4 -1.5 0.5]);
title('SENSITIVITY LOW PASS OF C1'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid
```

```
%Find Sensitivity of C2 (Lowpass)
```

```
wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
R3=input('Plase insert value of the R3=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
e1=- (R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s);
e2=(R2.*R3.*C1.*C2.*s.*s)+(((R2.*R3.*C1)./R1)+(R3.*C1)+(R2.*C1)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b');
axis([1 10e4 -0.6 0.2]);
title('SENSITIVITY LOW PASS OF C2'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
```

โปรแกรมที่ 8 (Sensitivity of Highpass)

```

%Find Sensitivity of R1 (Highpass)

wl=10e-2:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
C3=input('Plase insert value of the C3=');
e1=1;
e2=(R1.*R2.*C2.*C3.*s.*s)+(((R1.*C1)+(R1.*C2)+(R1.*C3)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
axis([10e0 10e3 -0.5 1.5]);
title('SENSITIVITY HIGH PASS OF R1'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid

%Find Sensitivity of R2 (Highpass)

wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
C3=input('Plase insert value of the C3=');
e1=((C1+C2+C3).*R1.*s)+1;
e2=(R1.*R2.*C2.*C3.*s.*s)+(((R1.*C1)+(R1.*C2)+(R1.*C3)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
axis([1 10e4 -0.5 1.5]);
title('SENSITIVITY HIGH PASS OF R2'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid

```

```
%Find Sensitivity of C1 (Highpass)
```

```
wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
C3=input('Plase insert value of the C3=');
e1=(R1.*R2.*C2.*C3.*s.*s)+((C2+C3).*s)+1;
e2=(R1.*R2.*C2.*C3.*s.*s)+(((R1.*C1)+(R1.*C2)+(R1.*C3)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
axis([1 10e4 -0.5 1.5]);
title('SENSITIVITY HIGH PASS OF C1'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid
```

```
%Find Sensitivity of C2 (Highpass)
```

```
wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
C3=input('Plase insert value of the C3=');
e1=-((R1.*R2.*C2.*C3.*s.*s)+(R1.*C2.*s));
e2=(R1.*R2.*C2.*C3.*s.*s)+(((R1.*C1)+(R1.*C2)+(R1.*C3)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
axis([1 10e4 -1 0.2]);
title('SENSITIVITY HIGH PASS OF C2'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid
```

```
%Find Sensitivity of C3 (Highpass)
```

```
wl=1:10:10e4;
w=wl./(2.*pi);
s=j.*w;
R1=input('Plase insert value of the R1=');
R2=input('Plase insert value of the R2=');
C1=input('Plase insert value of the C1=');
C2=input('Plase insert value of the C2=');
C3=input('Plase insert value of the C3=');
e1=((C1+C1).*R1.*s)+1;
e2=(R1.*R2.*C2.*C3.*s.*s)+(((R1.*C1)+(R1.*C2)+(R1.*C3)).*s)+1;
kt=e1./e2;
semilogx(w,kt,'b'),...
axis([1 10e4 0 1.2]);
title('SENSITIVITY HIGH PASS OF C3'),...
xlabel('FREQUENCY(Hz)'),...
ylabel('MAGNITUDE'),...
grid
```

การต่อ R และ C ที่หาซื้อไม่ได้

นักอิเล็กทรอนิกส์ในบ้านเมืองที่ขาดแคลนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อย่างบ้านเรา มักจะประสบปัญหาบ่อยๆ ที่ว่าหาค่าอุปกรณ์ตามที่ต้องการจริงๆ ไม่ได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งพวกตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) ที่ค่าไม่ตรงตามมาตรฐาน ก็ต้องมานั่งนึกกันว่า จะเอามาขนานหรือมาอนุกรมกันอย่างไรจึงจะออกมาได้ค่าใกล้เคียงกับที่ต้องการ

