สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟโดยใช้ DURC

(On design of Active Filters by Using Double Capacitive Layer)

โดย

นาย สมเจตน์ อยู่ในศีล 41013469

นาย เสกสรร วศินปียมงคล 41013477

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. กนก เจนจิระพงค์เวช

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42260
วัน, เดือน, ปี 16 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาเทคโนโลยีอิเลคทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟโดยใช้ DURC
	On design of Active Filters by Using Double Capacitive Layers
โดย	นาย สมเจตน์ อยู่ในศีล 41013469
	นาย เสกสรร วศินปิยมงคล 41013477
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2543

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังอนุมัติให้นับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

..... กรรมการ
(.....)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟโดยใช้ DURC
โดย	นาย สมเจตน์ อยู่ในศีล 41013469
	นาย เสกสรร วศินปิยมงคล 41013477
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.ดร. กนก เจนจิระพงค์เวช
ภาควิชา	เทคนิคอุตสาหกรรม
ปีการศึกษา	2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ตัว URC และ DURC วงจรที่ออกแบบมาจะเป็นวงจร BPF with one notch characteristics ที่ต่อเข้ากับวงจร Active notch characteristics และวงจร BPF with one notch characteristics ต่อกับวงจร notch tunable filter(DURC) เพื่อที่จะให้รูปสัญญาณที่ออกมาแคบลงกว่าเดิม โดยวงจรทั้งสองวงจรนี้จะประกอบด้วยตัว URC และ DURC และ Op-Amp โดยค่าคาปาซิเตอร์ที่ตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซีเป็นฐานรองไม่มีผลต่อคุณลักษณะของวงจร ดังนั้นจึงเหมาะนำไปใช้ในย่านความถี่สูง

โดยในที่นี้การทดลองหาผลตอบสนองความถี่ใช้โปรแกรมคอมฯ MATLAB และทำการ Simmulated ด้วยโปรแกรม P-SPICE และไปถึงการจำลองตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซีเพื่อทำการต่อวงจรทดลองจริง ปรากฏว่าวงจรทั้งสองแบบให้การตอบสนองทางความถี่ และความไวต่ออัตราการขยาย และค่าความไวต่อตัวอุปกรณ์ของวงจรที่แตกต่างกันออกไป แต่ก็สามารถนำไปใช้ในการประมาณสัญญาณได้ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	On design of Active Filters by Using Double Capacitive Layers
Name	Mr. Somjate Younaisin Code 41043469
	Mr. Seksun Wasinpiyamongkol Code 41013477
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Kanok Janchitrapongvej
Level toStudy	Bachelor of Industrial Technology (Electronics)
Academic Year	2000

Abstract

This thesis describe about band pass filter (BPF) circuits with Uniformly Distriduted RC Line(URC) and Double Uniformly Distriduted RC Line(DURC) . The Designed circuits configanation consists of BPF with notch characteristics and a Notch type filter using DURC to improve the BPF response . This new type of filter will produce a high Q with narrow band width and the proposed circuits have no effect with the parasitic capacitance at high frequency .

This experiments is carried out by MATLAB program and simmulated by P-Spice program circuit shown difference in frequency response , sensitivity of gain and sensitivity of elements . By the way , they can used to approximate signal correctly

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอขอบคุณท่านอาจารย์ รศ.ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช ที่ให้คำแนะนำ และแนวทางการแก้ปัญหาในการทำโครงงาน นาย สรพงศ์ แซ่เตีย ที่ให้คำแนะนำและความสะดวกในการใช้เครื่องมือในการทำโครงงานต่างๆรวมทั้งขอขอบคุณเพื่อนรุ่นพี่และรุ่นน้องทุกคนที่สนับสนุนการทำโครงงานให้สำเร็จตามวัตถุประสงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ(ไทย)	ก
บทคัดย่อ(อังกฤษ)	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทที่ 1 พื้นฐานของ URC และ DURC	1
สายส่ง	1
โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์	5
โครงสร้างของดิสทริบิวท์อาร์ซี	7
การวิเคราะห์พารามิเตอร์ของดิสทริบิวท์อาร์ซี	11
การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์	13
โครงสร้างและสัญลักษณ์ DURC	15
บทที่ 2 วงจรกรองแบบต่างๆ	16
วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	16
วงจรกรองความถี่สูงผ่าน	17
วงจรกรองความถี่เป็นช่วงๆ	18
ความถี่คัทออฟและข้อแตกต่างของ Active และ Passive	19
นิยามเบื้องต้น	20
ผลตอบสนองของเน็ทเวอร์ทฟังก์ชั่น	21
การประมาณขนาดแบบบาบเรียบที่สุด	23
บทที่ 3 การคำนวนหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชั่น และผลการทดลอง	27
BPF with one notch characteristics	27
Active notch characteristics	31
Tunable notch filter	33
BPF with double notch characteristics	35
BPF with tunable notch filter	36
บทที่ 4 การคำนวณ Sensitivity	37
4.1 การคำนวณหา Sensitivity ของวงจร	37
BPF witch one notch characteristics	
4.2 การคำนวณหา Sensitivity ของวงจร	48
Active notch characteristics	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 การคำนวณหา Sensitivity ของวงจร Tunable notch filter	54
บทที่ 5 การใช้โปรแกรม Mat lab ในการวิเคราะห์และจำลองวงจรด้วยโปรแกรม P-Spice	61
5.1 กล่าวนำ	61
5.2 การใช้โปรแกรม Mat lab ในการวิเคราะห์วงจร	
5.3 การใช้ P-Spice ในการวิเคราะห์วงจร	70
5.4 ผลการทดลองโดยใช้เครื่อง Audio Analyzer	74
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	76
ภาคผนวก ก รายละเอียดของวงจร	
ภาคผนวก ข รายละเอียดของตัวอุปกรณ์	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
บทที่ 1 พื้นฐานของ URC และ DURC	1
รูป 1.1 สายส่งสัญญาณ	1
รูป 1.2 ส่วนขยายของ ΔX ในสายส่ง	2
รูป 1.3 แสดงอินพุท และเอาท์พุทพอร์ทของสายส่ง	4
รูป 1.4 แสดง 2- Port Network Model	6
รูป 1.5 แสดงโครงสร้างแบบ T- Network	6
รูป 1.6 แสดงโครงสร้างพอร์ท ดิสทริบิวท์อาร์ซี	7
รูป1.7 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี	9
รูป1.8 แสดงโครงสร้างของวงจรเน็ทเวอร์ทของส่วนขยาย ΔX ของดิสทริบิวท์อาร์ซี	9
รูป1.9 แสดงสัญสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี	10
รูป1.10 แสดงการเปรียบเทียบโครงสร้างของสายส่งและดิสทริบิวท์อาร์ซี	11
รูป1.11 โครงสร้างของดิสทริบิวท์อาร์ซี เมื่อความนำ g มีค่าน้อยมากๆ	12
รูป1.12 แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและสัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ของดิสทริบิวท์อาร์ซี	12
บทที่ 2 วงจรกรองแบบต่างๆ	
รูป 2.1 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ	16
รูป 2.2 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง	17
รูป 2.3 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ช่วง	18
รูป 2.4 แสดงการนำเอาวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูงมาต่อร่วมกัน	19
บทที่ 3 การคำนวณหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชั่น และผลการทดลอง	
รูป 3.1วงจร BPF	27
รูป 3.2 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ วงจร BPF	27
รูป 3.3 กราฟแสดง Frequency responses for the variour values of K	30
รูป 3.4วงจร Active notch characteristics	31
รูป 3.5 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ วงจร Active notch characteristics	32
รูป 3.6 กราฟแสดง Frequency responses for the variour values of K	32
รูป 3.7 วงจร Tunable notch filter	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูป 3.8 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ วงจร Tunable notch filter 33

รูป 3.9 กราฟแสดง Frequency responses for the variour values of K 34

รูป 3.10 วงจร BPF with double notch characteristics 35

รูป 3.11 กราฟแสดง Frequency responses for the variour values of K 35

รูป 3.12 วงจร BPF with tunable notch filter 36

รูป 3.13 กราฟแสดง Frequency responses for the variour values of K 36

บทที่ 4 การคำนวณ Sensitivity

รูป 4.1 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ วงจร BPF 37

รูป 4.2 กราฟแสดง Sensitivity (K) ของวงจร BPF with one notch characteristics 38

รูป 4.3 กราฟแสดง Sensitivity (R)ของวงจร BPF with one notch characteristics 40

รูป 4.4 กราฟแสดง Sensitivity (C)ของวงจร BPF with one notch characteristics 42

รูป 4.5 กราฟแสดง Sensitivity (R2)ของวงจร BPF with one notch characteristics 44

รูป 4.6 กราฟแสดง Sensitivity (C1) ของวงจร BPF with one notch characteristics 46

รูป 4.7 กราฟแสดง Sensitivity (C2) ของวงจร BPF with one notch characteristics 47

รูป 4.8 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ วงจร Active notch characteristics 48

รูป 4.9 กราฟแสดง Sensitivity (K2) ของวงจร Active notch characteristics 49

รูป 4.10 กราฟแสดง Sensitivity (Co) ของวงจร Active notch characteristics 50

รูป 4.11 กราฟแสดง Sensitivity (R3) ของวงจร Active notch characteristics 52

รูป 4.12 กราฟแสดง Sensitivity (C3) ของวงจร Active notch characteristics 53

รูป 4.13 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ วงจร Tunable notch filter 54

รูป 4.14 กราฟแสดง Sensitivity (K3) ของวงจร Tunable notch filter 55

รูป 4.15 กราฟแสดง Sensitivity (Co) ของวงจร Tunable notch filter 56

รูป 4.16 กราฟแสดง Sensitivity (C2) ของวงจร Tunable notch filter 57

รูป 4.17 กราฟแสดง Sensitivity (C1) ของวงจร Tunable notch filter 59

รูป 4.18 กราฟแสดง Sensitivity (R3) ของวงจร Tunable notch filter 60

บทที่ 5 การใช้โปรแกรม Mat lab ในการวิเคราะห์

รูป 5.1 วงจร BPF with one notch characteristics 61

รูป 5.2 กราฟแสดงเสถียรภาพของวงจร BPF with one notch characteristics 62

รูป 5.3 วงจร Active notch characteristics 63

รูป 5.4 กราฟแสดงเสถียรภาพของวงจร Active notch characteristics 64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

หน้า

รูป 5.5 วงจร Tunable notch filter 64

รูป 5.6 กราฟแสดงเสถียรภาพของวงจร Tunable notch filter 65

รูป 5.7 วงจร BPF with double notch characteristics 66

รูป 5.8 กราฟแสดงความเสถียรภาพของวงจร
BPF with double notch characteristics 67

รูป 5.9 วงจร BPF with Tunable notch filter 68

รูป 5.10 กราฟแสดงความเสถียรภาพของวงจร
BPF with Tunable notch filter 69

รูป 5.11 กราฟแสดง Frequency responses ของวงจร
BPF with one notch characteristics 70

รูป 5.12 กราฟแสดง Frequency responses ของวงจร
Tunable notch filter 71

รูป 5.13 กราฟแสดง Frequency responses ของวงจร
BPF with Tunable notch filter 72

รูป 5.14 กราฟแสดง Frequency responses ของวงจร
BPF with Tunable notch filter 72

รูป 5.15 กราฟแสดงการเปรียบเทียบ Frequency responses ของวงจร
BPF with Tunable notch filter 73

รูป 5.16 กราฟแสดง Frequency responses ของวงจร
BPF with one notch characteristicsโดยใช้เครื่อง Audio Analyzer 74

รูป 5.17 กราฟแสดง Frequency responses ของวงจร
Tunable notch filterโดยใช้เครื่อง Audio Analyzer 74

รูป 5.18 กราฟแสดง Frequency responses ของวงจร
BPF with Tunable notch filterโดยใช้เครื่อง Audio Analyzer 75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่1

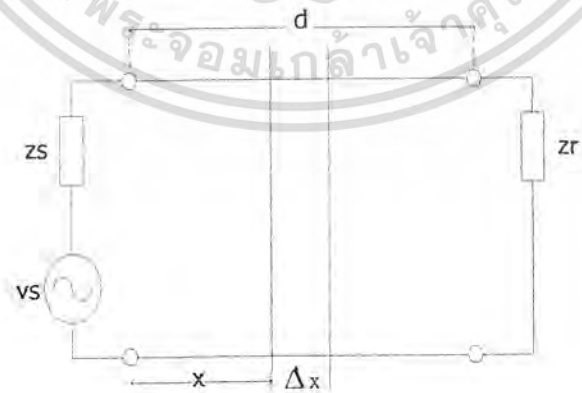
ดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์ และยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์ อาร์ซีไลน์

Distributed RC Line & Uniform Distributed RC Line (URC)

ในปัจจุบันเน็ทเวอร์ทแบบดิสทริบิวท์อาร์ซี ที่ถูกสร้างขึ้นด้วยเทคโนโลยีแบบฟิล์มบาง (Thin Film)ในการผลิตเป็นไอซี (Integated Circuit) ซึ่งมีลักษณะโดยทั่วๆไปที่ดีกว่า และมีขนาดเล็กกว่าเน็ทเวอร์ทแบบลัมค์อิลิเม้นท์อาร์ซี ทำให้การออกแบบวงจรด้วยดิสทริบิวท์อาร์ซีสามารถนำไปใช้งานได้ง่าย ด้วยเหตุผลนี้ เน็ทเวอร์ทแบบดิสทริบิวท์อาร์ซีจึงถูกสร้างขึ้นมาหลายรูปแบบ ดังเช่น การสร้างแบบฟิล์มบางแบบ Multi-layer ที่มีชั้นของตัวนำ (Conducter) ,ความต้านทาน (Resister) และฉนวน (Dielectrics) ประกอบติดเข้าด้วยกันโดยมีจุดต่อมาด้านข้างของชั้นความต้านทานและตัวนำ สำหรับในการวิเคราะห์พารามิเตอร์ของดิสทริบิวท์อาร์ซีใช้หลักการเดียวกันกับสายส่ง

สายส่ง (Transmission Line)

การส่งพลังงานไฟฟ้าจะใช้สายส่ง (Transmission Line) โดยที่สายส่งนั้นเมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านก็ทำงานได้เหมือนกับว่ามีอินดัคแตนซ์ (Inductance:l),คาปาซิสแตนซ์ (Capacitance: c) ,รีซิสแตนซ์ (Resistance: r) และคอนดัคแตนซ์ (Conductance: g) กระจายอยู่ในสายส่งที่มีค่าพารามิเตอร์ l ,



รูปที่1.1 สายส่งสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

c ,r ,g ซึ่งจะไม่มีความสัมพันธ์กับระยะทางจากด้านส่งที่เรียกว่า สายส่งสัญญาณจากด้านส่งไปยังด้านรับ ณ ที่ห่างจากด้านส่งเป็นระยะ X มีขนาดย่อยๆ เป็น Δx ดังรูป

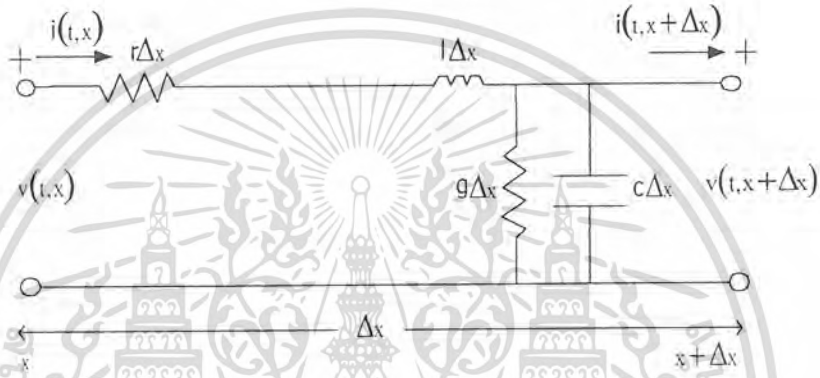
เมื่อขยาย Δx ออกไปจะได้วงจรตามรูปซึ่ง v(t ,x) ,I(t ,x) จะเป็นศักดาและกระแสที่จุดตามลำดับ โดยมีค่า ดิสทริบิวท์อาร์ซีพารามิเตอร์ต่างดังนี้

r : Resistance [ohm/meter]

l : Inductance [henry/meter]

g : Conductance [mhos/meter]

c : Capacitance [farads/meter]



รูปที่1.2 ส่วนขยายของ Δx ในสายส่ง

จากรูปโดยใช้กฎของแรงดันและกระแสของ Kirchhoff's สามารถเขียนเป็นสมการดังนี้

$$v(t,x+\Delta x)-v(t,v)\approx -\Delta x\left(l\frac{\partial i(t,x)}{\partial t}+ri(t,x)\right) \qquad (1.1)$$

$$i(t,x+\Delta x)-i(t,v)\approx \Delta x\left(c\frac{\partial v(t,x+\Delta x)}{\partial t}+gv(t,x+\Delta x)\right) \qquad (1.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (1.1) ,(1.2) เมื่อกำหนดให้ลิมิตของ Δx เข้าใกล้ศูนย์จะได้สมการ Partial Differential คือ

$$\frac{\partial v(t,x)}{\partial x} = -l\frac{\partial i(t,x)}{\partial t} - ri(t,x) \tag{1.3}$$

$$\frac{\partial i(t,x)}{\partial x} = -c\frac{\partial v(t,x)}{\partial t} - gv(t,v) \tag{1.4}$$