เรื่องขนานกันนั้นช่างไทยเราไม่ค่อยสันทัดเพราะต้องคำนวณกันนำวนว้าย ที่สะดวกที่สุดก็คือจับมาอนุกรมกันจนกว่าจะได้ค่าใกล้เคียงกับที่ต้องการ บางทีก็ต้องใช้ถึง 4-5 ตัว

ลักษณะงานที่จะหาค่า R และ C มาต่อให้ได้ค่าตามที่ต้องการนั้น จะทำได้ง่ายขนานถ้าใช้คอมพิวเตอร์ช่วยเรากำนวน แล้วจัดเป็นตารางเรียงตามลำดับค่าที่ต้องการ กอง บก. เห็นว่าน่าจะได้ประโยชน์กับผู้อ่านจึงนำมาลง ถ้าใครสนใจก็อาจตัดหรือถ่ายเอกสารแปะติดไว้ที่ข้างฝาห้องก็ได้

ขออธิบายก่อนว่า ตารางนี้ได้มาจากการกำหนดดัชนีต้นว่า จะใช้หาค่าความต้านทานรวมของการใช้ตัวต้านทานเพียงแค่ 2 ตัวเท่านั้น จะอนุกรม (S) หรือขนาน (P) กัน

ตามแต่จะระบุ ค่าอุปกรณ์ที่ใช้เป็นค่ามาตรฐาน 10% อย่างที่มีจำหน่ายทั่วไป และทั้ง 2 ตัวจะมีค่าต่างกันไม่เกิน 100 เท่า ผลลัพธ์ตามนี้จะได้ค่าแต่ละค่าห่างกันเฉลี่ยแล้ว ประมาณ 0.36% ก็ละเอียดเพียงพอแล้วสำหรับงานส่วนใหญ่ จะเริ่มตั้งแต่ค่า 1.000 ถึง 10.000 ถ้าต้องการค่ามากกว่านั้นหรือน้อยกว่านั้นก็ใช้ตัวคุณเป็น 10,100เข้าไปช่วย เช่น ถ้าต้องการหาค่า 1kΩ ก็ดูที่ 8.000 แล้วใช้ตัวคุณ 1kΩ คุณเข้ากับตัวเลขทุกตัวที่อ่านได้เท่านั้น

แต่ไหนๆ ก็ทำตารางสำหรับตัวต้านทานมาแล้ว ก็เอามาใช้หาตัวเก็บประจุด้วยเลย เพียงแต่ต่อตรงข้ามกับตารางเท่านั้น เช่น ถ้าตารางบอกให้ต่อแบบ S (อนุกรม) ก็ให้ต่อขนาน ถ้าให้ต่อแบบ P (ขนาน) ก็ให้ต่ออนุกรมเท่านั้นเอง

เมื่อเอาตัวต้านทานที่มีค่าไม่เท่ากันมาอนุกรมกัน ค่าความผิดพลาดของตัวที่มีค่ามากกว่าจะมีผลมากกว่ากับค่าความผิดพลาดรวม แต่เมื่อเอามาต่อขนานกัน ค่าความผิดพลาดของตัวที่มีค่าน้อยกว่าจะมีผลมากกว่ากับค่าความผิดพลาดรวม ซึ่งค่าความผิดพลาดจริงๆ นั้นเรากำนวนได้จากสูตรต่อไป

สำหรับตัวต้านทานที่ต่ออนุกรม

$$T = \frac{T_1 R_1 + T_2 R_2}{R_1 + R_2}$$

(สูตรนี้ใช้กับตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกันได้ด้วย)

สำหรับตัวต้านทานที่ต่อขนาน

$$T = \frac{T_1 / R_1 + T_2 / R_2}{1 / R_1 + 1 / R_2}$$

(สูตรนี้ใช้กับตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมกันได้ด้วย)

โดยที่ T = ค่าความผิดพลาดรวม

T₁ = ค่าความผิดพลาดของ R₁ หรือ C₁

T₂ = ค่าความผิดพลาดของ R₂ หรือ C₂

ตัวอย่าง ต้องการให้ได้ค่าความต้านทาน 11.8kΩ ก็ดูแถวที่มีตัวเลขใกล้เคียงกับ 118 โขกค์ที่มี 1.180 ตรงๆ เลย แสดงว่าเราต้องใช้ตัวคุณ 10k เข้าไปกับทุกตัวที่อ่านได้ อ่านต่อไปในแถวจะเห็นตัว S .180 และ 1.000 หมายความว่าต้องนำตัวต้านทาน 1.8kΩ และ 10kΩ มาอนุกรมกัน สมมติว่าเราใช้ 1.8kΩ ± 5% และ 10kΩ ± 10% เราก็คงได้ผลลัพธ์ 11.8kΩ โดยมีความผิดพลาดประมาณ

$$\% \text{ ผิดพลาด} = \frac{(5 \times 1.8k) + (10 \times 10k)}{1.8k + 10k} = \frac{109}{11.8} = 9.24\%$$

ตัวอย่าง ต้องการได้ค่าตัวเก็บประจุ 0.3μF ก็ดูแถวที่มีค่าตัวเลข 3.000 (ใช้ตัวคุณ 0.1μF) จะเห็นว่าถึง 3 แถว แสดงว่าจะใช้แถวใดก็ได้ตามสะดวก เช่นจะใช้ 0.15μF สองตัวมาขนานกัน หรือจะใช้ 0.12μF กับ 1.8μF ขนานกัน หรือจะใช้ 0.33μF กับ 3.3μF อนุกรมกันก็ได้ (อย่าลืมว่าสำหรับตัวเก็บประจุจะตรงข้ามกับตัวต้านทาน)

1.000	S	.000	1.000	1.420	S	.220	1.200	1.950	P	1.900	3.900
1.010	S	.330	.680	1.421	P	1.500	27.000	1.960	P	2.200	18.000
1.010	S	.010	1.000	1.423	P	1.400	6.800	1.970	S	.470	1.500
1.012	S	.012	1.000	1.435	P	1.500	33.000	1.980	S	.140	1.800
1.015	S	.015	1.000	1.444	P	1.500	39.000	2.000	P	2.200	22.000
1.018	S	.018	1.000	1.454	P	1.500	47.000	2.000	S	1.000	1.000