จาก v(t, x) และ I(t, x) ทำการ Take Lapace Transform จะได้

$$V(s,x) = L\left[v(t,x)\right] = \int_0^\infty v(t,x)e^{-st}dt$$

$$I(s,x) = L\left[i(t,x)\right] = \int_0^\infty i(t,x)e^{-st}dt \tag{1.5}$$

เมื่อหาอนุพันธ์สมการ (1.5) เมื่อเทียบกับ x เมื่อ r ,l ,c และ g เป็นค่าคงที่ ซึ่งจะได้สมการของสายส่งแบบยูนิฟอร์ม ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการอนุพันธ์อันดับสอง ได้ดังนี้ คือ

$$V(s,x) = A_1\cosh\Gamma x + A_2\sinh\Gamma x \tag{1.6}$$

$$I(s,x) = B_1\cosh\Gamma x + B_2\sinh\Gamma x \tag{1.7}$$

เมื่อ Γ เป็นสภาวะการแผ่กระจายคลื่น (Propagation Function) โดยมีค่าดังนี้

$$\Gamma = \sqrt{(ls+r)(cs+g)} \tag{1.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเทอม A_1, A_2, B_1, B_2 เป็นค่าคงที่ และสามารถกำหนดได้คือ สำหรับสายส่งที่มีความยาวเท่ากับ d ซึ่งเป็นเน็ทเวอร์ท 2 พอร์ท โดยทางอินพุทจะเป็น V(s ,0) ,I(s ,d) และทางเอาท์พุทจะเป็นจากสมการที่ (1.6) ,(1.7) ที่ x = 0 จะได้

$$A_1 = V(s,0) \tag{1.9}$$

$$B_1 = I(s,0) \tag{1.10}$$

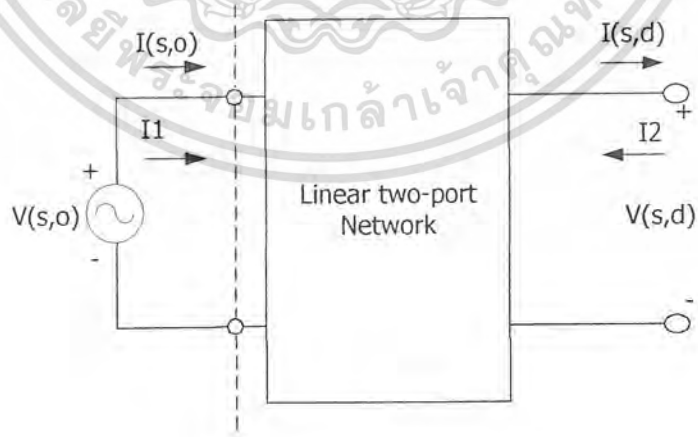
$$A_2 = -\sqrt{\frac{ls+r}{cs+g}}I(s,0) = -Z_0 I(s,0) \tag{1.11}$$

$$B_2 = -\sqrt{\frac{cs+g}{ls+r}}V(s,0) = -\frac{V(s,0)}{Z_0} \tag{1.12}$$

เมื่อ Zo เป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Charcteristic Impedance) ของยูนิฟอร์มไลน์

$$Z_0 = \frac{\sqrt{ls+r}}{cs+g} \tag{1.13}$$

ฉะนั้นทางอินพุทและเอาท์พุทพอร์ทของสายส่งที่ได้จากสมการ (1.6) ถึงสมการ (1.13) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.3



รูปที่1.3 แสดงอินพุทและเอาท์พุทพอร์ทของสายส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเน็ทเวอร์ทในรูป1.3 สามารถเขียนเป็นพารามิเตอร์ ABCD ในรูปเมตริกซ์ (Matrix) ได้ดังสมการ (1.14)

$$\begin{bmatrix} V1 \\ I1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V2 \\ -I2 \end{bmatrix} \tag{1.14}$$

ซึ่งสามารถแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์เป็น Inverse Transmission Matrix จะได้สมการยูนิฟอร์มไลน์ คือ

$$\begin{bmatrix} V(s,d) \\ -I(s,d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \Gamma d & Z_0 \sinh \Gamma d \\ \dfrac{\sinh \Gamma d}{Z_0} & \cosh \Gamma d \end{bmatrix} \tag{1.15}$$

ในทำนองเดียวกัน ในการแปลงค่าพารามิเตอร์ของเมตริกซ์ไปเป็นพารามิเตอร์ของ Open Circuit Impedance และพารามิเตอร์ของ Short Circuit Admittance จะได้ดังนี้

$$[Z] = Z_0 \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & \operatorname{csch} \Gamma d \\ \operatorname{csch} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \tag{1.16}$$

$$[Y] = \frac{1}{Z_0} \begin{bmatrix} \coth \Gamma d & -\operatorname{csch} \Gamma d \\ -\operatorname{csch} \Gamma d & \coth \Gamma d \end{bmatrix} \tag{1.17}$$

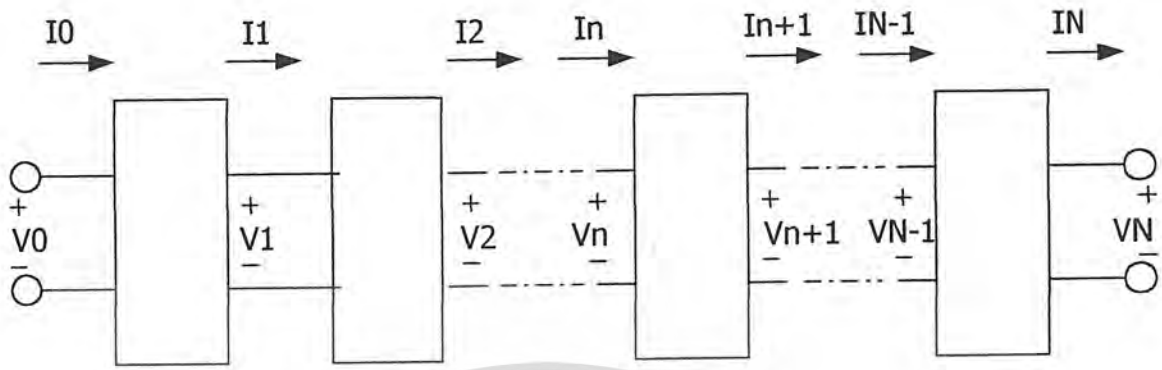
<u>หมายเหตุ</u> สำหรับที่มาของสมการสามารถศึกษาค้นคว้าได้จากเรื่องของสายส่ง

โครงสร้างของลัมด์พารามิเตอร์

การประมาณโครงสร้างแบบลัมด์ (Lumped) เทียบกับโครงสร้างแบบดิสทริบิวท์ จะต้องใช้เน็ทเวอร์ทแบบ 2 พอร์ท ที่เหมือนกับจำนวนหลายชุดประกอบเข้าด้วยกัน ดังรูป1.4 โดยที่แต่ละชุดจะต้องมีขนาดเล็กและมีจำนวนมากเมื่อเทียบต่อ 1 หน่วยความยาวจำนวนชุดของลัมด์ที่เพียงพอที่จะแสดงคุณสมบัติของดิสทริบิวท์เน็ทเวอร์ทขึ้นอยู่กับความเที่ยงตรงที่เราต้องการ และ

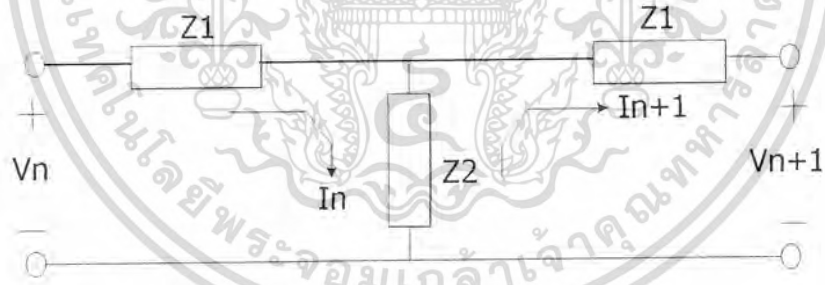
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงความถี่ที่ใช้ในเทอมเวลาคงที่ (Time Constant) ของสายถ้าเป็นไปได้เราจะต้องใช้จำนวนชุดของลัมค์ ให้มีจำนวนใกล้อนันต์ (Infinity) ถึงจะได้โครงสร้างแบบดิสทริบิวท์



รูปที่1.4 แสดง 2-Port Network Model

สำหรับสายส่งแบบยูนิฟอร์มที่มีความยาวจำกัด สามารถประมาณโดยใช้โครงสร้างของลัมค์แบบ 2 พอร์ทจำนวนหลายๆชุด ดังรูป1.4 ในส่วนของหนึ่งสายมีโครงสร้างแบบ T ซึ่งเขียนได้แสดงในรูป1.5



รูปที่1.5 แสดงโครงสร้างแบบ T-Network

จากรูป 1.5 จะได้สมการ Inverse Transmission Matrix ของเน็ทเวอร์ทแบบ 2 พอร์ท คือ

$$\begin{bmatrix} V_N \\ -I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh N\zeta & Z_2 \sinh N\zeta \\ \dfrac{\sinh N\zeta}{Z_2 \sinh \zeta} & \cosh N\zeta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \qquad (1.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

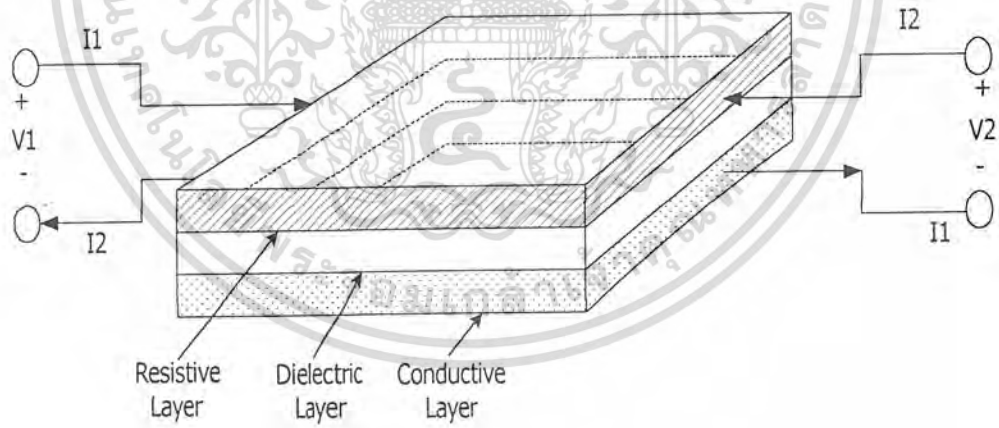
จากสมการ (1.18) ถ้าแปลงเมตริกซ์เป็นพารามิเตอร์ของ Short Circuit Admittance ซึ่งจะได้ว่า

$$[Y]=\frac{1}{Z_2 \sinh\zeta}\begin{bmatrix}\cosh N\zeta & -\operatorname{csc}hN\zeta\\ -\operatorname{csc}hN\zeta & \cosh N\zeta\end{bmatrix} \qquad (1.19)$$

จากสมการ (1.19) จะเห็นว่าเหมือนกับสมการ (1.17) ของเน็ทเวอร์ทแบบดิสทริบิวท์โดยเป็นคุณลักษณะทางอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของสาย

โครงสร้างของดิสทริบิวท์อาร์ซี

เน็ทเวอร์ทแบบดิสทริบิวท์อาร์ซี สามารถทำให้อยู่ภายในไอซีโดยมี 2 พอร์ท และมีโครงสร้างดังรูปที่ 1.6 ซึ่งประกอบกันขึ้นจากส่วนต่างๆดังนี้ คือ ส่วนบนสุดจะเป็นชั้นของความต้านทาน (Resistive Layer) รองลงมาเป็นชั้นของฉนวน (Dielectric Layer) และชั้นของตัวนำ (Conductive Layer) ความหนาของแต่ละชั้นประมาณ 10^{-5} นิ้ว จึงทำให้วงจรมีขนาดเล็กมาก (Microcircuits) โดยมีโครงสร้าง 2 อย่างคือ โครงสร้าง Thin-Film และโครงสร้าง Monolithic

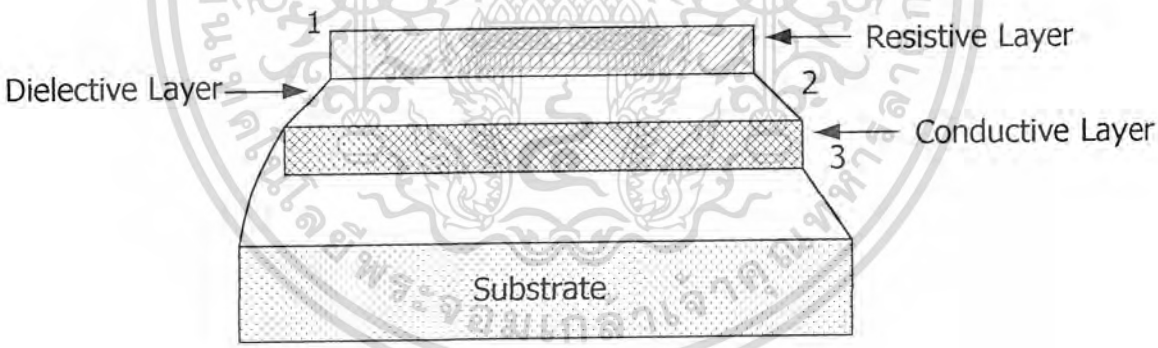


รูปที่ 1.6 แสดงโครงสร้างของพอร์ท ดิสทริบิวท์อาร์ซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

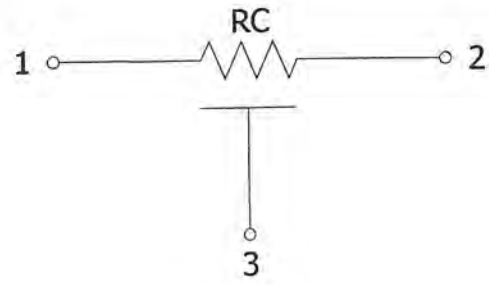
โครงสร้าง Monolithic ประกอบชั้นของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor) ถูกทำเป็นรูปสี่เหลี่ยมเล็กๆดังเช่น Distributed Resistance ได้จาก Lighty Doped ของสารกึ่งตัวนำและ Distributed Capacitance ได้จากการป้อนกระแสไบแอสกลับข้าง (Reverse Bias) ของรอยต่อภายใน P-N Junction

Microcircuit จะถูกนำมาใช้สำหรับ Distributed RC Active Network การทำงานทางไฟฟ้าจากโครงสร้างขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของวัตถุ และรูปทรงเลขาคณิต วิธีการที่จะใช้ในการผลิตขึ้นอยู่กับข้อกำหนดขนาดของโครงสร้างคุณลักษณะทางการทำงานตัวอย่างโครงสร้างของวงจร Uniformly Distributed RC ซึ่งอยู่ในไอซีแสดงดังรูปที่ 1.7 (ก) และมีสัญลักษณ์ของวงจรดังรูป 1.7 (ข) และเน็ทเวอท์แบบ 2 พอร์ต ของ Distributed RC โดยมีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 1.8 (ข) ถ้าพิจารณาพารามิเตอร์ r ,c และ g เราจะได้ว่าขณะที่ความสูญเสียของการรั่วไหล (Leakage) ของความนำ g(x) ในฉนวน มีค่าน้อยเป็นที่ยอมรับได้ เมื่อค่าความนำมีค่าน้อยกว่าค่า Capacitance มากๆ จะสามารถตัดค่า g ทิ้งได้ คือให้ g มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะได้ Network Distributed RC ถ้า r และ c ไม่แปรเปลี่ยนตามความยาวของ x จะเป็นแบบ Uniformly Distributed RC ในกรณีเดียวกับ ถ้า r และ c แปรเปลี่ยนตามความยาวของ x จะเป็นแบบ Non Uniformly Distributed RC ดังแสดงในรูปที่ 1.9 (ก) ในขณะที่เส้นโค้งบ่งบอกถึงเป็น Non Uniformly ถ้าเส้นใต้ R เป็นเส้นตรงจะเป็น Network แบบ Uniformly Distributed RC Line ดังแสดงในรูปที่ 1.9 (ข)



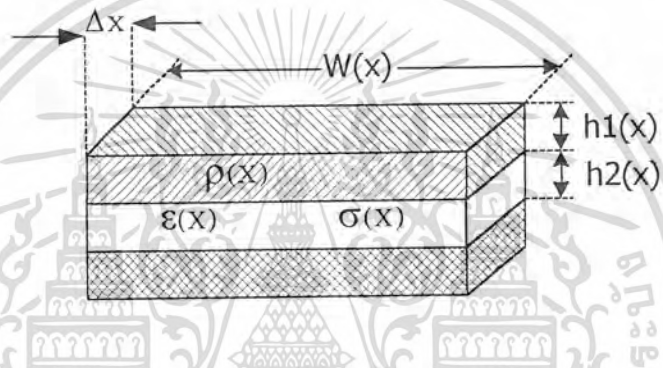
(ก) โครงสร้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

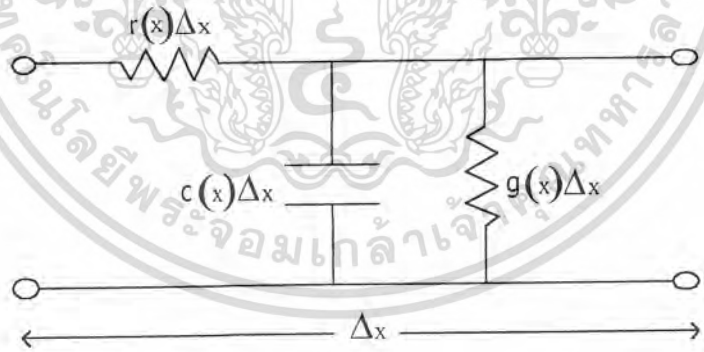


(ข) สัญลักษณ์

รูปที่1.7 แสดงโครงสร้างและสัญลักษณ์ของยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี



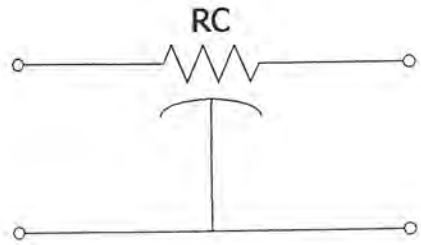
(ก)แสดงโครงสร้าง



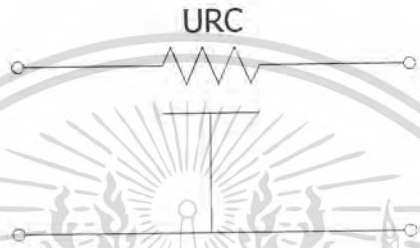
(ข) วงจรเน็ทเวอร์ทของส่วนย่อย Δx ของดิสทริบิวท์อาร์ซี

รูปที่1.8 แสดงโครงสร้างและวงจรเน็ทเวอร์ทของส่วนย่อย Δx ของดิสทริบิวท์อาร์ซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) Nonuifrom



(ข) uifrom

รูปที่1.9 แสดงสัญลักษณ์ของดิสทริบิวท์อาร์ซี

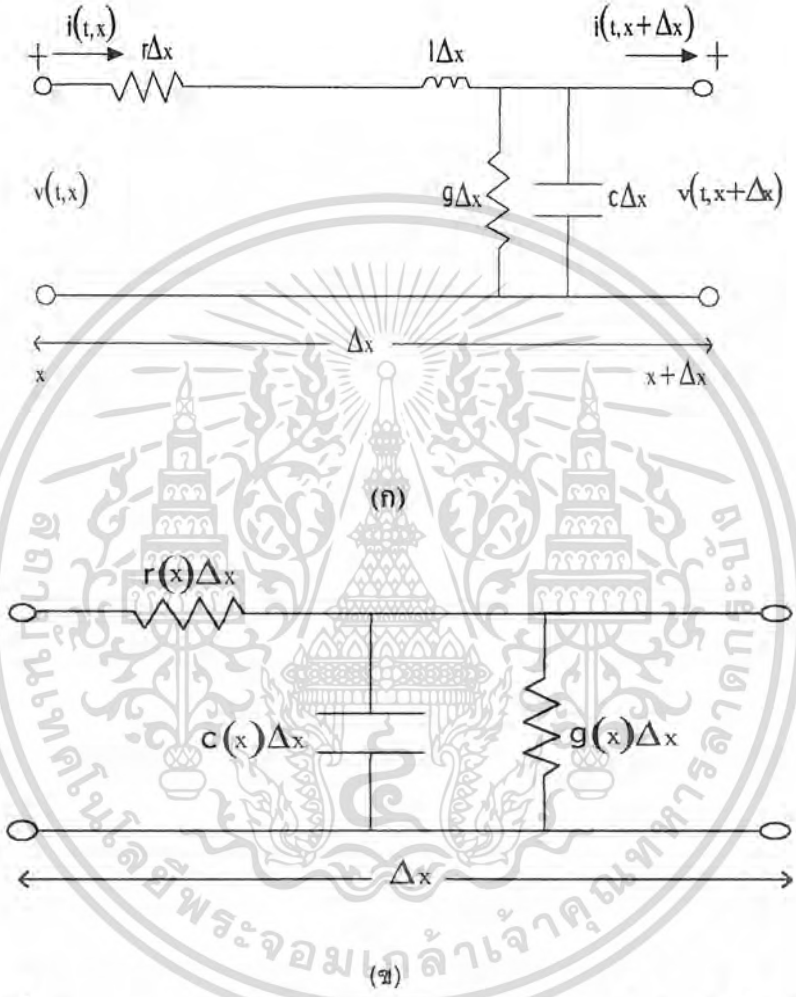
สำหรับโครงงานนี้เป็นการใช้ Double Uniformly Distributed RC Line ในการออกแบบวงจร Filter จึงขอกล่าวถึง Network แบบ Double Uniformly Distributed RC Line และแบบ Uniformly Distributed RC Line ซึ่งค่า r และ c ไม่เปลี่ยนแปลงตามค่าของ x ความสัมพันธ์ของการเปลี่ยนแปลงแรงดันและกระแสจะเหมือนกันกับสมการ (1.15) ของ Uniformly Line โดยให้ Inductance (l) และConductance (g) มีค่าเท่ากับศูนย์ สำหรับสายที่มีช่วงความยาว d จะได้ผลรวมของความต้านทานทั้งหมด R = rd และผลรวมของคี่ประจุทั้งหมด C = cd ฉะนั้นสมการ (1.16) และ (1.17) ตัว Uniformly Distributed RC สามารถเขียน พารามิเตอร์ อยู่ในรูปความต้านทาน (Impedance) และ พารามิเตอร์ความนำ (Admittance parameter) ได้คือ

$$[z]=\sqrt{\frac{R}{SC}\begin{bmatrix}\cosh\sqrt{SRC} & \operatorname{csch}\sqrt{SRC}\\ \operatorname{csch}\sqrt{SRC} & \cosh\sqrt{SRC}\end{bmatrix}} \qquad (1.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$[Y]=\sqrt{\frac{S}{RC}\begin{bmatrix}\cosh\sqrt{SRC} & -\operatorname{csch}\sqrt{SRC}\\ -\operatorname{csch}\sqrt{SRC} & \cosh\sqrt{SRC}\end{bmatrix}} \qquad (1.21)$$

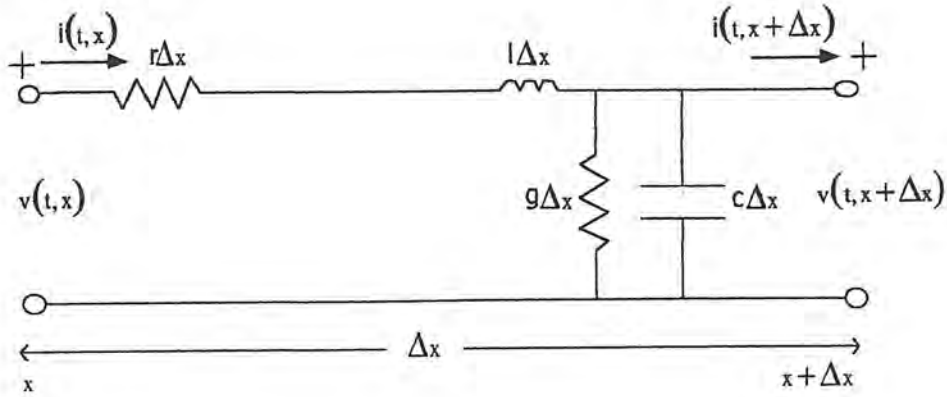
การวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ของดิสทริบิวท์อาร์ซี



รูปที่ 1.10 แสดงการเปรียบเทียบโครงสร้างของสายส่ง และดิสทริบิวท์อาร์ซี

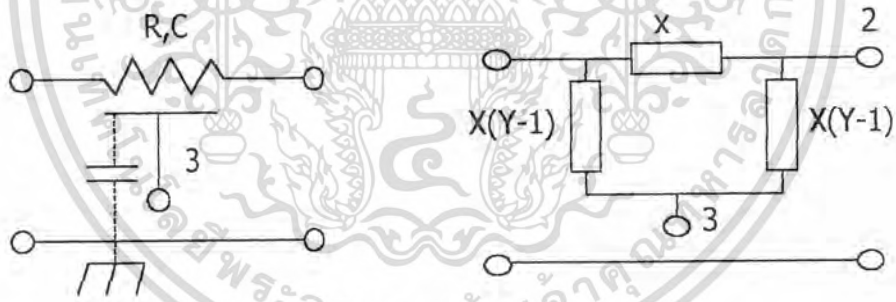
จากรูปซึ่งเป็นโครงสร้างของสายส่ง ที่มีค่าพารามิเตอร์อินดัคแตนซ์ L, คาปาซิเตอร์ C,รีซิสเตอร์ R,และคอนดัคแตนซ์ g กระจายอยู่ตลอดความยาวสาย ถ้าค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ไม่มีความสัมพันธ์กับความยาวของสายส่งชนิดนี้ว่า สายส่งแบบยูนิฟอร์ม (Uniformly Transmission Line) ในทำนองโครงสร้างเหมือนกับโครงสร้างเดียวกันจากรูป (ข) ซึ่งเป็นโครงสร้างเน็ทเวอร์ทแบบ 2 พอร์ทของดิสทริบิวท์อาร์ซีโดยจะมี ลักษณะสายส่งรูป (ก)ขณะที่ค่าของความนำ g นั้นมีค่าน้อยมากๆ จนสามารถตัดทิ้งคือค่า g เป็นศูนย์ก็จะได้เน็ทเวอร์ทแบบดิสทริบิวท์อาร์ซี ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.11 โครงสร้างของดิสบิวท์อาร์ซี เมื่อค่าความนำ g มีค่าน้อยมากๆ

ถ้าค่าของรีซีสแตนซ์ r และคาปาซิเตอร์ c ไม่เปลี่ยนไปตามความยาวของ X ก็จะเป็นแบบยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี เช่นเดียวกับสายส่ง แต่ถ้าเปลี่ยนแปลงตามความยาวของ X ก็จะเป็นแบบนอนยูนิฟอร์มอาร์ซี สำหรับการวิเคราะห์เน็ทเวอร์ทแบบดิสทริบิวท์อาร์ซี นั้นจะใช้ตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซีแบบ 3 พอร์ทมาทำการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ จากรูป (ก) จะแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและเพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์จะทำการแปลงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้ามาเป็นสัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์รูป (ข)



(ก) สัญลักษณ์ทางไฟฟ้า (ข) สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์

$$X = \frac{\sqrt{SRC}}{R \sinh \sqrt{SRC}} \qquad Y = \cosh \sqrt{SRC}$$

รูปที่ 1.12 แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้า และสัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์

โดยอาศัยหลักการ Floating Matrix เพื่อทำการหาค่าแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ [Yij] ของนิยูฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซีสามารถกระทำได้ดังนี้เปลี่ยนสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าเป็นสัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ ดังรูป (ข)

จากเน็ทเวอร์ทของยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซีโดยใช้ Floating Matrix ทำการหาค่าแอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ จะได้

$$\begin{bmatrix} I1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} XY & -X & -X(Y-1) \\ -X & XY & -X(Y-1) \\ -X(Y-1) & -X(Y-1) & 2X(Y-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \end{bmatrix} \tag{1.22}$$

$$= X \begin{bmatrix} Y & -1 & -(Y-1) \\ -1 & Y & -(Y-1) \\ -(Y-1) & -(Y-1) & 2(Y-1) \end{bmatrix} \tag{1.23}$$

เมื่อแทนค่า $X = \dfrac{\sqrt{SRC}}{R \sinh \sqrt{SRC}}$ และ $Y = \cosh \sqrt{SRC}$

(หมายเหตุ ค่า X และ Y ที่ถูกกำหนดนี้มาจากการวิเคราะห์ทางโครงสร้างแบบลัมด์อิลิเม็นท์เช่นเดียวกับการสายส่ง) นั้นจะได้แอดมิตแตนซ์พารามิเตอร์ของเน็ทเวอร์ทแบบยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี คือ

$$\left[Y_{ij}\right] = \frac{\sqrt{SRC}}{R \sinh \sqrt{SRC}} \begin{bmatrix} \cos \sqrt{SRC} & -1 & 1-\cosh \sqrt{SRC} \\ -1 & \cosh \sqrt{SRC} & 1-\cosh \sqrt{SRC} \\ 1-\cosh \sqrt{SRC} & 1-\cosh \sqrt{SRC} & 2(\cosh \sqrt{SRC}-1) \end{bmatrix} \tag{1.24}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ R และ C นั้นเป็นค่าผลรวมของรีซีสแตนซ์ และคาปาซิแตนซ์ของตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี ตามลำดับ และ S เป็นตัวแปรความถี่เชิงซ้อน (Complex-Frequency) เนื่องจากการแปลงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าดังรูป (ก) ไปเป็นสัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์ในรูป (ข) จะทำให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และการออกแบบเพื่อที่จะเอาตัวยูอาร์ซีไปใช้งานได้สะดวกมากขึ้น

ในทำนองเดียวกัน เมื่อใช้หลักการดังกล่าวข้างต้นมาทำการวิเคราะห์ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์เน็ทเวอร์ทของยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซีแบบ 2 พอร์ทซึ่งจะนำไปใช้ในการออกแบบวงจรตอนต่อไป

จากรูปเมื่อแปลงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าเป็นสัญลักษณ์เพื่อการวิเคราะห์ทางพีชคณิตแล้วอาศัยหลักการดังกล่าวจะได้

$$\begin{bmatrix} I1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} XY & -X \\ -X & XY \end{bmatrix} \tag{1.25}$$

$$= X \begin{bmatrix} Y & -1 \\ -1 & Y \end{bmatrix} \tag{1.26}$$

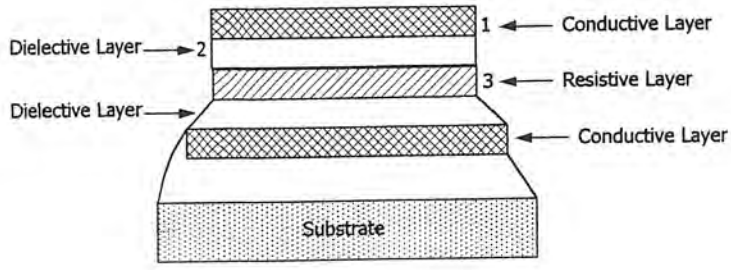
เมื่อแทนค่าของ $X = \dfrac{\sqrt{SRC}}{(S\sinh\sqrt{SRC})} \begin{bmatrix} \cosh\sqrt{SRC} & -1 \\ -1 & \cosh\sqrt{SRC} \end{bmatrix}$ แล้ว $\cosh\sqrt{SRC}$

จะได้แอดมิสแตนซ์พารามิเตอร์ $[Y_{ij}]$

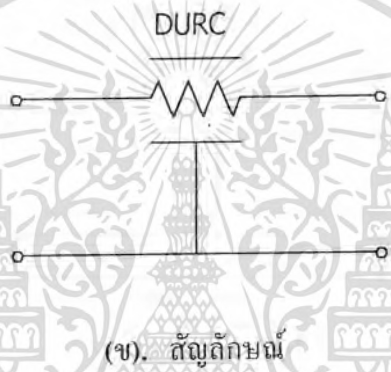
$$[Y] = \frac{\sqrt{SRC}}{R\sinh\sqrt{SRC}} \begin{bmatrix} \cosh\sqrt{SRC} & -1 \\ -1 & \cosh\sqrt{SRC} \end{bmatrix} \tag{1.27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

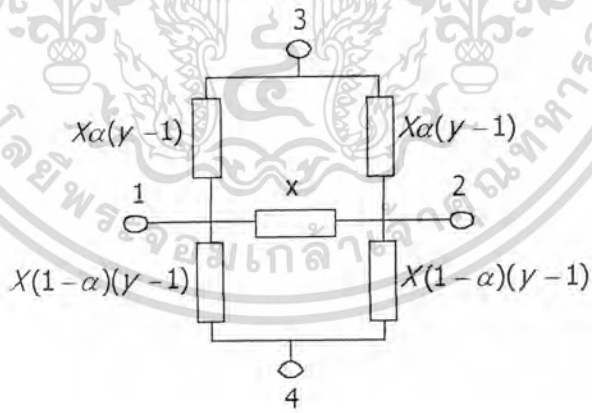
โครงสร้างและสัญลักษณ์ DURC



(ก). โครงสร้าง



(ข). สัญลักษณ์



(ค). สัญลักษณ์ทางคณิตศาสตร์

ค่าพารามิเตอร์ทางคณิตศาสตร์ของ DURC

$$\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}, y = \cosh P, X = \frac{P}{R \sinh P}, P = \sqrt{SR(C_1 + C_2)} \qquad (1.28)$$

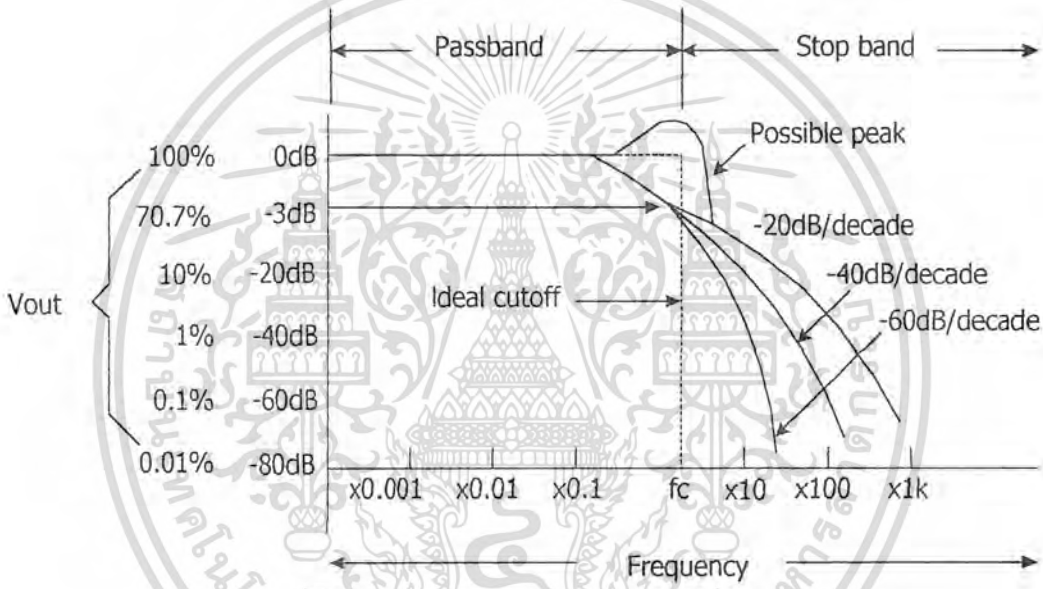
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

วงจรกรองแบบต่างๆ

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน(Low – pass filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้คือวงจรที่ทำหน้าที่กรองเอาความถี่ต่ำที่กำหนดให้ผ่านไปส่วนความถี่สูงกว่าที่เข้ามาถูกตัดออกไปหรือถูกบายพาส (By pass) ลงกราวด์ (Groud) นั้นเอง



รูปที่ 2.1 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำ

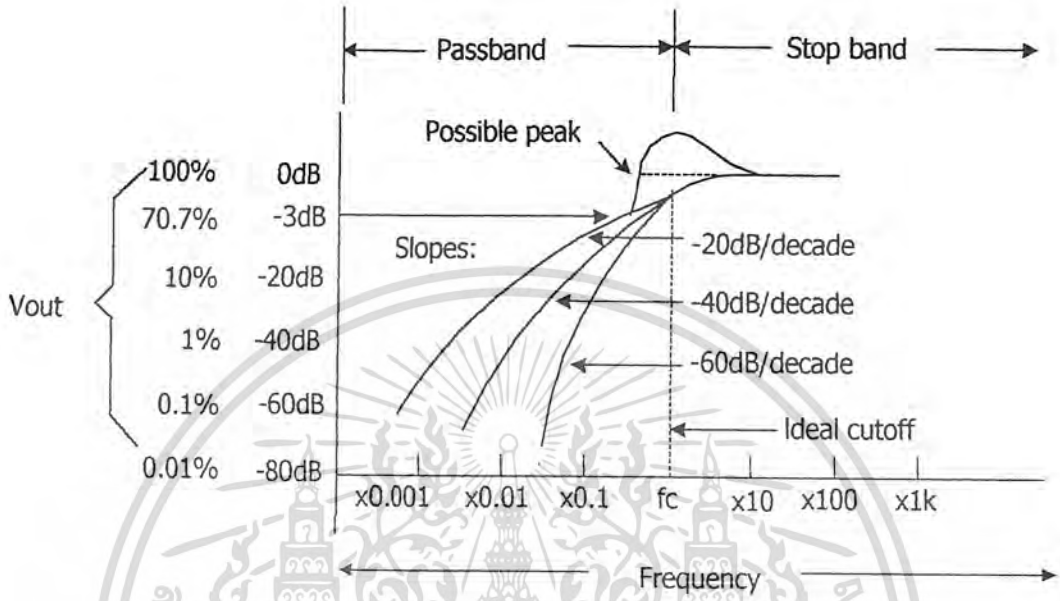
ในทางอุดมคติ จากรูปเมื่อสัญญาณที่เข้ามามีความถี่ต่ำก็จะสามารถที่จะผ่านได้ เมื่อความถี่สูงขึ้นจนถึงค่าๆ หนึ่งก็จะไม่สามารถที่จะผ่านไปได้จะถูกตัดทิ้งไปหมด เราเรียกจุดๆนั้นว่าความถี่คัทออฟ (Cut off frequency) หรือเขียนย่อได้ว่า fc แต่ในทางปฏิบัติจะพบว่าลักษณะของความถี่ที่ถูกตัดออกไปนี้จะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อยๆถูกลดอัตราการขยายลงเรื่อยๆ ลักษณะของรูปที่ได้จะมีสโลปที่ค่อยๆลาดลง จุดความถี่คัทออฟ ของกราฟที่ได้คือจุดที่ขนาด Vout เท่ากับ 0.707 ของขนาดแรงดันสูงสุด (ถ้าอัตราการขยายสูงสุดเท่ากับ 0 dB จุดความถี่คัทออฟก็จะเท่ากับ -3 dB) เราเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าว่าช่วงพาสแบน (Pass band) และเรียกช่วงของสัญญาณที่มีความถี่สูงว่า fc ว่าช่วงสต๊อปแบนด์ (Stop band)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Stop band)