1.020	P	1.200	6.800	1.461	P	1.500	56.000	2.020	S	.220	1.800
1.022	S	.022	1.000	1.468	P	1.500	58.000	2.020	S	.820	1.200
1.027	S	.027	1.000	1.470	S	.270	1.200	2.031	P	2.700	8.200
1.030	S	.470	.560	1.470	S	.470	1.000	2.034	P	2.200	27.000
1.031	P	1.500	3.300	1.473	P	1.500	82.000	2.060	S	.560	1.500
1.033	S	.033	1.000	1.476	P	1.800	8.200	2.063	P	2.700	33.000
1.039	S	.039	1.000	1.478	P	1.500	190.000	2.070	S	.270	1.800
1.040	S	.220	.820	1.481	P	1.500	120.000	2.076	P	3.300	5.600
1.047	P	1.200	8.200	1.485	P	2.700	1.300	2.093	P	2.200	79.600
1.047	S	.047	1.000	1.485	P	1.500	150.000	2.102	P	2.200	47.000
1.056	S	.056	1.000	1.499	P	2.200	4.700	2.117	P	2.200	56.000
1.068	S	.068	1.000	1.500	S	.680	.820	2.126	P	2.700	10.000
1.070	S	.390	.680	1.500	S	.000	1.500	2.130	S	.330	1.800
1.071	P	1.200	10.000	1.515	S	.015	1.500	2.131	P	2.200	68.000
1.080	P	1.800	2.700	1.518	S	.018	1.500	2.131	P	1.900	4.700
1.082	S	.082	1.000	1.522	S	.022	1.500	2.143	P	2.200	42.000
1.083	P	1.500	3.900	1.525	P	1.800	10.000	2.153	P	2.200	106.000
1.090	S	.270	.820	1.527	S	.027	1.500	2.150	P	2.200	120.000
1.091	P	1.200	12.000	1.530	S	.330	1.200	2.158	P	2.200	150.000
1.100	S	.100	1.000	1.533	S	.033	1.500	2.173	P	2.700	180.000
1.100	P	2.200	2.200	1.539	S	.039	1.500	2.174	P	2.200	220.000
1.111	P	1.200	15.000	1.547	S	.047	1.500	2.180	S	.680	1.500
1.120	S	.120	1.000	1.556	S	.056	1.500	2.180	S	.390	1.800
1.120	S	.560	.560	1.560	S	.560	1.000	2.200	S	.000	2.200
1.125	P	1.200	18.000	1.565	P	1.800	12.000	2.200	S	1.000	1.200
1.137	P	1.500	4.700	1.568	S	.068	1.500	2.204	P	2.700	12.000
1.138	P	1.200	22.000	1.579	P	2.200	5.600	2.222	P	3.300	6.800
1.149	P	1.200	27.000	1.582	S	.082	1.500	2.222	S	.022	2.200
1.150	S	.150	.820	1.590	S	.390	1.200	2.227	S	.927	2.200
1.150	S	.150	1.000	1.595	P	2.700	3.900	2.233	S	.033	2.200
1.150	S	.470	.680	1.600	S	.100	1.500	2.239	S	.039	2.200
1.158	P	1.200	33.000	1.607	P	1.800	15.000	2.247	S	.047	2.700
1.164	P	1.200	39.000	1.620	S	.120	1.500	2.256	S	.056	2.200
1.165	P	1.900	3.300	1.636	P	1.900	18.000	2.268	S	.068	2.200
1.170	P	1.200	47.000	1.640	S	.820	.820	2.270	S	.470	1.800
1.175	P	1.200	56.000	1.650	S	.150	1.500	2.282	S	.082	2.700
1.179	P	1.200	58.000	1.650	P	3.300	3.300	2.288	P	2.700	15.000
1.180	S	.180	1.000	1.662	P	2.200	6.800	2.299	P	3.900	5.600
1.183	P	1.200	82.000	1.664	P	1.800	22.000	2.300	S	.100	2.200
1.193	P	1.500	5.600	1.670	S	.470	1.200	2.320	S	.920	1.500
1.196	P	1.200	100.000	1.680	S	.180	1.500	2.320	S	.120	2.200
1.188	P	1.200	120.000	1.680	S	.680	1.000	2.344	P	2.700	18.000
1.200	S	.000	1.200	1.688	P	1.800	27.000	2.350	S	.150	2.200
1.210	S	.390	.820	1.707	P	1.800	33.000	2.350	P	4.700	4.700
1.212	S	.012	1.200	1.715	P	2.700	4.700	2.353	P	3.300	8.200
1.212	P	2.200	2.700	1.720	S	.220	1.500	2.350	S	.560	1.800
1.215	S	.015	1.200	1.721	P	1.800	39.000	2.350	S	.180	2.200
1.218	S	.018	1.200	1.734	P	1.800	47.000	2.400	S	1.200	1.200
1.226	S	.220	1.000	1.735	P	2.200	8.200	2.405	P	2.700	22.000
1.222	S	.022	1.200	1.744	P	1.800	56.000	2.420	S	.220	2.200
1.227	S	.027	1.200	1.754	P	1.800	68.000	2.455	P	2.700	27.000
1.229	P	1.500	6.800	1.760	S	.560	1.200	2.470	S	.270	2.200
1.232	P	1.800	3.900	1.761	P	1.800	82.000	2.479	P	3.900	6.800