คือวงจรที่ทำหน้าที่กรองให้ความถี่สูงที่กำหนดจะถูกกำจัดออกไป ซึ่งเราจะพบว่ามีการทำงานที่ตรงข้ามกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนั้นเอง



รูปที่ 2.2 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่สูง

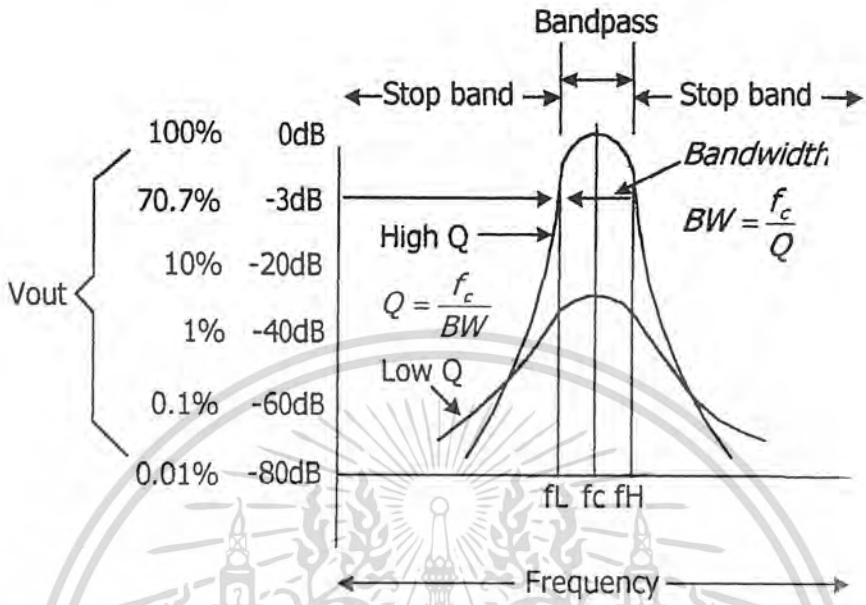
จากรูปในทางอุดมคติเราจะเห็นได้ว่าที่ความถี่ต่ำกว่าที่จะกำหนดจะไม่ปรากฏออกมาวงจรจะให้สัญญาณเอาท์พุทก็ต่อเมื่อความถี่ที่เข้ามาจะเท่ากับ หรือมากกว่าความถี่ที่กำหนดเท่านั้นแต่ในทางปฏิบัติเราจะเห็นได้ว่าไม่เป็นเช่นนั้น กล่าวคือสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่เรากำหนดก็จะปรากฏออกมาด้วยแต่จะมีอัตราขยายที่น้อยกว่า โดยอัตราขยายจะค่อย ๆ เพิ่มสูงขึ้นเมื่อสัญญาณมีความถี่เข้าใกล้ความถี่ที่กำหนด จุดที่สัญญาณมีขนาดเท่ากับ 0.707 ของขนาดแรงดันสูงสุดคือความถี่คัทออฟ หรือ fc หรือจุดที่มีอัตราขยายเท่ากับ -3 dB (ถ้าให้อัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 0 dB)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

42260

วงจรกรองความถี่เป็นช่วงๆ (Band – pass filter)

คือวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ คือวงจรที่ยอมสัญญาณบางความถี่ผ่านได้เท่านั้น จากรูปแสดงการตอบสนองความถี่เป็นช่วง



รูปที่ 2.3 แสดงการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่ช่วง

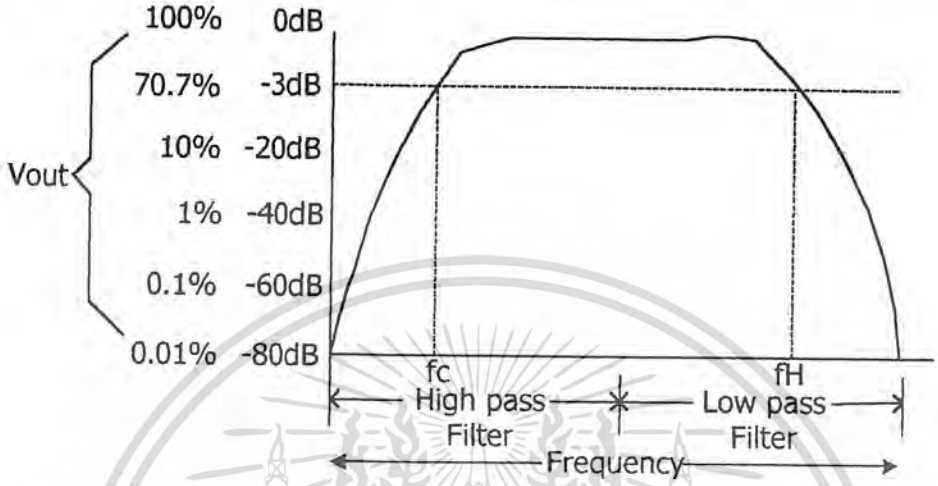
จากรูปเราจะเห็นได้ว่า ณ ความถี่เอาท์พุทที่มีขนาดสูงสุดนั้นเราเรียกว่าความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) และที่ความถี่ซึ่งแรงดันเอาท์พุทลดลงเหลือ 70.7% ทั้งด้านที่มีความถี่สูงขึ้นและที่ความถี่ลดลง เรียกว่าความถี่ fh และ fl ตามลำดับ โดยที่ความแตกต่างของความถี่ทั้งสองนี้ (fh - fl) จะแสดงเป็นแบนด์วิดธ์ (BW) ของวงจร ถ้าแบนด์วิดธ์มีขนาดต่ำกว่า ของความถี่เรโซแนนซ์ (fr) จะเรียกวงจรนี้ว่า วงจรกรองความถี่ช่วงแคบ แต่จะเรียกเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงกว้างหากแบนด์วิดท์มีค่าสูงกว่า 10% ของ fr นอกจากนี้ยังให้คำนิยามสำหรับค่า Q (Quality Facter) ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เรโซแนนซ์และแบนด์วิดท์ตามสมการ

$$Q = fr/BW$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมีค่า f_T สูงมากเท่าใดแบนด์วิดท์จะยิ่งแคบเท่านั้น(เข้าใกล้วงจรในอุดมคติซึ่งต้องการเลือกความถี่ที่ผ่านวงจรกรองได้เพียงค่าเดียว) และเอาท์พุทจะมีขนาดสูงขึ้นด้วยตามเส้นประดังรูป แสดงวงจรกรองความถี่ผ่านเป็นช่วงที่มี Q ต่อนข้างต่ำ

ในกรณีที่ต้องการวงจรกรองความถี่เป็นช่วงๆ ที่มีช่วงกว้างมากๆ เราสามารถจะเอาวงจรความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่านมาต่อร่วมกันได้เลย เราจะได้กราฟของวงจรดังนี้



รูปที่ 2.4 แสดงการนำเอาวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูงมาต่อร่วมกัน

ความถี่คัทออฟ (Cut - Off) และลักษณะโรลออฟ (Roll Off)

ความถี่คัทออฟ คือจุดหรือความถี่ที่มีขนาดของเอาท์พุทจากวงจรกรองความถี่ลดลง 0.707 หรือ -3 dB ของขนาดสูงสุด (f_{CH} และ f_{CL}) เช่น บอกว่าความถี่คัทออฟของ LPF อยู่ที่ 500 Hz คิดเป็นอัตราส่วนของเอาท์พุทต่ออินพุทที่ -3 dB แต่อินพุทคิดเป็น 0 dB ในช่วงที่ความถี่ต่ำกว่า500 Hz จะมีอัตราส่วนแรงดันเอาท์พุท กับแรงดันอินพุท –3 dB หรือขนาดแรงดันอินพุทจะมีขนาด 0.70 เท่าของแรงดันเอาท์พุทในช่วงความถี่ที่ผ่านได้สูงสุด

โรลออฟ หรือ ฟอลออฟ (Roll Off or Fall Off) คือลักษณะการลาดลงของการสนองตอบความถี่ต่ำ จากจุดคัทออฟลงมามีความชัน (Slop) มากน้อยเพียงใดมักบอกเป็นหน่วย ดีบี/ออคเตป (dB/Octive) หมายความว่าเอาท์พุทของวงจรกรองความถี่จะลดลงเท่าใด (dB) เช่นการสนองตอบของ HPF มีอัตราการโรลออฟ -6 dB/Octave หมายความว่า ณ ความถี่ต่ำกว่าจุดคัทออฟ f_{CH} จะมีเอาท์พุท -9 dB และต่ำกว่า4 เท่าจะมีเอาท์พุท -15 dB เป็นต้น ขนาดของการโรลออฟจะสัมพันธ์กับอันดับจะมีความสัมพันธ์กับค่าโรลออฟ โดยที่อันดับสูงๆของค่าโรลออฟจะสูงด้วยเช่นบอกว่าวงจรกรองความถี่อันดับหนึ่งมีโรลออฟ -6 dB/Octave แล้ว วงจรกรองความความถี่อันดับสองจะมีโรลออฟวงจรกรองความถี่อันดับสามจะมีโรลออฟ -12 dB/Octave จะเห็นว่าค่าโรลออฟจะมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนเท่าตามอันดับ ดังนั้นจำนวนอันดับจะบอกได้ว่าวงจรกรองความถี่นั้น ๆ จะสามารถตัดความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้งได้มากน้อยเพียงใด ซึ่งการสร้างแอคทีฟฟิลเตอร์ อันดับสูง ๆ จะทำได้ยากกว่ากว่าวงจรกรองความถี่อันดับต่ำ

นิยามเบื้องต้น (Preliminary Definition)

ถ้า x(t) เป็นสัญญาณเข้าทางวงจรกรอง และ y(t) เป็นสัญญาณออกจากวงจร ดังรูป และจากการทำลาปลาสทรานสฟอร์ม (Laplace Transform) จะได้

$$Y(s) = H(s)X(s)$$

รูปที่ **2.5** การแทนสัญลักษณ์ของวงจรกรองความถี่

ในที่นี้ $S = 0 + j\omega$ เป็นความถี่เชิงซ้อน (Complex Frequency) ปริมาณ Y(s) และ X(s) เป็นลาปลาสทรานสฟอร์ม Y(s) และ X(s) ตามลำดับ และในที่นี้ H(s) คือฟังก์ชั่นของวงจร (Network function) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของตัวแปรของสัญญาณออกต่อตัวแปรของสัญญาณเข้าที่ถูกแปลงแล้ว

เมื่อ $S = j\omega$ (ω ในหน่วยเรเดียนต่อวินาที) ฟังก์ชั่นของวงจรเป็นฟังก์ชั่นเชิงซ้อนซึ่งอาจจะเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$H(j\omega) = |H(j\omega)|e^{-j\theta(\omega)}$$

ในที่นี้ $H(j\omega)$ คือผลตอบสนองทางขนาด (Amplitude หรือ Magnitude Response)

$\phi(\omega)$ คือผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)

ต่อจากนี้จะพิจารณากรณีของฟังก์ชั่นหรือทรานเฟอร์ฟังก์ชั่น (Transfer Function) ที่มีความหน่วง (Delay)

$$H(j\omega) = e^{-j\omega T}$$

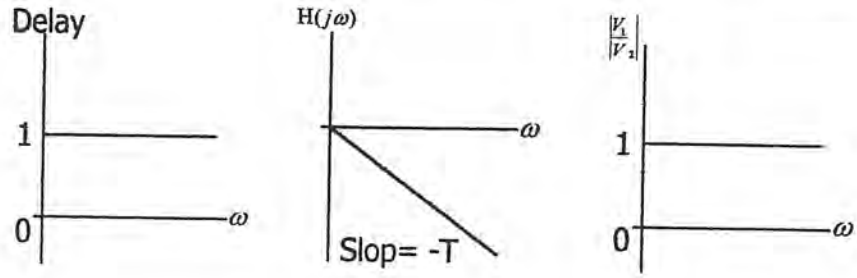
ผลตอบสนองทางขนาด $H(j\omega) = 1$

ผลตอบสนองทางเฟส $\phi(\omega) = -\omega T$

และกรุ๊ฟดีเลย์ $\omega = -\dfrac{d\phi(\omega)}{d\omega}$ วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูป ก ข ค แสดงคุณสมบัติทางเฟส ขนาด และขนาดของดีเลย์ $H(j\omega) = e^{-j\omega T}$



(ก).เฟส (ข).ขนาด (ค).กรุ๊ฟดีเลย์

รูปที่ 2.6 แสดงคุณสมบัติในอุดมคติของ (ก). เฟส (ข). ขนาด (ค). กรุ๊ฟดีเลย์

ผลตอบสนองและกรุ๊ฟดีเลย์มีความสำคัญมากขึ้นโดยสำหรับงานที่ไม่ต้องการใช้สัญญาณส่งเพี้ยน(Distort) หลังจากออกจากวงจรกรองความถี่แล้ว นั้นคือ การเพี้ยนของสัญญาณ จะไม่เกิดขึ้นเมื่อเป็นเฟสเชิงเส้น (Linear) และกรุ๊ฟดีเลย์คงที่ นอกจากนั้นผลตอบสนองทางเฟสและกรุ๊ฟดีเลย์จะมีความสำคัญหรือไม่ยังขึ้นอยู่กับงานเฉพาะอย่างอีกด้วย

ผลตอบสนองของเน็ทเวิร์คฟังก์ชั่น

- ผลตอบสนองทางขนาด (Magnitude Response)
- ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response)
- ผลตอบสนองเวลาหน่วง (Time Delay response)

ผลตอบสนองทั้งสามนี้จะถูกพิจารณาเปรียบเทียบกับความถี่ของสัญญาณอินพุท ที่มีการเปลี่ยนแปลงไป ก่อนอื่นจะพิจารณาความสัมพันธ์ของผลตอบสนองทางขนาดและทางเฟส ในตำแหน่งของโพลและซีโรของเน็ทเวอร์ทฟังก์ชั่นใดๆ

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นของเน็ทเวอร์ททั่วไป สามารถเขียนอยู่ในรูป

$$G(s)H\frac{(s-z_1)(s-z_2)...(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)...(s-p_n)}$$

โดยที่

H = อัตราขยายที่มีค่าคงที่

$z_1(i = 1,2,...,m)$ = ตำแหน่งซีโร อันดับที่

$p_1(i = 1,2,...,n)$ = ตำแหน่งโพลอันดับที่

พิจารณาผลตอบสนองในสภาวะเสถียรของสัญญาณรูปไซน์ ซึ่ง S มีค่าเท่ากับ $j\omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G(j\omega)H\frac{(j\omega - z_1)(j\omega - z_2)...(j\omega - z_m)}{(j\omega - p_1)(j\omega - p_2)...(j\omega - p_n)}$$

ถ้าให้ S_i แทน Z_i หรือ p_i โดยที่

$$S_i = \alpha + j\beta_1$$

จะได้แต่ละเทอมโพลหรือซีโรเป็น

$$(j\omega - S_1) = -\alpha + j(\omega - \beta_1) = M_i e_i^{-j\theta}$$

ซึ่งมีขนาด

$$M_i = \sqrt{\alpha_i^2 + (\omega - \beta_1)^2}$$

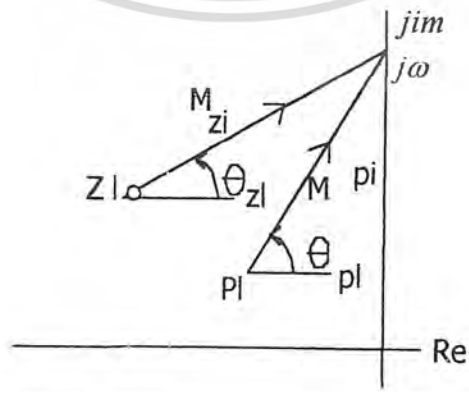
และเฟส

$$\phi_1 = \tan^{-1}\frac{\omega - \beta_1}{-\alpha_1}$$

สมการจึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$G(j\omega) = H\frac{M_{Z1}e_{Z1}^{-j\theta}M_{Z2}e_{Z2}^{-j\theta}.....M_{Zm}e_{Zm}^{-j\theta}}{M_{P1}e_{P1}^{-j\theta}M_{P2}e_{P2}^{-j\theta}.....M_{Pn}e_{Pm}^{-j\theta}}$$

$$= M(\omega)e^{-j\theta(\omega)}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรืออาจจะสรุปได้ว่า ผลตอบสนองทางขนาด $M(\omega)$ คือค่าของ H คูณกับผลคูณของขนาดของเวคเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งซีโร ไปยังความถี่ ω บนแกนจินตภาพ หารด้วยผลคูณของเวคเตอร์ที่ลากจากตำแหน่งโพลไปยังความถี่ ω เดียวกัน ส่วนผลตอบสนองทางเฟส $\phi(\omega)$ คือผลร่วมของเวคเตอร์ซีโรลบด้วยผลของมุมเวคเตอร์โพล ดังรูป

ผลตอบสนองเวลาที่หน่วง หาได้จากการพิจารณาสัญญาณในโดเมนของเวลา โดยสมมติสัญญาณอินพุท V_1 ซึ่งป้อนเข้ากับเน็ทเวอร์ทที่มีค่าหน่วงเวลา D จึงจะให้สัญญาณเอาท์พุท V_2 นั้นเอง

$$V_2(t) = V_1(t - D)$$

เนื่องจากสัญญาณใดๆ เกิดจากองค์ประกอบของสัญญาณไซน์เสมอ จึงกำหนด

$$V_1 = A\sin(\omega\tau + \phi)$$

ดังนั้น

$$V_2 = A\sin\left[\omega(\tau - D) + \phi\right]$$

หรือ

$$V_2 = A\sin\left(\omega\tau - \omega D + \varphi\right)$$

จากสมการ และจะเห็นได้ว่าสัญญาณเอาท์พุทมีเฟสต่างจากสัญญาณอินพุทคือ

$$\phi = -\omega D$$

นิยามของฟังก์ชั่นหน่วงเวลาได้จากการหาอนุพันธ์ของเทียบกับ

$$D = \frac{-d\phi}{d\omega}$$

ดังนั้น ผลตอบสนองเวลาหน่วง ก็คือค่าลบของการอนุพันธ์ผลตอบสนองทางเฟสนั้นเอง

การประมาณขนาดแบบราบเรียบที่สุด (Maximally Flat Magnitude Approximation)

ทำได้โดยเริ่มจากความสัมพันธ์ของฟังก์ชั่นของขนาด กับทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นของเน็ทเวอร์ทใด ๆ ที่ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|N(j\omega)|^2 = N(j\omega)N^*(j\omega) = N(j\omega)N(-j\omega) \quad (2.1)$$

แต่เนื่องจาก

$$N(s) = \frac{b_0 + b_1 s + b_3 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4 + ...}{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + a_4 s^4 + ...} \quad (2.2)$$

$$N(j\omega) = \frac{b_0 - b_2\omega^2 + b_4\omega^4 - ..... + j(b_1\omega - b_3\omega^3 + ...)}{a_0 - a_2\omega^2 + a_4\omega^4 - .....j(a_1\omega - a_3\omega^3 + ...)} \quad (2.3)$$

แทนค่าในสมการที่ 2.3 ลงทางขวามือของสมการที่ 2.1 จะได้คุณสมบัติแรกของ $|N(j\omega)|^2$ มีค่าเป็นอัตราส่วนของโพลิโนเมียลกำลังเลขคู่ จากสมการที่ 1-1 ถ้าให้ $\omega = \frac{s}{j}$ และกำหนดฟังก์ชั่น $T(s^2)$ ดังนี้

$$T(s^2) = |N(j\omega)^2|\Big|_{\omega=\frac{s}{j}} = N(s)N(-s) \quad (2.4)$$

จากสมการที่ 2.4 จะเห็นได้ว่า ตำแหน่งโพลและ ซีโร ของ นั้น $T(s^2)$ จะมีความสมมาตรทางควอทเดรนท์ (Quadrants Symmetry) ในระนาบของ s เสมอ กล่าวคือมีค่าอยู่ในตำแหน่งที่สมมาตรทั้งทางซีกขวาและซีกซ้ายของระนาบอ้างอิงจากจุดกำเนิด ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่จำเป็นที่ทำ $T(s^2)$ ให้มีค่าเท่ากับผลคูณ $N(s)N(-s)$ โดยทั่วไปโพลิโนเมียลเศษและส่วนของ $T(s^2)$ สามารถแยกองค์ประกอบได้อยู่ใน 3 รูปแบบดังนี้

2.4.1 $s^4 + as^2 + b$ มีรากเป็นจำนวนเชิงซ้อนที่สมมาตรทางควอทแดรท์

2.4.2 $s^2 - a$ $(a > 0)$ มีรากเป็นจำนวนจริงที่ระยะห่างจากจุดกำเนิดไปทาง ซ้ายและขวาของระนาบเท่ากับ $\sqrt{a}$

2.4.3 $s^2 + a$ $(a > 0)$ มีรากเป็นจำนวนจินตภาพที่อยู่บนแกน $j\omega$ ที่ระยะห่างจากจุดกำเนิดเท่ากับ $\sqrt{a}$ เช่นกัน

จากที่กล่าวมา จะเห็นว่าถ้าฟังก์ชั่นขนาดกำลังสอง $|N(j\omega)|$ ของฟังก์ชั่นเศษส่วน $N(s)$ มาให้ โดยมีเงื่อนไขว่า

- ฟังก์ชั่น $|n(j\omega)|^2$ เป็นอัตราส่วนของโพลิโนเมียลกำลังคู่ในเทอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ฟังก์ชั่น $T(s^2)$ ซึ่งนิยาม ต้องมีจำนวนโพลหรือซีโร่บนแกน $j\omega$ เป็นของเลขจำนวนคู่ เงื่อนไขทั้งสองนี้ย่อมพอเพียงสำหรับการแยกองค์ประกอบของ $T(s^2)$ ที่อยู่ในรูปผลคูณ $N(s)N(-s)$ โดยเลือกเอาครึ่งหนึ่งของโพลทั้งหมดจาก $T(s^2)$ ได้แก่โพลที่อยู่ทางซ้ายมือของระนาบกับครึ่งหนึ่งของคู่โพลบนแกน $j\omega$ ให้เป็นโพลของ $n(s)$ และทำนองเดียวกันก็เลือกเอาครึ่งหนึ่งของซีโร่ $T(s^2)$ ซึ่งอาจจะเป็นซีโร่ทางซ้ายมือหรือขวามือก็ได้ กับครึ่งหนึ่งของซีโร่บนแกน $j\omega$ ให้เป็นซีโร่ของ $N(s)$ การจำกัดให้เลือกใช้โพลทางซ้ายมือของระนาบจาก $T(s^2)$ นี้ เนื่องจากการพิจารณาในด้านการเสถียรภาพของฟังก์ชั่นนั่นเอง

ฟังก์ชั่นขนาดกำลังสองที่อธิบายมานี้สามารถนำไปใช้ได้ทั่วไปสำหรับในที่นี้จะแสดงให้เห็นถึงฟังก์ชั่นขนาดกำลังสองที่มีความถี่ในย่านต่ำๆ ตั้งแต่ ศูนย์ ที่มีความราบเรียบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ซึ่งทำได้โดยการให้สมการอนุพันธ์อันดับต่างๆ เท่าที่จะเป็นไปได้ของฟังก์ชั่นที่มีค่าเป็นศูนย์ที่ $\omega = 0$ rad/s ฟังก์ชั่นชนิดนี้เรียกว่า แมกซิมัลลีแฟลท (Maximally Flat) ก่อนอื่น พิจารณาฟังก์ชั่นขนาดกำลังสอง $|N(j\omega)|^2$ ในรูปทั่วไปคือ

$$|N(j\omega)|^2 = H^2 \frac{1 + b_1\omega^2 + b_2\omega^4 + ...}{1 + a_1\omega^2 + a_2\omega^4 + ...} \tag{2.5}$$

ทำการหารโพลิโนเมียลเศษด้วยโพลิโนเมียลส่วน จะได้

$$|N(j\omega)|^2 = H^2\left[1 + (b_1 - a_2)\omega^2 + (b_2 - a_2 + a_1{}^2 - a_1 b_1)\omega^4 + ...\right] \tag{2.6}$$

และมาพิจารณาอนุกรมแม็คคลอริน (Maclaurin Series) หรือการกระจายอนุกรมเทเลอร์ (Tayor) รอบจุดกำเหนิดฟังก์ชั่น $F(\omega)$ ใดๆ ซึ่งอยู่ในรูป

$$F(\omega) = F(0) + \frac{F^1\omega\,|_{\omega=0}}{1!} + \frac{F^2\omega\,|_{\omega=0}}{2!} + \frac{F^3\omega\,|_{\omega=0}}{3!} + ...$$

เมื่อ F^i คืออนุพันธ์อันดับที่ i ของ $F(\omega)$ ซึ่งแทนค่า $\omega = 0$ เปรียบเทียบสมการนี้กับสมการ $|N(j\omega)|^2$ ที่มีอนุพันธ์จำนวนคี่เป็นศูนย์อยู่แล้ว และเพื่อที่จะอนุพันธ์อันดับสองมีค่าเป็นศูนย์จะต้องให้สัมประสิทธ์ a_1 เท่ากับ b_1 ในทำนองเดียวกัน สำหรับอนุพันธ์อันดับสี่จะต้องเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

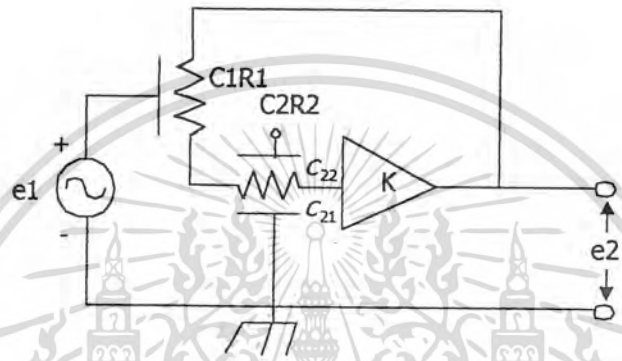
ต่อเมื่อ a เท่ากับ b เป็นต้น ดังนั้น รูปทั่วไปของฟังก์ชั่นขนาดกำลังสอง $|N(j\omega)|^2$ ในสมการ 2.5 จะมีค่าความราบเรียบที่สุดก็ต่อเมื่อ $a_1 = b_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

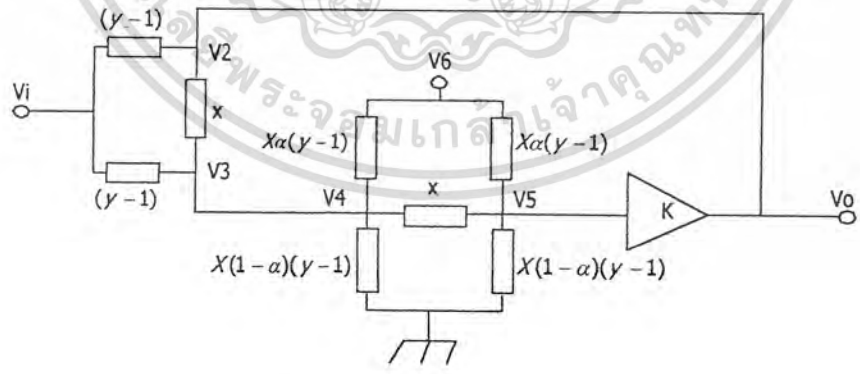
บทที่ 3

การคำนวนหาค่าทรานเฟอร์ฟังก์ชั่น

1) BPF with one notch characteristics



รูป3.1 วงจร BPF



รูป 3.2 การคำนวณทางคณิตศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ DURC

$$\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}, y = \cosh P, X = \frac{P}{R \sinh P}, P = \sqrt{SR(C_1 + C_2)}$$

$$\begin{bmatrix} I1 \\ I2 \\ I3 \\ I4 \end{bmatrix} = X \begin{bmatrix} y & -1 & -\alpha(y-1) & -(\alpha-1)(y-1) \\ -1 & y & -\alpha(y-1) & -(\alpha-1)(y-1) \\ -\alpha(y-1) & -\alpha(y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha^2(y-1) - & \frac{-\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha(1-\alpha)(y-1) \\ -(\alpha-1)(y-1) & -(\alpha-1)(y-1) & \frac{-\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + 2\alpha(1-\alpha)(y-1) & \frac{\alpha(1-\alpha)P^2}{XR} + \alpha(1-\alpha)^2(y-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \\ V4 \end{bmatrix}$$

ที่จุดที่ 4

$$0 = -\alpha_2(y_2 - 1)v_1 - \alpha_2(y_2 - 1)v_2 + (\frac{\alpha_2(1-\alpha_2)p_2^2}{x_2 R_2} + 2\alpha_2^2(y_2 - 1))v_3$$

$$v_3 = \frac{\alpha_2(y_2 - 1)(v_1 + v_2)}{\alpha_2(1-\alpha_2)p_2 \sinh p_2 + 2\alpha_2^2(y_2 - 1)}; X = \frac{p}{R \sinh p}, y = \cosh p \qquad (3.1)$$

ที่จุดที่ 2

$$0 = -v_1 + y_2 v_2 - \alpha_2(y_2 - 1)v_3$$

$$v_1 = y_2 v_2 - \alpha_2(y_2 - 1)(\frac{\alpha_2(y_2 - 1)(v_1 + v_2)}{\alpha_2(1-\alpha_2)p \sinh p + 2\alpha_2^2(y_2 - 1)})$$

$$(1 + \frac{\alpha_2^2(y_2 - 1)^2}{\alpha_2(1-\alpha_2)p \sinh p + 2\alpha_2^2(y_2 - 1)})v_1 = (y_2 - \frac{\alpha_2^2(y_2 - 1)^2(v_1 + v_2)}{\alpha_2(1-\alpha_2)p \sinh p + 2\alpha_2^2(y_2 - 1)})v_2$$

$$(\alpha_2(1-\alpha_2)p \sinh p + 2\alpha_2^2(y_2 - 1) = (\alpha_2 y_2(1-\alpha_2)p \sinh p + 2y_2\alpha_2^2(y_2 - 1) + \alpha_2^2(y_2 - 1))v_1 \quad + \alpha_2^2(y_2 - 1))v_2$$

$$((1-\alpha_2)p \sinh p + \alpha_2(y_2^2 - 1))v_1 = (y_2(1-\alpha_2)p \sinh p + \alpha_2(y_2^2 - 1))v_2$$

$$((1-\alpha_2)p + \alpha_2 \sinh p)v_1 = ((1-\alpha_2)p \cosh p + \alpha_2 \sinh p)v_2$$

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{(1-\alpha_2)p \cosh p + \alpha_2 \sinh p}{(1-\alpha_2)p + \alpha_2 \sinh p} \qquad (3.2)$$

ที่จุดที่ 1

$$I_1' = x_2 y_2 v_1 - x_2 v_2 - \alpha_2 x_2(y_2 - 1)v_3$$

$$I_1 = x_1 y_1 v_1 - x_1 v_O - x_1(y_1 - 1)v_i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_1' + I_1 = 0 = (x_2y_2 + x_1y_1)v_1 - x_2v_2 - x_1v_O - x_1(y_1 - 1)v_i - \alpha_2 x_2(y_1 - 1)v_3 \tag{3.3}$$

แทนค่าV3ในสมการ(3.1)ลงในสมการ(3.3)

$$x_1(y_1 - 1)v_i = (x_2y_2 + x_1y_1)v_1 - x_2v_2 - x_1v_O - \frac{\alpha_2^2 x_2(y_2 - 1)^2 v_1}{\alpha_2 p(1-\alpha_2)\sinh p + 2\alpha_2^2(y_2 - 1)}$$
$$- \frac{\alpha_2^2 x_2(y_2 - 1)^2 v_2}{\alpha_2 p(1-\alpha_2)\sinh p + 2\alpha_2^2(y_2 - 1)}$$

แทนค่าV1ในสมการ(3.2), V2=Vo/k และให้ y1=y2=y, x1=x2=x

$$x(y-1)v_i = \frac{2xy(p(1-\alpha)\cosh p + \alpha\sinh p)v_O}{(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)k_1} - x\frac{v_O}{k_1} - xv_O$$
$$- \frac{\alpha^2 x(y-1)^2(p(1-\alpha)\cosh p + \alpha\sinh p)v_O}{k_1(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)(\alpha p(1-\alpha)\sinh p + 2\alpha^2(y-1))}$$
$$- \frac{\alpha^2 x(y-1)^2 v_O}{k_1(\alpha p(1-\alpha)\sinh p + 2\alpha^2(y-1))}$$

เอา $(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)$ คูณตลอด

$$x(y-1)(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)k_1v_i = 2xy(p(1-\alpha)\cosh p + \alpha\sinh p)v_O$$
$$-x(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)v_O$$
$$-xk_1(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)v_O$$
$$-\frac{\alpha^2 x(y-1)^2(p(1-\alpha)y + \alpha\sinh p)v_O}{\alpha p(1-\alpha)\sinh p + 2\alpha^2(y-1)}$$
$$-\frac{\alpha x(y-1)^2(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)v_O}{\alpha p(1-\alpha)\sinh p + 2\alpha^2(y-1)} \tag{3.4}$$

เราจะเอาสมการที่(3.4)มาแยกคิดทีละพจน์

$$x(y-1)(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)k_1v_i = xp\alpha(y-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh p}{p})k_1v_i$$

$$xk_1(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)v_O = xp\alpha k_1(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh p}{p})v_O$$

$$\frac{\alpha^2 x(y-1)^2(p(1-\alpha)y+\alpha\sinh p)v_O}{\alpha p(1-\alpha)\sinh p + 2\alpha^2(y-1)} + \frac{\alpha x(y-1)^2(p(1-\alpha)+\alpha\sinh p)v_O}{\alpha p(1-\alpha)\sinh p + 2\alpha^2(y-1)}$$
$$= xp\alpha((y-1)\frac{\sinh p}{p})v_O$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

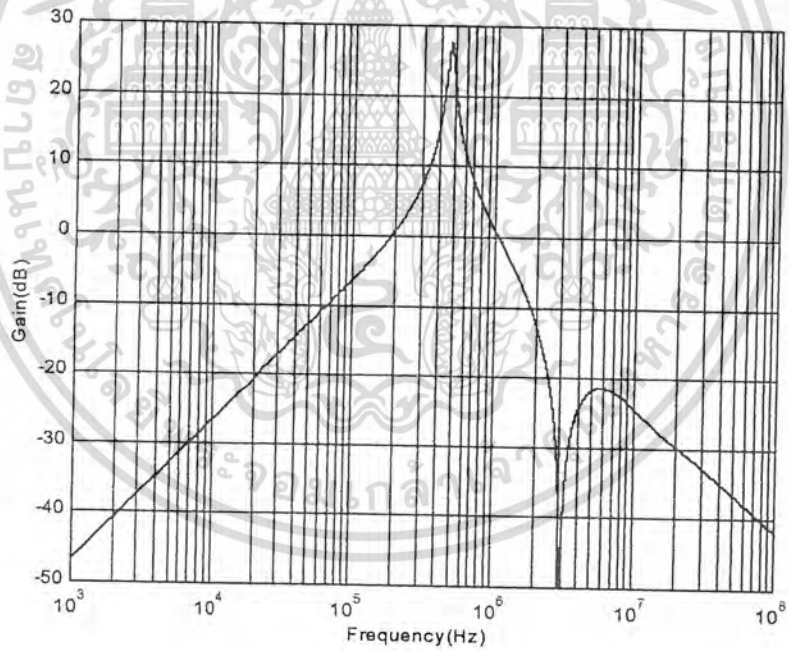
$$2xy(p(1-\alpha)\cosh p + \alpha \sinh p)v_O - x(p(1-\alpha)\cosh p + \alpha \sinh p)v_O$$
$$= xp\alpha((2y^2-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + (2y-1)\frac{\sinh p}{p})v_O$$

แทนค่าลงในสมการที่(3.4)

$$xp\alpha(y-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh p}{p})k_1 v_i = xp\alpha((2y^2-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + (2y-1)\frac{\sinh p}{p})v_O$$
$$- xp\alpha k_1(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh p}{p})v_O$$
$$- xp\alpha((y-1)\frac{\sinh p}{p})v_O$$

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{(y-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P})K_1}{(2y^2-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + y\frac{\sinh P}{P} - K_1(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P})}$$

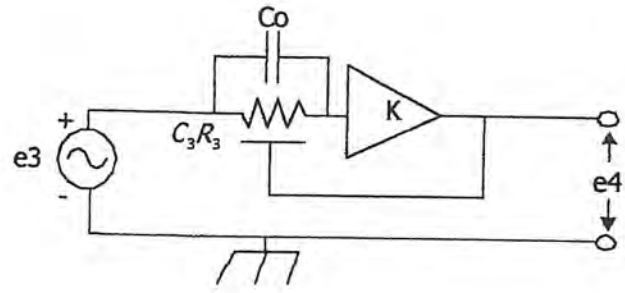
$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{(\cosh P - 1)(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P})K_1}{\cosh 2P\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh 2P}{2P} - K_1(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P})} \quad (3.5)$$