1.233	S	.033	1.200	1.768	P	1.800	100.000	2.480	S	.680	1.800
1.239	S	.039	1.200	1.770	S	.270	1.500	2.481	P	3.300	10.000
1.240	S	.560	.680	1.773	P	1.800	120.000	2.496	P	2.700	33.000
1.247	S	.047	1.200	1.779	P	1.800	150.000	2.500	S	1.000	1.500
1.256	S	.056	1.200	1.782	P	1.800	180.000	2.525	P	2.700	39.000
1.268	S	.068	1.200	1.788	P	3.300	3.900	2.530	S	.330	2.200
1.268	P	1.500	8.200	1.800	S	.000	1.800	2.553	P	2.700	47.000
1.270	S	.270	1.000	1.803	P	2.200	10.000	2.555	P	4.700	5.600
1.282	S	.082	1.200	1.818	S	.018	1.800	2.576	P	2.700	56.000
1.290	S	.470	.820	1.820	S	.820	1.000	2.588	P	3.300	12.000
1.300	S	.100	1.200	1.822	P	2.700	5.600	2.590	S	.390	2.200
1.302	P	1.800	4.700	1.822	S	.022	1.800	2.597	P	2.700	68.000
1.304	P	1.500	10.000	1.827	S	.027	1.800	2.614	P	2.700	82.000
1.320	S	.120	1.200	1.830	S	.330	1.500	2.620	S	.820	1.800
1.320	P	2.200	3.300	1.833	S	.033	1.800	2.629	P	2.700	100.000
1.330	S	.330	1.000	1.839	S	.039	1.800	2.641	P	2.700	120.000
1.333	P	1.500	12.000	1.847	S	.047	1.800	2.643	P	3.900	8.200
1.350	S	.150	1.200	1.856	S	.056	1.800	2.652	P	2.700	150.000
1.350	P	2.700	2.700	1.859	P	2.200	12.000	2.660	P	2.700	180.000
1.360	S	.680	.680	1.858	S	.068	1.800	2.667	P	2.700	220.000
1.362	P	1.800	5.600	1.880	S	.580	1.200	2.670	S	.470	2.200
1.364	P	1.500	15.000	1.882	S	.082	1.800	2.673	P	2.700	270.000
1.380	S	.180	1.200	1.890	S	.390	1.500	2.700	S	.000	2.700
1.380	S	.560	.820	1.919	P	2.200	15.000	2.700	S	1.200	1.500
1.385	P	1.500	18.000	1.920	S	.120	1.800	2.705	P	3.300	15.000
1.390	S	.190	1.000	1.933	P	2.700	6.800	2.727	S	.027	2.700
1.404	P	1.500	22.000	1.939	P	3.300	4.700	2.733	S	.033	2.700
1.407	P	2.200	3.900	1.950	S	.150	1.800	2.739	S	.039	2.700

2.747 S .047 2.700
 2.756 S .056 2.700
 2.760 S .560 2.200
 2.768 S .068 2.700
 2.779 P 4.700 6.800
 2.792 S .082 2.700
 2.799 P 3.300 18.000
 2.800 S .100 2.700
 2.800 S 1.000 1.800
 2.800 P 5.600 5.600
 2.806 P 3.300 10.000
 2.820 S .120 2.700
 2.850 S .150 2.700
 2.870 P 3.300 22.000
 2.880 S .180 2.700
 2.880 S .680 2.200
 2.920 S .220 2.700
 2.941 P 3.300 27.000
 2.943 P 3.900 12.000
 2.970 S .270 2.700
 2.988 P 4.700 8.200
 3.000 S 1.500 1.500
 3.000 S 1.200 1.800
 3.000 P 3.300 33.000
 3.020 S .820 2.200
 3.030 S .330 2.700
 3.043 P 3.300 39.000
 3.071 P 5.600 6.800
 3.083 P 3.300 47.000
 3.090 S .390 2.700
 3.095 P 3.900 15.000
 3.116 P 3.300 56.000
 3.147 P 3.300 68.000
 3.170 S .470 2.700
 3.172 P 3.300 82.000
 3.195 P 3.300 100.000
 3.197 P 4.700 10.000
 3.200 S 1.000 2.200
 3.205 P 3.900 18.000
 3.212 P 3.300 120.000
 3.229 P 3.300 150.000
 3.241 P 3.300 180.000
 3.251 P 3.300 220.000
 3.260 S .560 2.700
 3.260 P 3.300 270.000
 3.267 P 3.300 330.000
 3.300 S .000 3.300
 3.300 S 1.500 1.800
 3.313 P 3.900 22.000
 3.324 P 5.600 8.200
 3.333 S .033 3.300
 3.339 S .039 3.300
 3.347 S .047 3.300
 3.356 S .056 3.300
 3.368 S .068 3.300
 3.377 P 4.700 12.000
 3.380 S .680 2.700
 3.382 S .082 3.300
 3.400 S .100 3.300
 3.400 S 1.200 2.200
 3.400 P 6.800 6.800
 3.408 P 3.900 27.000
 3.420 S .120 3.300
 3.450 S .150 3.300
 3.480 S .180 3.300
 3.488 P 3.900 33.000
 3.520 S .820 2.700
 3.520 S .220 3.300