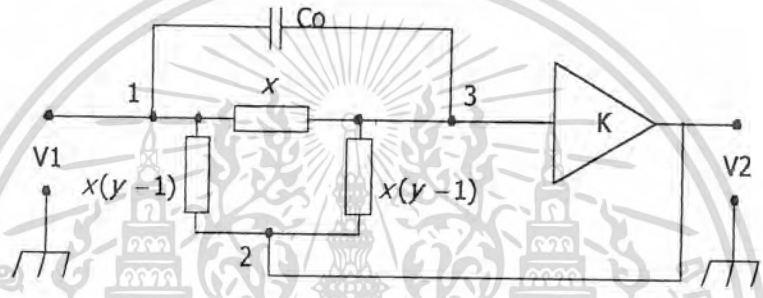
รูป 3.3 กราฟแสดง Frequency responses for the various values of K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) Active notch characteristics circuit



รูป 3.4 วงจร Active notch characteristics



รูป 3.5 การคำนวณทางคณิตศาสตร์

สมการ URC

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = x \begin{bmatrix} Y & -1 & -(Y-1) \\ -1 & Y & -(Y-1) \\ -(Y-1) & -(Y-1) & 2(Y-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \end{bmatrix}$$

(จากกฎของโหนดโวลท์เตจ)

$$0 = (sC_o + x + x(y-1))\, v_3 - v_i sC_o - v_i x - x(y-1)v_o$$

$v_3 = \frac{v_o}{k_2}$;

$$0 = \frac{v_o sC_o}{k_2} + \frac{xv_o}{k_2} + \frac{xv_o(y-1)}{k_2} - sC_o v_i - xv_i - xv_o(y-1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_i(sc_o + x) = v_o(\frac{sc_o}{k_2} + \frac{x}{k_2} + \frac{x(y-1)}{k_2} - x(y-1)$$

$$\frac{v_o}{v_I} = \frac{sc_o + x}{\frac{x}{k_2}(\frac{sc_o}{x} + y - yk_2 + k_2)}$$

$$= \frac{(\frac{sc_o}{x} + 1)k_2}{\frac{sc_o}{x} + y + k_2(1-y)}$$

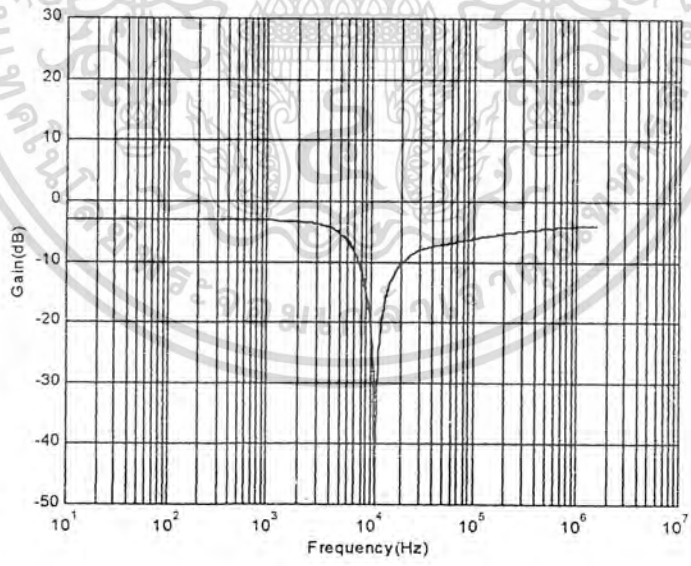
ให้ $x = \frac{p}{R_3 \sinh p}$ และ $y = \cosh p$

$$= \frac{(\frac{sc_o R_3 \sinh p}{p} + 1)k_2}{\frac{sc_o R_3 \sinh p}{p} + \cosh p + k_2(1 - \cosh p)}$$

$$= \frac{(sc_o R_3 \sinh p + p)k_2}{sc_o R_3 \sinh p + p\cosh p + pk_2(1 - \cosh p)}$$

ทำ $sc_o R_3$ ให้หายไปโดยนำ $\frac{p}{sc_o R_3}$ คูณทั้งบนและล่างดังนั้นเราจะได้สมการดังนี้

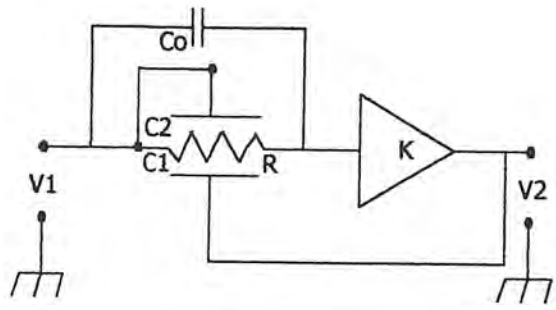
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(\frac{C}{C_o} + P\sinh P)K_2}{\frac{C}{C_o}\cosh P + P\sinh P + K_2\frac{C}{C_o}(1 - \cosh P)} \qquad (3.5)$$



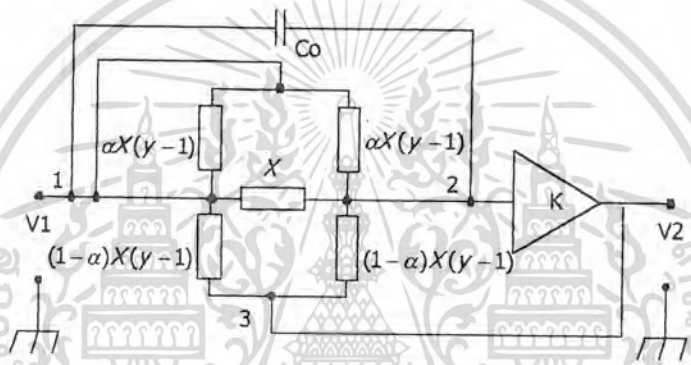
รูป 3.6 กราฟแสดง Frequency responses for the various values of K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) Tunable notch filter



รูป 3.7 วงจร Tunable notch filter



รูป 3.8 การคำนวณทางคณิตศาสตร์

(จากกฎของโหนดโวลท์เตจ)

$$0=[sC_o+\alpha x(y-1)+x+x(1-\alpha)(y-1)]V_2-sC_oV_1-x\alpha(y-1)V_1-xV_1-xV_o(y-1)(1-\alpha)$$

$$V_2=\frac{V_o}{k_3};$$

$$[sC_o+x\alpha(y-1)+x]V_i=[sC_o+x\alpha(y-1)+x+x(1-\alpha)(y-1)-k_3x(1-\alpha)(y-1)]\frac{V_o}{k_3}$$

$$[sC_o+x\alpha(y-1)+x]V_i=[sC_o+x(\alpha(y-1)+1+y-1-\alpha(y-1))-k_3x(1-\alpha)(y-1)]\frac{V_o}{k_3}$$

$$\frac{V_o}{V_i}=\frac{k_3(sC_o+x\alpha(y-1)+x)}{sC_o+xy-kx(1-\alpha)(y-1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

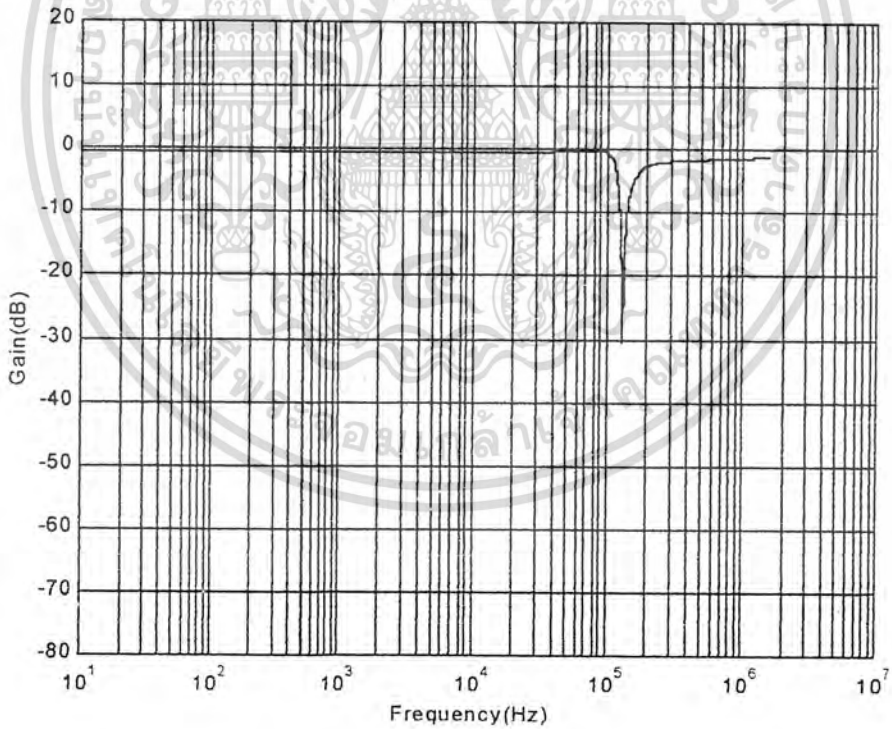
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{k_3 x(\frac{sc_o}{x} + \alpha(y-1)+1)}{x(\frac{sc_o}{x} + y - k(1-\alpha)(y-1))}$$

จาก $x = \frac{p}{R_3 \sinh p}$ $y = \cosh p$ $\alpha = \frac{c_2}{c_1 + c_2}$ $\beta = \frac{c_o}{c_1 + c_2}$ $p = \sqrt{sR(c_1 + c_2}$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{k_3(\frac{sc_oR \sinh p}{\sqrt{sR(c_1+c_2)}} + 1 - \alpha + \alpha \cosh p)}{\frac{sc_oR \sinh p}{\sqrt{sR(c_1+c_2)}} + \cosh p - k_3(1-\alpha)\cosh p + k_3(1-\alpha)}$$

ดังนั้นเราจะได้

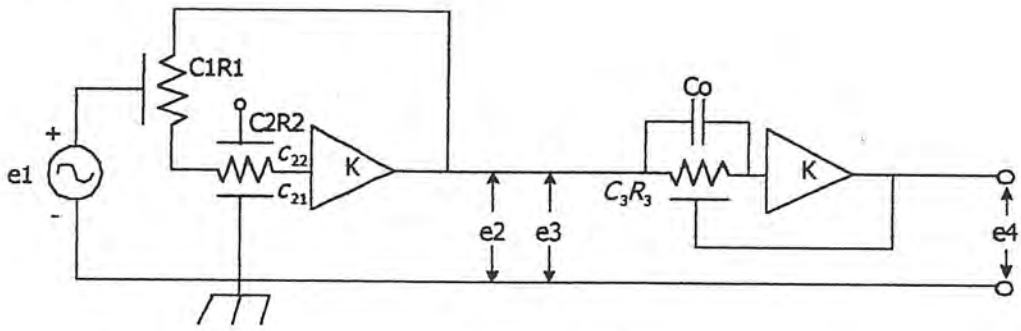
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{k_3(1-\alpha+\alpha\cosh p + \beta p \sinh p)}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh p + \beta p \sinh p + k_3(1-\alpha)} \quad (3.6)$$



รูป 3.9 กราฟแสดง Frequency responses for the various values of K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

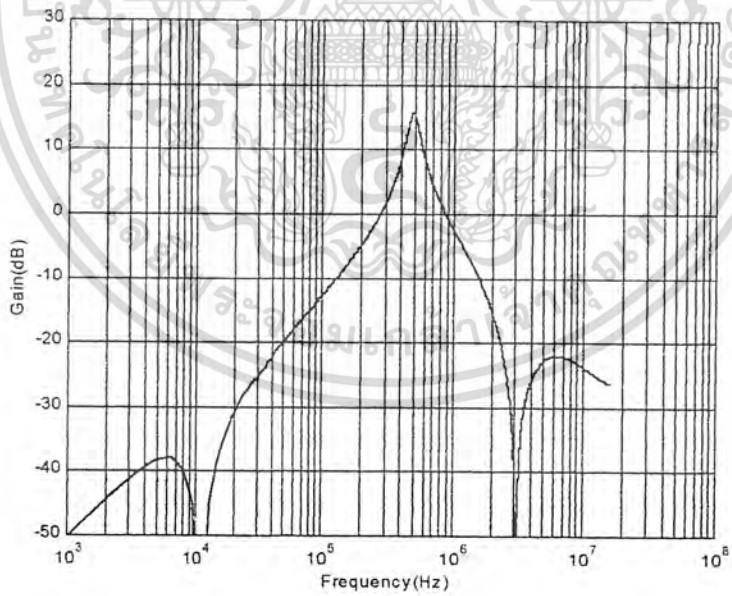
3) BPF with double notch characteristics



รูป 3.10 วงจร BPF with double notch characteristics

จากสมการที่ (3.4) และ (3.5)จะได้

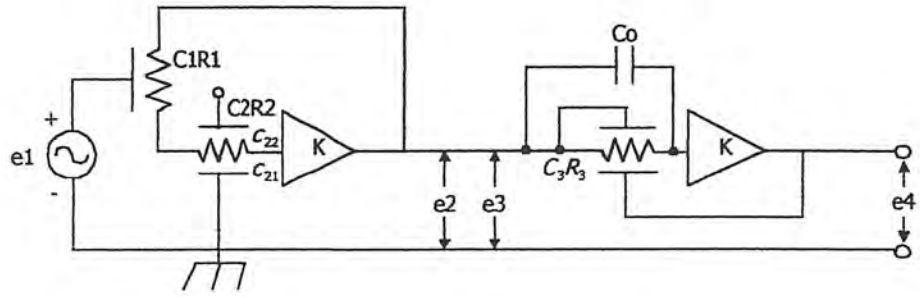
$$\frac{Vo}{Vi}=\left[\frac{(\cosh P-1)\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh P}{P}\right)K_1}{\cosh 2P\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh 2P}{2P}-K_1\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh P}{P}\right)}\right]\left[\frac{\left(\frac{C}{Co}+P\sinh P\right)K_2}{\frac{C}{Co}\cosh P+P\sinh P+K_2\frac{C}{Co}(1-\cosh P)}\right] \quad (3.7)$$



รูป 3.11 กราฟแสดง Frequency responses for the various values of K

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

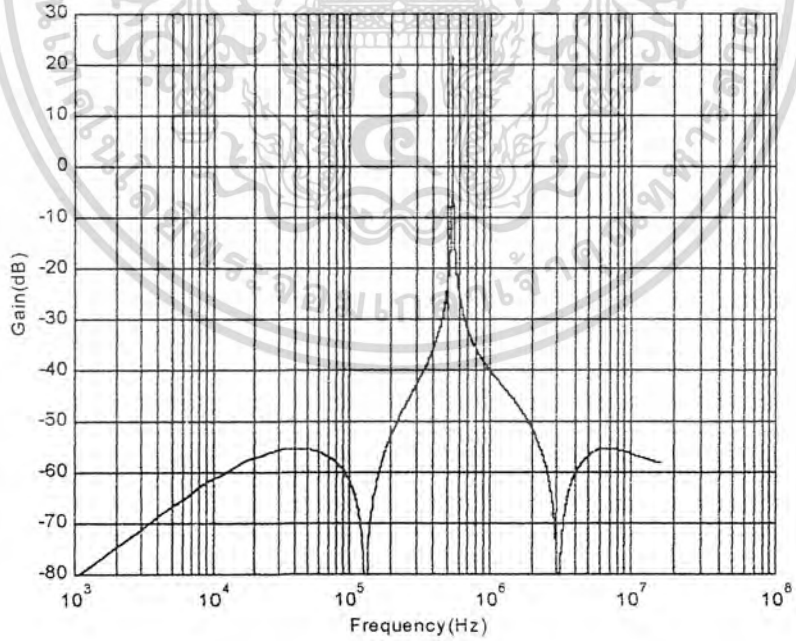
4) BPF with tunable notch filter



รูป 3.12 วงจร BPF with tunable notch filter

จากสมการที่ (3.4) และ (3.6)จะได้

$$\frac{Vo}{Vi} = \left[\frac{(\cosh P - 1)\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P}\right)K_1}{\cosh 2P\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh 2P}{2P} - K_1\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P}\right)}\right]\left[\frac{k_3(1-\alpha+\alpha\cosh p + \beta p \sinh p)}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh p + \beta p \sinh p + k_3(1-\alpha)}\right] \quad (3.8)$$



รูป 3.13 กราฟแสดงความถี่ของวงจร BPF with tunable notch filter

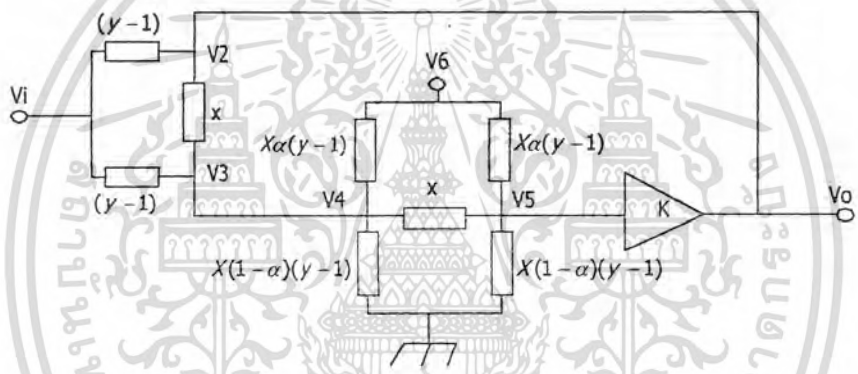
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การคำนวณ Sensitivity

ในบทนี้จะเป็นวิธีการคำนวณหา Sensitivity ของวงจรทั้ง 3 วงจรคือ BPF with one notch characteristics, Active notch characteristics และ DURC active notch characteristics ซึ่งมีรายละเอียดและวิธีการดังต่อไปนี้

4.1 การคำนวณหา Sensitivity ของวงจร BPF one notch characteristics



รูป 4.1 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของวงจร BPF one notch characteristics

-การคำนวณหา Sensitivity ของ K

$$T_{(p)} = \frac{(\cosh(p)-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(p)}{p})k}{\cosh(2p)(\frac{1-\alpha}{\alpha})+\frac{\sinh(2p)}{2p}-k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(p)}{p})}$$

$$S_k^{T(p)} = k(\frac{N'(s)}{N(s)}-\frac{D'(s)}{D(s)})$$

$$N(s) = (\cosh(p)-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(p)}{p})k$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N'(s) = (\cosh(p) - 1)(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})$$

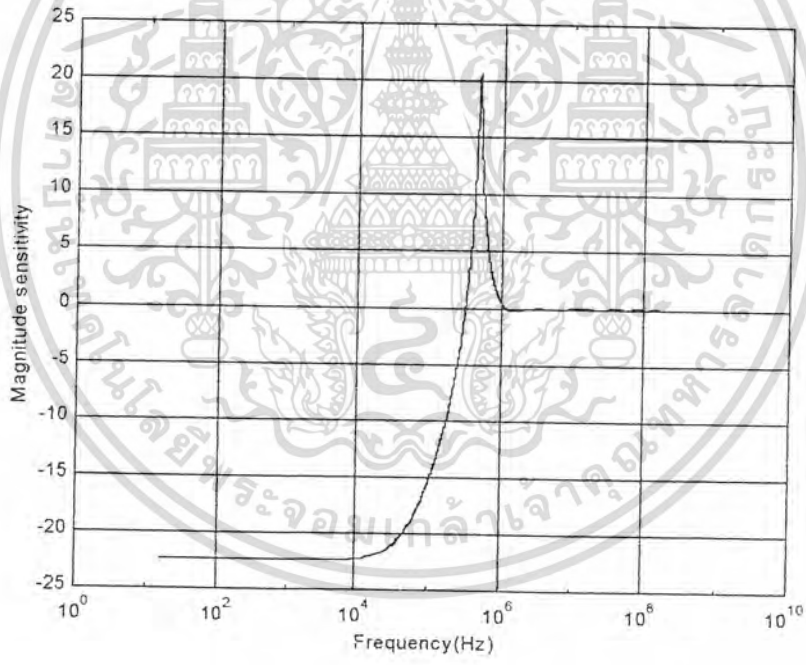
$$D(s) = \cosh(2p)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + \frac{\sinh(2p)}{2p} - k(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})$$

$$D'(s) = -(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})$$

$$S_k^{T(p)} = 1 + \frac{(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})k}{\cosh(2p)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + \frac{\sinh(2p)}{2p} - (\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})k}$$

$$= \frac{\cosh(2p)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + \frac{\sinh(2p)}{2p} - (\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})k + (\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})k}{\cosh(2p)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + \frac{\sinh(2p)}{2p} - (\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})k}$$

$$= \frac{\cosh(2p)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + \frac{\sinh(2p)}{2p}}{\cosh(2p)(\frac{1-\alpha}{\alpha}) + \frac{\sinh(2p)}{2p} - (\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh(p)}{p})k}$$



รูป 4.2 กราฟแสดงค่า Sensitivity (K) ของวงจร BPF one notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การคำนวณหา Sensitivity ของ R

$$T_{(\rho)} = \frac{x_1(y_1-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})k}{(x_2(y_2^2-1)+x_1(y_1y_2-k))(\frac{1-\alpha}{\alpha})+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2}(x_1(y_1y_2-k))}$$

$$S_R^{T(\rho)} = R(\frac{N'(s)}{N(s)}-\frac{D'(s)}{D(s)})$$

$$N(s) = x_1(y-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})k$$

$$N'(s) = k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})\frac{d}{dR}(\frac{\rho_1(\cosh(\rho_1)-1)}{R\sinh(\rho_1)})$$

$$= k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})[\frac{1}{R^2\sinh^2(\rho_1)}(R\sinh(\rho_1)(\frac{\rho_1(SC)\sinh(\rho_1)}{2\rho_1}+\frac{(\cosh(\rho_1)-1)(SC)}{2\rho_1})$$
$$-\rho_1(\cosh(\rho_1)-1)(\frac{R(SC)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1}+\sinh(\rho_1)))]$$

$$= k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})[(\frac{\rho_1^2}{2R^2}-\frac{\rho_1(\cosh(\rho_1)-1)}{2R^2\sinh(\rho_1)}-\frac{\rho_1^2\cosh(\rho_1)(\cosh(\rho_1)-1)}{2R^2\sinh^2(\rho_1)}]$$

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$N'(S) = k(\frac{\sinh(\rho)}{\rho})(\frac{C_1\rho}{C_2\sinh(\rho)}+1)(\frac{\rho}{\sinh(\rho)})[(\frac{\rho\sinh(\rho)}{2R^2}-\frac{(\cosh(\rho)-1)}{2R^2}-\frac{\rho\cosh(\rho)(\cosh(\rho)-1)}{2R^2\sinh(\rho)}]$$
$$= \frac{k}{2R^2}(\frac{C_1\rho}{C_2\sinh(\rho)}+1)[\rho\sinh(\rho)-(\cosh(\rho)-1)(1+-\frac{\rho\cosh(\rho)}{\sinh(\rho)}]$$

$$\frac{RN'(S)}{N(S)} = \frac{1}{2}[\rho\sinh(\rho)(\cosh(\rho)-1)-\frac{\rho\cosh(\rho)}{\sinh(\rho)}-1]$$

$$D'(s) = (\frac{1-\alpha_2}{\alpha_2})[y_2\frac{d}{dR}(\frac{\rho_1\cosh(\rho_1)}{R\sinh(\rho_1)})-k\frac{d}{dR}(\frac{\rho_1}{R\sinh(\rho_1)})]+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2}[\frac{d}{dR}(\frac{\rho_1\cosh(\rho_1)}{R\sinh(\rho_1)}-k\frac{d}{dR}(\frac{\rho_1}{R\sinh(\rho_1)})]$$

$$\frac{d}{dR}(\frac{\rho_1\cosh(\rho_1)}{R\sinh(\rho_1)}) = \frac{1}{R^2\sinh^2(\rho_1)}[R\sinh(\rho_1)(\frac{\rho_1(SC)\sinh(\rho_1)}{2\rho_1}+\frac{(SC)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1})$$
$$-\rho_1\cosh(\rho_1)(\sinh(\rho_1)+\frac{R(SC)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1})]$$

$$\frac{d}{dR}(\frac{\rho_1}{R\sinh(\rho_1)}) = \frac{1}{R^2\sinh^2(\rho_1)}[\frac{R(SC)\sinh(\rho_1)}{2\rho_1}-\rho_1(\frac{R(SC)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1}+\sinh(\rho_1))]$$
$$= \frac{\rho_1}{2R^2\sinh(\rho_1)}-\frac{\rho_1^2\cosh(\rho_1)}{2R^2\sinh^2(\rho_1)}-\frac{\rho_1}{R^2\sinh(\rho_1)}$$
$$= -\frac{\rho_1^2\cosh(\rho_1)}{2R^2\sinh^2(\rho_1)}-\frac{\rho_1}{2R^2\sinh(\rho_1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$D'(s) = (\frac{1-\alpha}{\alpha})[\frac{p^2\cosh(p)}{2R^2} - \frac{p\cosh^2(p)}{2R^2\sinh(p)} - \frac{p^2\cosh^3(p)}{2R^2\sinh^2(p)} + \frac{kp}{2R^2\sinh(p)} + \frac{kp^2\cosh(p)}{2R\sinh^2(p)}]$$

$$+ \frac{\sinh(p)}{p}[\frac{p^2}{2R^2} - \frac{p\cosh(p)}{2R^2\sinh(p)} - \frac{p^2\cosh^2(p)}{2R^2\sinh^2(p)} + \frac{kp}{2R^2\sinh(p)} + \frac{kp^2\cosh(p)}{2R\sinh^2(p)}]$$

$$= \frac{1}{2R^2}(\frac{p}{\sinh(p)})[(\frac{1-\alpha}{\alpha})[(1+k)\cosh(p) - \cosh^2(p)(\frac{\sinh(p)}{p} + \cosh(p)) + k]$$

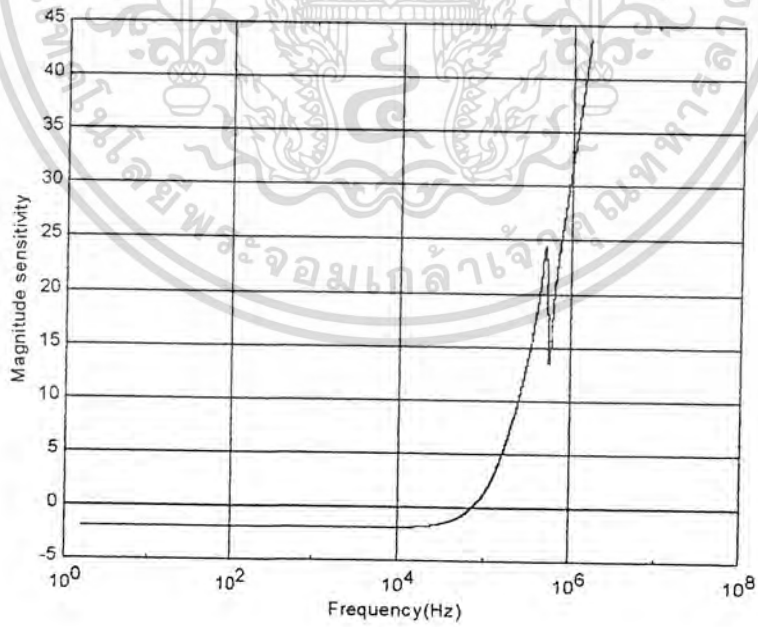
$$+ \frac{p\cosh(p)(k-\cosh(p))}{\sinh(p)} + \cosh(p) + p\sinh(p) + k]$$

$$D(s) = \frac{p}{R\sinh(p)}[(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p) - 1 - k) + (\frac{\sinh(p)}{p})(\cosh(p) - k)]$$

$$R\frac{D'(s)}{D(S)} = \frac{\frac{1}{2}[(\frac{1-\alpha}{\alpha})[(\cosh(p)-k) - \cosh^2(p)(\frac{\sinh(p)}{p} + (\cosh(p)) + k] + \cosh(p)(\frac{p(k-\cosh(p))}{\sinh(p)} + 1) + p\sinh(p) + k]}{(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p) - 1 - k) + \frac{\sinh(p)}{p}((\cosh(p) - k)}$$

$$S_R^{T(P)} = \frac{1}{2}[p\sinh(p)(\cosh(p) - 1) - \frac{p\cosh(p)}{\sinh(p)} - 1$$

$$- \frac{(\frac{1-\alpha}{\alpha})[(\cosh(p) - k) - \cosh^2(p)(\frac{\sinh(p)}{p} + (\cosh(p)) + k] + \cosh(p)(\frac{p(k-\cosh(p))}{\sinh(p)} + 1) + p\sinh(p) + k}{(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p) - 1 - k) + \frac{\sinh(p)}{p}((\cosh(p) - k)}]$$



รูป 4.3 กราฟแสดงค่า Sensitivity (R) ของวงจร BPF one notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การคำนวณหา Sensitivity ของ C

$$T_{(\rho)} = \frac{x_1(y_1-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})k}{(x_2(y_2^2-1)+x_1(y_1y_2-k))(\frac{1-\alpha}{\alpha})+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2}(x_1(y_1y_2-k))}$$

$$S_C^{T(\rho)} = C(\frac{N'(s)}{N(s)}-\frac{D'(s)}{D(s)})$$

$$N(s) = x_1(y_1-1)(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})k$$

$$N'(s) = k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})\frac{d}{dC}(\frac{\rho_1(\cosh(\rho_1)-1)}{R\sinh(\rho_1)})$$

$$= k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})[\frac{1}{R^2\sinh^2(\rho_1)}(R\sinh(\rho_1)(\frac{\rho_1(SR)\sinh(\rho_1)}{2\rho_1}+\frac{(\cosh(\rho_1)-1)(SR)}{2\rho_1})$$

$$-\rho_1(\cosh(\rho_1)-1)(\frac{R(SR)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1})]$$

$$= k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})[\frac{SR}{R^2\sinh^2(\rho_1)}(\frac{R\sinh^2(\rho_1)}{2}+\frac{R\sinh(\rho_1)(\cosh(\rho_1)-1)}{2\rho_1}-\frac{R\cosh(\rho_1)(\cosh(\rho_1)-1)}{2})]$$

$$= k(\frac{1-\alpha}{\alpha}+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2})[\frac{S}{2}(1+\frac{(\cosh(\rho_1)-1)}{\rho_1\sinh(\rho_1)}-\frac{\cosh(\rho_1)(\cosh(\rho_1)-1)}{\sinh^2(\rho_1)}]$$

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$N'(S) = k(\frac{C_1\rho}{C_2\sinh(\rho)}+1)(\frac{S}{2})[(\frac{\sinh(\rho)}{\rho}-\frac{(\cosh(\rho)-1)}{\rho^2}-\frac{\cosh(\rho)(\cosh(\rho)-1)}{\rho\sinh(\rho)}]$$

$$\frac{CN'(S)}{N(S)} = \frac{1}{2}[\rho\sinh(\rho)(\cosh(\rho)-1)-\frac{\rho\cosh(\rho)}{\sinh(\rho)}+1]$$

$$D'(s) = (\frac{1-\alpha_2}{\alpha_2})[y_2\frac{d}{dC}(\frac{\rho_1\cosh(\rho_1)}{R\sinh(\rho_1)})-k\frac{d}{dC}(\frac{\rho_1}{R\sinh(\rho_1)})]+\frac{\sinh(\rho_2)}{\rho_2}[\frac{d}{dC}(\frac{\rho_1\cosh(\rho_1)}{R\sinh(\rho_1)}-k\frac{d}{dC}(\frac{\rho_1}{R\sinh(\rho_1)})]$$

$$\frac{d}{dC}(\frac{\rho_1\cosh(\rho_1)}{R\sinh(\rho_1)}) = \frac{1}{R^2\sinh^2(\rho_1)}[R\sinh(\rho_1)(\frac{\rho_1(SR)\sinh(\rho_1)}{2\rho_1}+\frac{(SR)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1})$$

$$-\rho_1\cosh(\rho_1)(\frac{R(SC)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1})]$$

$$\frac{d}{dC}(\frac{\rho_1}{R\sinh(\rho_1)}) = \frac{1}{R^2\sinh^2(\rho_1)}[\frac{R(SR)\sinh(\rho_1)}{2\rho_1}-\frac{\rho_1R(SR)\cosh(\rho_1)}{2\rho_1}]$$

$$= \frac{S}{2}(\frac{1}{\rho_1\sinh(\rho_1)}-\frac{\cosh(\rho_1)}{\sinh^2(\rho_1)})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$D'(s) = \frac{S}{2}[(\frac{1-\alpha}{\alpha})[\cosh(p) + \frac{\cosh^2(p)}{p\sinh(p)} - \frac{\cosh^3(p)}{\sinh^2(p)} - \frac{k}{p\sinh(p)} + \frac{k\cosh(p)}{\sinh^2(p)}]$$

$$+ \frac{\sinh(p)}{p} + \frac{\cosh(p)}{p^2} - \frac{\cosh^2(p)}{p\sinh(p)} - \frac{k}{p^2} + \frac{k\cosh(p)}{p\sinh(p)}]$$

$$= \frac{S}{2}(\frac{p}{\sinh(p)})[(\frac{1-\alpha}{\alpha})[\frac{\cosh(p)}{p}(\sinh(p) + \frac{k}{p\sinh(p)}) + \cosh^2(p)(\frac{1}{p^2} - \frac{\cosh(p)}{p\sinh(p)}) - \frac{k}{p^2}]$$

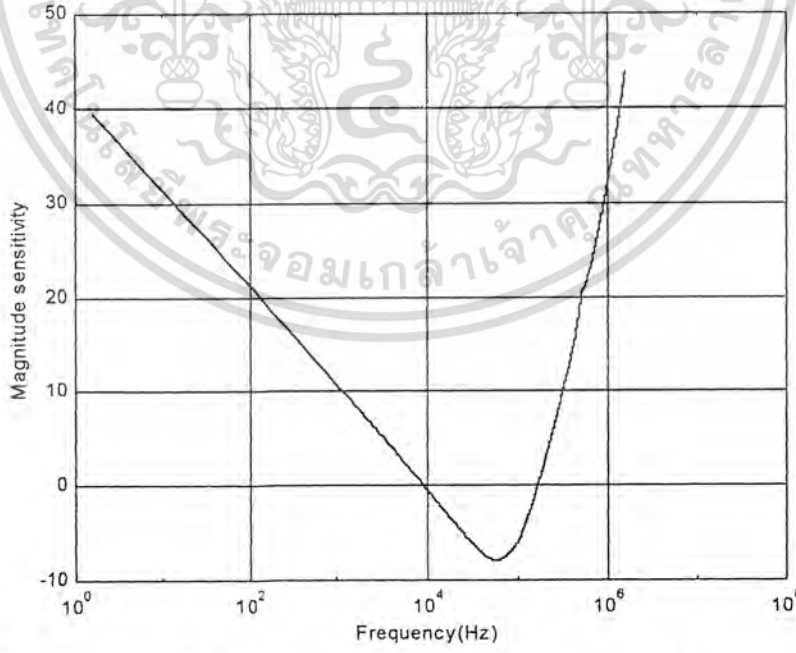
$$+ \frac{\sinh(p)}{p^2}(\sinh(p) + \frac{\cosh(p)}{p} + \frac{k}{p}) + \frac{\cosh(p)}{p^2}(k - \cosh(p))]$$

$$D(s) = \frac{p}{R\sinh(p)}[(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p) - 1 - k) + (\frac{\sinh(p)}{p})(\cosh(p) - k)]$$

$$C\frac{D'(s)}{D(S)} = \frac{\frac{1}{2}[(\frac{1-\alpha}{\alpha})[p\cosh(p)(\sinh(p) + \frac{k}{p\sinh(p)}) + \cosh^2(p)(1 - \frac{p\cosh(p)}{\sinh(p)}) - k] + \sinh(p)(\sinh(p) + \frac{\cosh(p)}{p} - \frac{k}{p}) + \cosh(p)(k - \cosh(p))]}{(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p) - 1 - k) + \frac{\sinh(p)}{p}((\cosh(p) - k)}$$

$$S_C^{T(p)} = \frac{1}{2}[p\sinh(p)(\cosh(p) - 1) - \frac{p\cosh(p)}{\sinh(p)} + 1$$

$$- \frac{(\frac{1-\alpha}{\alpha})[p\cosh(p)(\sinh(p) + \frac{k}{p\sinh(p)}) + \cosh^2(p)(1 - \frac{p\cosh(p)}{\sinh(p)}) - k] + \sinh(p)(\sinh(p) + \frac{\cosh(p)}{p} - \frac{k}{p}) + \cosh(p)(k - \cosh(p)}{(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p) - 1 - k) + \frac{\sinh(p)}{p}((\cosh(p) - k)}]$$