 3.545 P 3.900 39.000
 3.570 S .270 3.300
 3.579 P 4.700 15.000
 3.590 P 5.600 10.000
 3.600 S 1.800 1.800
 3.601 P 3.900 47.000
 3.630 S .330 3.300
 3.646 P 3.900 56.000
 3.688 P 3.900 68.000
 3.690 S .390 3.300
 3.700 S 1.000 2.700
 3.700 S 1.500 2.200
 3.717 P 6.800 8.200
 3.723 P 3.900 82.000
 3.727 P 4.700 18.000
 3.754 P 3.900 100.000
 3.770 S .470 3.300
 3.777 P 3.900 120.000
 3.801 P 3.900 150.000
 3.817 P 3.900 180.000

3.818 P 5.600 12.000
 3.832 P 3.900 220.000
 3.844 P 3.900 270.000
 3.854 P 3.900 330.000
 3.860 S .560 3.300
 3.861 P 3.900 340.000
 3.873 P 4.700 22.000
 3.900 S 1.700 2.700
 3.900 S .000 3.900
 3.934 S .039 3.900
 3.947 S .047 3.900
 3.956 S .056 3.900
 3.968 S .068 3.900
 3.980 S .680 3.300
 3.982 S .082 3.900
 4.000 S .100 3.900
 4.000 S 1.800 2.200
 4.003 P 4.700 27.000
 4.020 S .120 3.900
 4.048 P 6.800 10.000
 4.050 S .150 3.900
 4.078 P 5.600 15.000
 4.080 S .180 3.900
 4.100 P 8.200 8.200
 4.114 P 4.700 33.000
 4.120 S .220 3.900
 4.120 S .220 3.900
 4.170 S .270 3.900
 4.195 P 4.700 39.000
 4.200 S 1.500 2.700
 4.230 S .330 3.900
 4.271 P 5.600 18.000
 4.273 P 4.700 47.000
 4.290 S .390 3.900
 4.300 S 1.000 3.300
 4.336 P 4.700 56.000
 4.340 P 6.800 12.000
 4.370 S .470 3.900
 4.396 P 4.700 68.000
 4.400 S 2.200 2.200
 4.445 P 4.700 92.000
 4.460 S .560 3.900
 4.464 P 5.600 22.000
 4.484 P 4.700 100.000
 4.500 S 1.800 2.700
 4.500 S 1.200 3.300
 4.505 P 8.200 10.000
 4.523 P 4.700 120.000
 4.557 P 4.700 150.000
 4.580 S .680 3.900
 4.580 P 4.700 110.000
 4.602 P 4.700 220.000
 4.620 P 4.700 270.000
 4.634 P 4.700 330.000
 4.638 P 5.600 27.000
 4.644 P 4.700 330.000
 4.653 P 4.700 470.000
 4.679 P 6.800 15.000
 4.700 S .000 4.700
 4.720 S .820 3.900
 4.747 S .047 4.700
 4.756 S .056 4.700
 4.768 S .068 4.700
 4.782 S .082 4.700
 4.788 P 5.600 33.000
 4.800 S 1.500 3.300
 4.800 S .100 4.700
 4.820 S .120 4.700
 4.850 S .150 4.700
 4.871 P 8.200 12.000
 4.880 S .180 4.700
 4.897 P 5.600 39.000
 4.900 S 2.200 2.700
 4.900 S 1.000 3.900
 4.920 S .220 4.700
 4.935 P 6.800 18.000
 4.970 S .270 4.700
 5.000 P 10.000 10.000
 5.004 P 5.600 47.000
 5.030 S .330 4.700
 5.090 S .390 4.700
 5.091 P 5.600 56.000
 5.100 S 1.800 3.300
 5.100 S 1.200 3.900
 5.170 S .470 4.700
 5.174 P 5.600 68.000
 5.194 P 6.800 22.000

5.242 P 5.600 82.000
 5.260 S .560 4.700
 5.302 P 8.200 15.000
 5.303 P 5.600 100.000
 5.350 P 5.600 120.000
 5.380 S .680 4.700
 5.398 P 5.600 150.000
 5.400 S 1.500 3.900
 5.400 S 2.700 2.700
 5.431 P 5.600 180.000
 5.432 P 6.800 27.000
 5.455 P 10.000 12.000
 5.461 P 5.600 220.000
 5.486 P 5.600 270.000
 5.500 S 2.200 3.300
 5.507 P 5.600 330.000
 5.520 S .820 4.700
 5.521 P 5.600 330.000
 5.534 P 5.600 470.000
 5.545 P 5.600 560.000
 5.600 S .000 5.600
 5.634 P 8.200 18.000
 5.634 P 6.800 33.000
 5.656 S .056 5.600
 5.668 S .068 5.600
 5.682 S .082 5.600
 5.700 S 1.000 4.700
 5.700 S .100 5.600
 5.700 S 1.800 3.900
 5.720 S .120 5.600
 5.750 S .150 5.600
 5.780 S .180 5.600
 5.790 P 6.800 39.000
 5.820 S .220 5.600
 5.870 S .270 5.600
 5.900 S 1.200 4.700
 5.930 S .330 5.600
 5.941 P 6.800 47.000
 5.974 P 8.200 22.000
 5.990 S .390 5.600
 6.000 S 2.700 3.300
 6.000 P 10.000 15.000
 6.000 P 12.000 12.000
 6.064 P 6.800 56.000
 6.070 S .470 5.600
 6.100 S 2.200 3.900
 6.160 S .560 5.600
 6.182 P 6.800 68.000
 6.200 S 1.500 4.700
 6.279 P 6.800 82.000
 6.280 S .680 5.600
 6.290 P 8.200 27.000
 6.367 P 6.800 100.000
 6.420 S .820 5.600
 6.429 P 10.000 18.000
 6.435 P 6.800 120.000
 6.500 S 1.800 4.700
 6.505 P 6.800 150.000
 6.552 P 6.800 180.000
 6.564 P 8.200 33.000
 6.596 P 6.800 220.000
 6.600 S 3.300 3.300
 6.600 S 2.700 3.900
 6.600 S 1.000 5.600
 6.633 P 6.800 270.000
 6.663 P 6.800 330.000
 6.667 P 12.000 15.000
 6.683 P 6.800 390.000
 6.703 P 6.800 470.000
 6.718 P 6.800 560.000
 6.733 P 6.800 680.000
 6.775 P 8.200 39.000
 6.800 S 1.200 5.600
 6.800 S .000 6.800
 6.868 S .068 6.800
 6.875 P 10.000 22.000
 6.882 S .082 6.800
 6.900 S .100 6.800
 6.900 S 2.200 4.700
 6.920 S .120 6.800
 6.950 S .150 6.800
 6.980 S .180 6.800
 6.982 P 8.200 47.000
 7.020 S .220 6.800
 7.070 S .270 6.800
 7.100 S 1.500 5.600
 7.130 S .330 6.800

7.153	P	8.200	56.000
7.190	S	.390	6.800
7.200	S	3.300	3.900
7.200	P	12.000	18.000
7.270	S	.470	6.800
7.297	P	10.000	27.000
7.311	P	8.200	68.000
7.360	S	.560	6.800
7.400	S	2.700	4.700
7.400	S	1.800	5.600
7.455	P	8.200	82.000
7.480	S	.680	6.800
7.500	P	15.000	15.000
7.579	P	8.200	100.000
7.620	S	.820	6.100
7.674	P	10.000	33.000
7.676	P	8.200	120.000
7.765	P	12.000	22.000
7.775	P	8.200	150.000
7.800	S	2.200	5.600
7.800	S	3.900	3.900
7.800	S	1.000	6.800
7.843	P	8.200	180.000
7.905	P	8.200	220.000
7.958	P	8.200	270.000
7.959	P	10.000	39.000
8.000	S	3.300	4.700
8.000	S	1.200	6.800
8.001	P	9.200	330.000
8.031	P	8.200	390.000
8.059	P	8.200	470.000
8.082	P	8.200	560.000
8.102	P	8.200	680.000
8.119	P	8.200	820.000
8.182	P	15.000	18.000
8.200	S	.800	8.200
8.246	P	10.000	47.000
8.282	S	.882	8.200
8.300	S	2.700	5.600
8.300	S	.100	8.200
8.300	S	1.500	6.800
8.308	P	12.000	27.000
8.320	S	.120	8.200
8.350	S	.150	8.200
8.380	S	.180	8.200
8.420	S	.220	8.200
8.470	S	.270	8.200
8.485	P	10.000	56.000
8.530	S	.330	8.200
8.590	S	.390	8.200
8.600	S	3.900	4.700
8.600	S	1.800	6.800
8.670	S	.470	8.200
8.718	P	10.000	68.000
8.760	S	.560	8.200
8.800	P	12.000	33.000
8.880	S	.680	8.200
8.900	S	3.300	5.600
8.913	P	10.000	82.000
8.919	P	15.000	22.000
9.000	S	2.200	6.800
9.000	P	18.000	18.000
9.020	S	.820	8.200
9.091	P	10.000	100.000
9.176	P	12.000	39.000
9.200	S	1.000	8.200
9.231	P	10.000	120.000
9.375	P	10.000	150.000
9.400	S	4.700	4.700
9.400	S	1.200	8.200
9.474	P	10.000	180.000
9.500	S	3.900	5.600
9.500	S	2.700	6.800
9.559	P	12.000	47.000
9.565	P	10.000	220.000
9.643	P	15.000	27.000
9.643	P	10.000	270.000
9.700	S	1.500	8.200
9.706	P	10.000	330.000
9.750	P	10.000	390.000
9.792	P	10.000	470.000
9.825	P	10.000	560.000
9.855	P	10.000	680.000
9.880	P	10.000	820.000
9.882	P	12.000	56.000
9.900	P	18.000	22.000
9.901	P	10.000	1000.000
10.000	S	11800	8.200

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

JFET INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

These low cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The BIFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar devices.

- Input Offset Voltage of 5.0 mV Max (LF347B)
- Low Input Bias Current – 50 pA
- Low Input Noise Voltage – $16 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide Gain Bandwidth – 4.0 MHz
- High Slew Rate – $13 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Low Supply Current – 1.8 mA per Amplifier
- High Input Impedance – $10^{12} \Omega$
- High Common-Mode and Supply Voltage Rejection Ratios – 100 dB

MAXIMUM RATINGS

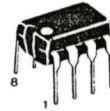
Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC} V _{EE}	+18 -18	V
Differential Input Voltage	V _{ID}	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	±15	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t _S	Continuous	
Power Dissipation at T _A = +25°C	P _D	900	mW
Derate above T _A = +25°C	1/θ _{JA}	10	mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature Range	T _J	115	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

NOTES:

1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is limited to the negative power supply.
2. Any amplifier output can be shorted to ground indefinitely. However, if more than one amplifier output is shorted simultaneously, maximum junction temperature ratings may be exceeded.

LF347
LF351
LF353

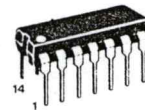
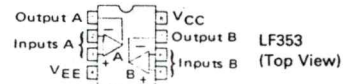
FAMILY OF BIFET OPERATIONAL AMPLIFIERS SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



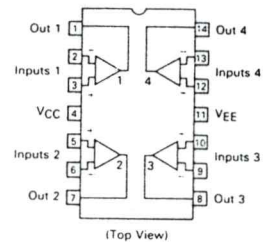
N SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 626
 (LF351, LF353 Only)



D SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 751
 (SO-8)
 (LF351, LF353 Only)



N SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 646
 (LF347 Only)



ORDERING INFORMATION

Function	Device	Package
Single	LF351D	SO-8
Single	LF351N	Plastic DIP
Dual	LF353D	SO-8
Dual	LF353N	Plastic DIP
Quad	LF347BN	Plastic DIP
Quad	LF347N	Plastic DIP

LF347, LF351, LF353

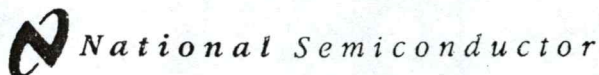
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	LF347B			LF347, LF351, LF353			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}$, $V_{CM} = 0$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	V_{IO}	—	1.0	5.0	—	5.0	10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_S \leq 10\text{ k}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	I_{IO}	—	25	100	—	25	100	pA nA
Input Bias Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	I_{IB}	—	50	200	—	50	200	pA nA
Input Resistance	r_i	—	10^{12}	—	—	10^{12}	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	± 11	+15 -12	—	± 11	+15 -12	—	V
Large-Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	A_{VOL}	50 25	100 —	— —	25 15	100 —	— —	V/mV
Output Voltage Swing ($R_L = 10\text{ k}$)	V_O	± 12	± 14	—	± 12	± 14	—	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	CMRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	PSRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Current	I_D	—	7.2	11	—	7.2	11	mA
	LF347	—	—	—	—	1.8	3.4	
	LF351	—	—	—	—	3.6	6.5	
	LF353	—	—	—	—	—	—	
Slew Rate ($A_V = +1$)	SR	—	13	—	—	13	—	$\text{V}/\mu\text{s}$
Gain-Bandwidth Product	BWp	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz
Equivalent Input Noise Voltage ($R_S = 100\ \Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$)	e_n	—	24	—	—	24	—	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current ($f = 1000\text{ Hz}$)	i_n	—	0.01	—	—	0.01	—	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation (LF347, LF353) $1.0\text{ Hz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$ (Input Referred)	—	—	-120	—	—	-120	—	dB

For Typical Characteristic Performance Curves, refer to MC34001/34002/34004 data sheet.

NOTES: (continued)

3. Input bias currents of JFET input op amps approximately double for every 10°C rise in junction temperature. To maintain junction temperatures as close to ambient as is possible, pulse techniques are utilized during test.



December 1985

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

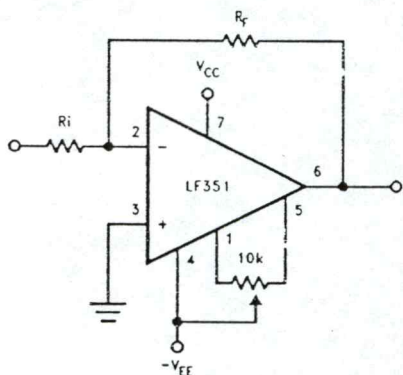
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

Features

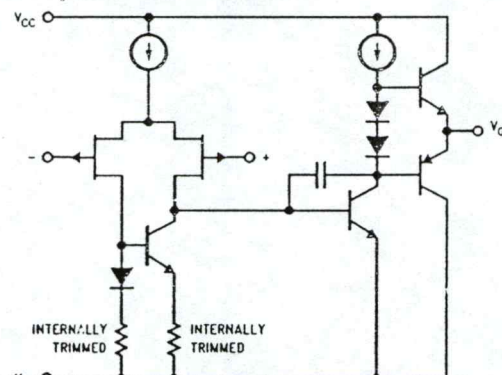
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance >10¹²Ω
- Low total harmonic distortion A_V=10, <0.02%
R_L=10k, V_O=20 V_{p-p}, BW=20 Hz-20 kHz
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



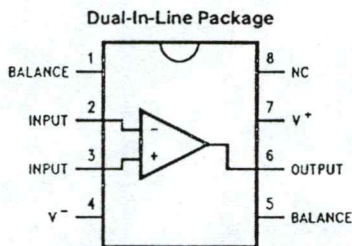
TL/H/5648-11

Simplified Schematic



TL/H/5648-12

Connection Diagrams



TL/H/5648-13

Order Number LF351M or LF351N
See NS Package Number M08A or N08E

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	± 18V
Power Dissipation (Notes 1 and 6)	670 mW
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _{j(MAX)}	115°C
Differential Input Voltage	± 30V
Input Voltage Range (Note 2)	± 15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	
Metal Can	300°C
DIP	260°C

 θ_{JA}

N Package	120°C/W
M Package	TBD

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD rating to be determined.

DC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10 k Ω , T _A = 25°C Over Temperature		5	10 13	mV mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 k Ω		10		$\mu V/^{\circ}C$
I _{OS}	Input Offset Current	T _j = 25°C, (Notes 3, 4) T _j \leq 70°C		25	100 4	pA nA
I _B	Input Bias Current	T _j = 25°C, (Notes 3, 4) T _j \leq \pm 70°C		50	200 8	pA nA
R _{IN}	Input Resistance	T _j = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = \pm 15V, T _A = 25°C V _O = \pm 10V, R _L = 2 k Ω Over Temperature	25 15	100		V/mV V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = \pm 15V, R _L = 10 k Ω	\pm 12	\pm 13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = \pm 15V	\pm 11	+ 15 - 12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S \leq 10 k Ω	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I _S	Supply Current			1.8	3.4	mA



April 1998

LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

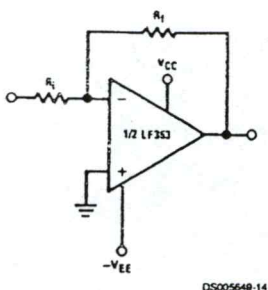
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices 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

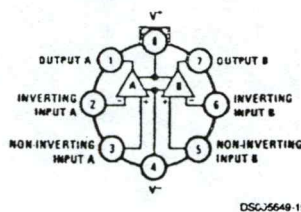
- Internally trimmed offset voltage: 10 mV
- Low input bias current: 50pA
- Low input noise voltage: $25 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Low input noise current: $0.01 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/ μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion $A_V=10$: $<0.02\%$
 $R_L=10\text{k}, V_O=20\text{Vp-p}, \text{BW}=20 \text{ Hz-20 kHz}$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Typical Connection



Connection Diagrams

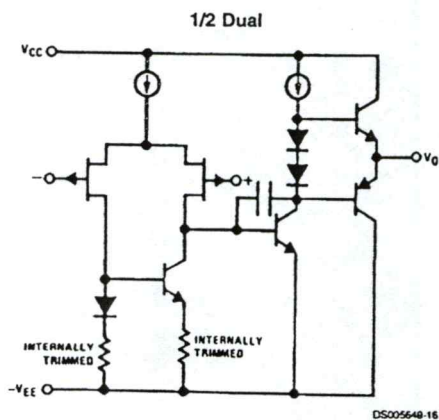
Metal Can Package



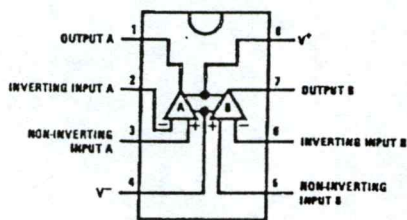
Top View

Order Number LF353H
See NS Package Number H08A

Simplified Schematic



Dual-In-Line Package



Top View

Order Number LF353M or LF353N
See NS Package Number M08A or N08E

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation	(Note 2)
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _J (MAX)	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 3)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C

Small Outline Package

Vapor Phase (60 sec.)

215°C

Infrared (15 sec.)

220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD Tolerance (Note 8)

1700V

θ_{JA} M Package

TBD

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

DC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S =10kΩ, T _A =25°C		5	10	mV
		Over Temperature			13	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average \dot{T} C of Input Offset Voltage	R _S =10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J =25°C, (Notes 5, 6)		25	100	pA
		T _J ≤70°C			4	nA
I _B	Input Bias Current	T _J =25°C, (Notes 5, 6)		50	200	pA
		T _J ≤70°C			8	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J =25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S =±15V, T _A =25°C	25	100		V/mV
		V _O =±10V, R _L =2 kΩ Over Temperature	15			V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S =±15V, R _L =10kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S =±15V	±11	+15		V
				-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	6.5	mA

AC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A =25°C, f=1 Hz–20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V _S =±15V, T _A =25°C	8.0	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S =±15V, T _A =25°C	2.7	4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A =25°C, R _S =100Ω, f=1000 Hz		16		nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current	T _J =25°C, f=1000 Hz		0.01		pA/√Hz

Note 2: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W typ junction to ambient for the N package, and 158°C/W typ junction to ambient for the H package.

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		13		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 \text{ Hz}$		25		nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$		0.01		pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance, θ_{JA} .

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^\circ C$ increase in the junction temperature, T_j . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_j = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.