รูป 4.4 กราฟแสดงค่า Sensitivity (C) ของวงจร BPF one notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหา Sensitivity ของ R2

$$T_{(p)} = \frac{x_1(y_1-1)(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p_2)}{p_2})k}{(x_2(y_2^2-1)+x_1(y_1y_2-k))(\frac{C_1}{C_2})+\frac{\sinh(p_2)}{p_2}(x_1(y_1y_2-k))}$$

$$S_{R2}^{T(p)} = R_2(\frac{N'(s)}{N(s)}-\frac{D'(s)}{D(s)})$$

$$N(s) = x_1(y_1-1)(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p_2)}{p_2})k$$

$$N'(s) = k(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p_2)}{p_2})\frac{d}{dR_2}(\frac{\sinh(p_2)}{p_2})$$

$$= k(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p_2)}{p_2})[\frac{1}{p_2^2}(\frac{p_2(S(C_1+C_2))\cosh(p_2)}{2p_2}-\frac{(S(C_1+C_2))\sinh(p_2)}{2p_2})$$

$$= k(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p_2)}{p_2})(\frac{S(C_1+C_2)}{2})(\frac{\cosh(p_2)}{p_2^2}-\frac{\sinh(p_2)}{p_2^3})$$

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$N'(S) = k(\frac{p(\cosh(p)-1)}{R\sinh(p)})(\frac{S(C_1+C_2)}{2})[\frac{\cosh(p)}{p^2}-\frac{\sinh(p)}{p^3}]$$

$$\frac{R_2N'(S)}{N(S)} = \frac{1}{2}[\frac{\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p}}{\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p)}{p}}]$$

$$D'(s) = (\frac{C_1}{C_2})[\frac{d}{dR_2}(\frac{p_2(\cosh^2(p_2)-1)}{R_2\sinh(p_2)})+x_1y_1\frac{d}{dR_2}(\cosh(p_2))]+(x_1(y_1-k))\frac{d}{dR_2}(\frac{\sinh(p_2)}{p_2})$$

$$\frac{d}{dR_2}(\frac{p_2(\cosh^2(p_2)-1)}{R_2\sinh(p_2)}) = \frac{1}{R_2^2\sinh^2(p_2)}[R_2\sinh(p_2)(\frac{2p_2(S(C_1+C_2))\sinh(p_2)}{2p_2}+\frac{(S(C_1+C_2))\cosh(p_1)}{2p_2})$$

$$-p_2(\cosh^2(p_2)-1)(\frac{R_2(S(C_1+C_2))\cosh(p_2)}{2p_2}+\sinh(p_2))$$

$$\frac{d}{dR_2}(\frac{\sinh(p_2)}{p_2}) = \frac{S(C_1+C_2)}{2}[\frac{\cosh(p_2)}{p_2^2}-\frac{\sinh(p_2)}{p_2^3}]$$

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$D'(s) = S(C_1+C_1)(\frac{C_1}{C_2})[\frac{\cosh(p)}{R_2}+(\cosh^2(p)-1)(\frac{1}{2p_2R_2\sinh(p)}-\frac{R_2\cosh(p)}{2}+\frac{R_2\sinh(p)}{p_2})+\frac{\cosh(p)}{2R}]$$

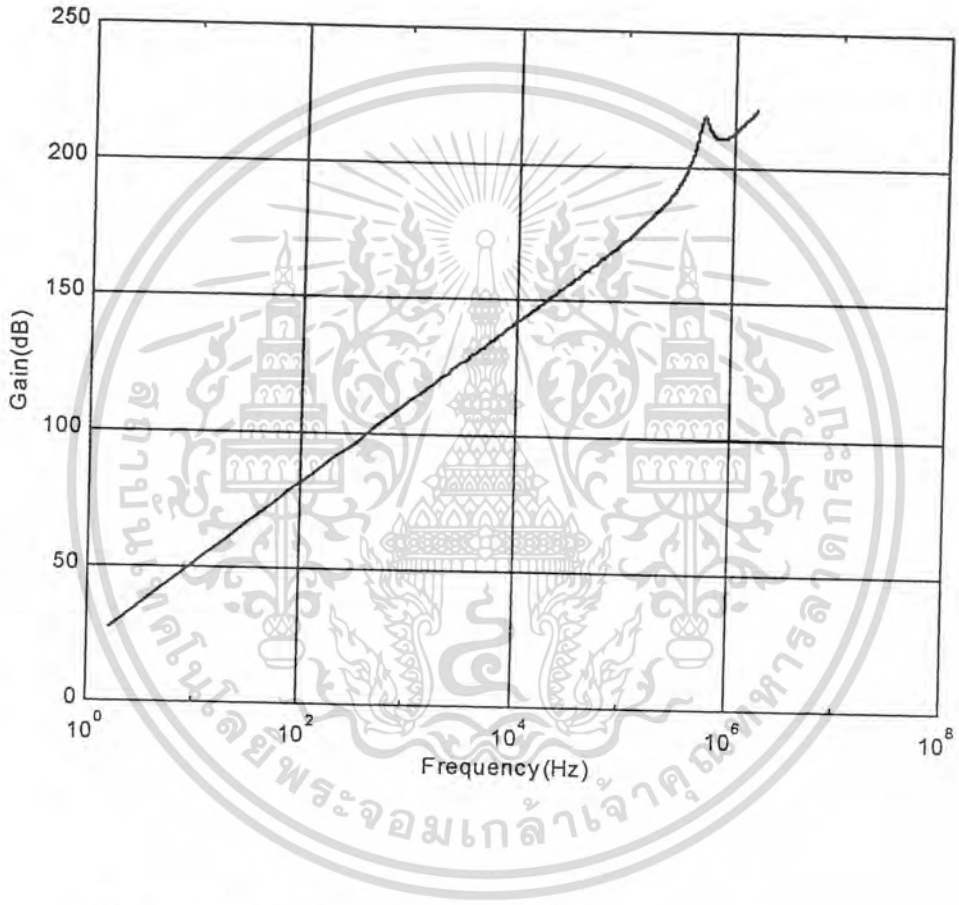
$$+\frac{S(C_1+C_2)}{2}(\frac{p(\cosh(p)-k)}{R\sinh(p)})(\frac{\cosh(p)}{p^2}-\frac{\sinh(p)}{p^3})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D(s) = \frac{p}{R\sinh(p)}[(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p)-1-k)+(\frac{\sinh(p)}{p})(\cosh(p)-k)]$$

$$R_2\frac{D'(s)}{D(S)} = \frac{\frac{1}{2}[(\frac{C_1}{C_2})[\frac{3p\sinh(2p)}{2}+(\cosh^2(p)-1)(\frac{1}{p}+R^2\sinh(p)(\frac{2\sinh(p)}{p}-\cosh(p)))]+(\cosh(p)-k)(\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p})]}{(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p)-1-k)+\frac{\sinh(p)}{p}(\cosh(p)-k)}$$

$$S_{R2}^{T(P)} = \frac{1}{2}[\frac{\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p}}{\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p)}{p}} - \frac{(\frac{C_1}{C_2})[\frac{3p\sinh(2p)}{2}+(\cosh^2(p)-1)(\frac{1}{p}+R^2\sinh(p)(\frac{2\sinh(p)}{p}-\cosh(p)))]+(\cosh(p)-k)(\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p})}{(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p)-1-k)+\frac{\sinh(p)}{p}(\cosh(p)-k)}]$$



รูป 4.5 กราฟแสดงค่า Sensitivity (R2) ของวงจร BPF one notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การคำนวณหา Sensitivity ของ C1

$$T_{(\rho)} = \frac{x_1(y_1-1)(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p_2)}{p_2})k}{(x_2(y_2^2-1)+x_1(y_1y_2-k))(\frac{C_1}{C_2})+\frac{\sinh(p_2)}{p_2}(x_1(y_1y_2-k))}$$

$$S_{C1}^{T(\rho)} = C_1(\frac{N'(s)}{N(s)}-\frac{D'(s)}{D(s)})$$

$$N(s) = x_1(y-1)(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p_2)}{p_2})k$$

$$N'(s) = kx_1(y_1-1)(\frac{SR_2C_2}{2})(\frac{2}{C_2}+\frac{\cosh(p_2)}{p_2^2}-\frac{\sinh(p_2)}{p_2^3})$$

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$N'(S) = k(\frac{p(\cosh(p)-1)}{R\sinh(p)})(\frac{SR_2C_2}{2})[\frac{2}{C_2}+\frac{\cosh(p)}{p^2}-\frac{\sinh(p)}{p^3}]$$

$$\frac{C_1N'(S)}{N(S)} = \frac{C_2}{2}[\frac{\frac{2p^2}{C_2}+\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p}}{\frac{1}{\Omega}[\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p)}{p}]}]$$

$$D'(s) = (\frac{1}{C_2})[\frac{d}{dC_1}(\frac{C_1p_2(\cosh^2(p_2)-1)}{R_2\sinh(p_2)})+x_1y_1\frac{d}{dC_1}(C_1\cosh(p_2))]+(x_1(y_1-k))\frac{d}{dC_1}(\frac{\sinh(p_2)}{p_2})$$

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

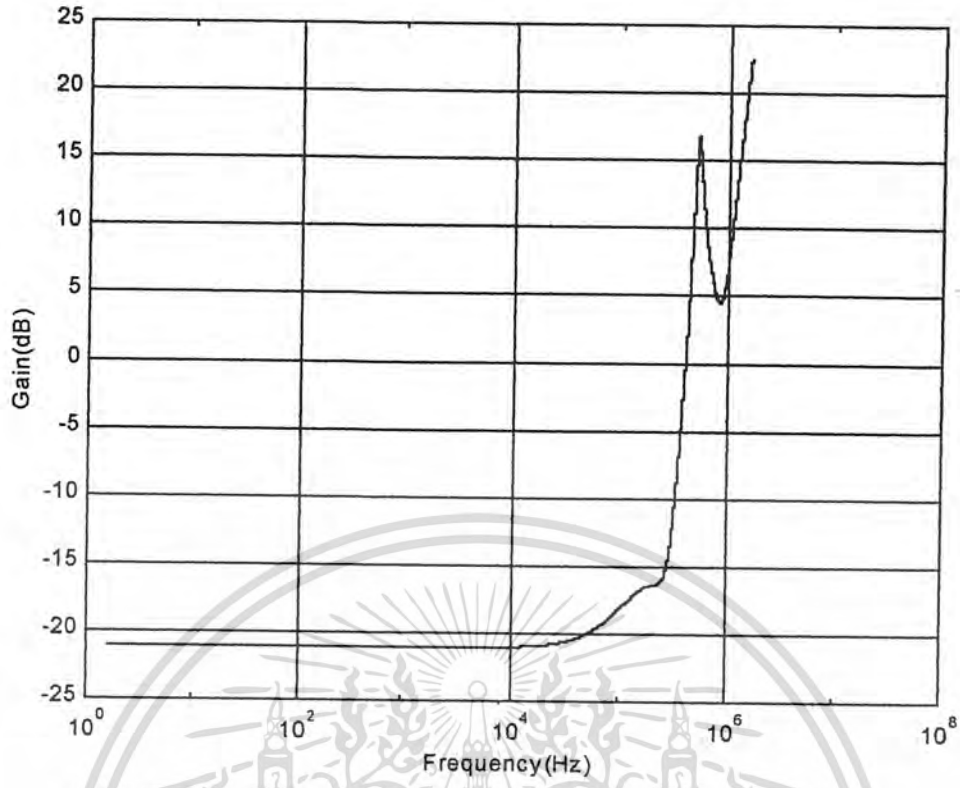
$$D'(s) = (SRC_1)(\frac{p}{R\sinh(p)})[(\cosh^2(p)-1)(\frac{1}{2p^2}+\frac{1}{R\sinh(p)})+\frac{\sinh(2p)}{2p}(1-\frac{\cosh^2(p)-1}{2})+\frac{\sinh(2p)}{4p}+\frac{\cosh^2(p)}{SRC_1}$$
$$+\frac{C_2(\cosh(p)-k)}{2C_1}(\frac{\cosh(p)}{p^2}-\frac{\sinh(p)}{p^3})$$

$$D(s) = \frac{p}{R\sinh(p)}[(\frac{1-\alpha}{\alpha})(2\cosh^2(p)-1-k)+(\frac{\sinh(p)}{p})(\cosh(p)-k)]$$

$$C_1\frac{D'(s)}{D(S)} = \frac{\frac{1}{2}[\Omega(\cosh^2(p)-1)(1+\frac{2p^2}{R\sinh(p)})+\Omega p\sinh(2p)(2-\frac{\cosh^2(p)}{2})+\cosh^2(p)+\alpha(\cosh(p)-k)(\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p})]}{(\frac{1}{C_2})(2\cosh^2(p)-1-k)+\frac{\sinh(p)}{C_1p}(\cosh(p)-k)}$$

$$S_{C1}^{T(\rho)} = \frac{1}{2}[\frac{2p^2+C_2\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p}}{\frac{1}{\Omega}(\frac{C_1}{C_2}+\frac{\sinh(p)}{p})}-\frac{\Omega(\cosh^2(p)-1)(1+\frac{2p^2}{R\sinh(p)})+\Omega p\sinh(2p)(2-\frac{\cosh^2(p)}{2})+\cosh^2(p)+\alpha(\cosh(p)-k)(\cosh(p)-\frac{\sinh(p)}{p})}{(\frac{1}{C_2})(2\cosh^2(p)-1-k)+\frac{\sinh(p)}{C_1p}(\cosh(p)-k)}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.6 กราฟแสดงค่า Sensitivity (C1) ของวงจร BPF one notch characteristics

-การคำนวณหา Sensitivity ของ C2

$$T_{(P)} = \frac{x_1(y_1 - 1)(C_1 + \frac{C_2 \sinh(p_2)}{p_2})k}{(x_2(y_2^2 - 1) + x_1(y_1y_2 - k))C_1 + \frac{C_2 \sinh(p_2)}{p_2}(x_1(y_1y_2 - k))}$$

$$S_{C2}^{T(p)} = C_2(\frac{N'(s)}{N(s)} - \frac{D'(s)}{D(s)})$$

$$N(s) = x_1(y_1 - 1)(C_1 + \frac{C_2 \sinh(p_2)}{p_2})k$$

$$N'(s) = kx_1(y_1 - 1)(SR_2)[\frac{C_1C_2}{2p_2^1}(\cosh(p_2) - \frac{\sinh(p_2)}{p_2}) + \frac{\sinh(p_2)}{SR_2p_2}]$$

ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$N'(S) = k(\frac{p(\cosh(p) - 1)}{R\sinh(p)})(SR_2)[\frac{C_1C_2}{2p_2^1}(\cosh(p_2) - \frac{\sinh(p_2)}{p_2}) + \frac{\sinh(p_2)}{SR_2p_2}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{C_2 N'(S)}{N(S)} = \frac{1}{2}\left[\frac{C_1\cosh(p) - \frac{\sinh(p)}{p}(2 - C_1)}{\frac{1}{C_2\alpha}\left[\frac{C_1}{C_2} + \frac{\sinh(p)}{p}\right]}\right]$$

$$D'(s) = C_1\left[\frac{d}{dC_2}\left(\frac{p_2(\cosh^2(p_2) - 1)}{R_2\sinh(p_2)}\right) + x_1 y_1 \frac{d}{dC_2}(\cosh(p_2))\right] + (x_1(y_1 - k))\frac{d}{dC_2}\left(\frac{C_2\sinh(p_2)}{p_2}\right)$$

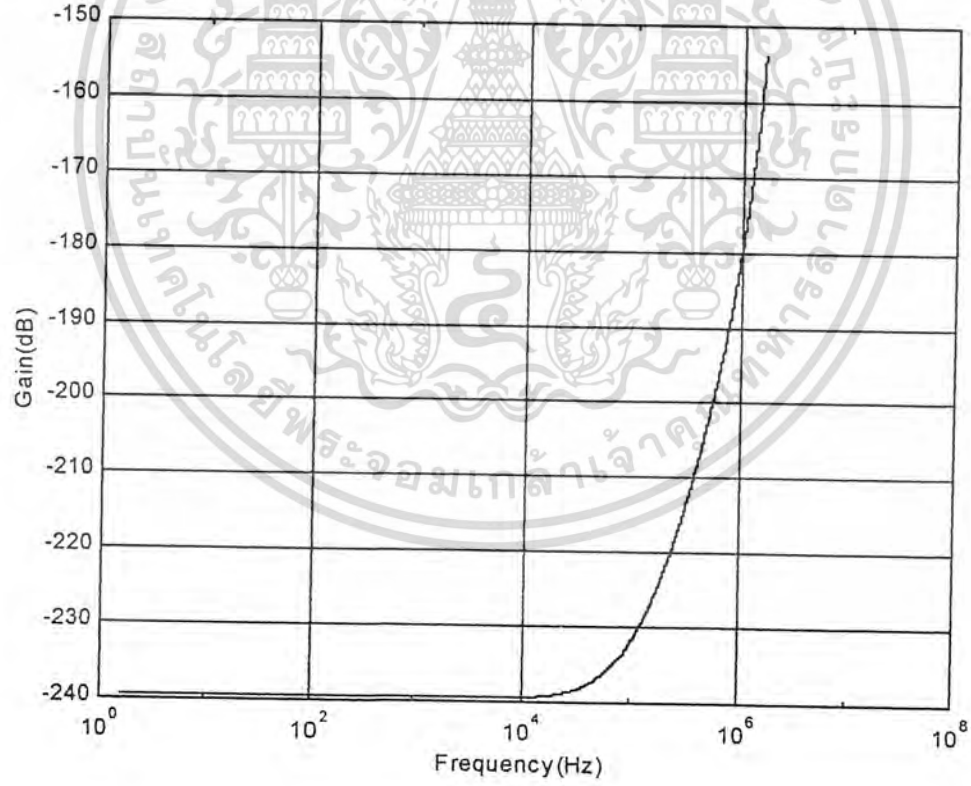
ให้ $x_1 = x_2 = x, y_1 = y_2 = y$

$$D'(s) = (SR_2)\left(\frac{p}{R\sinh(p)}\right)\left[\frac{C_1^2}{2}\left(\frac{\sinh(2p)}{p} + \frac{(\cosh^2(p) - 1)}{p}\left(\frac{1}{p} - \frac{\sinh(2p)}{2}\right)\right) + \frac{C_2\cosh(p)}{2}\left(\frac{\sinh(p)}{p}\right)\right.$$
$$\left. + (\cosh(p) - k)\left(\frac{C_1 C_2}{2p^2}(\cosh(p) - \frac{\sinh h(p)}{p}) + \frac{\sinh(p)}{SRp}\right)\right]$$

$$D(s) = \frac{p}{R\sinh(p)}\left[\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)(2\cosh^2(p) - 1 - k) + \left(\frac{\sinh(p)}{p}\right)(\cosh(p) - k)\right]$$

$$C_2\frac{D'(s)}{D(S)} = \frac{\frac{1}{2}\left[p\sinh(2p)(1 + C_1) + (\cosh^2(p) - 1)(1 - \frac{p\sinh(2p)}{2}) + C_2(\cosh(p) - k)(\cosh(p) - \frac{\sinh(p)}{p}) + \frac{2\sinh(p)}{\Omega p}\right]}{\left(\frac{1}{\alpha C_2}\right)(2\cosh^2(p) - 1 - k) + \frac{\sinh(p)}{\alpha C_1 p}(\cosh(p) - k)}$$

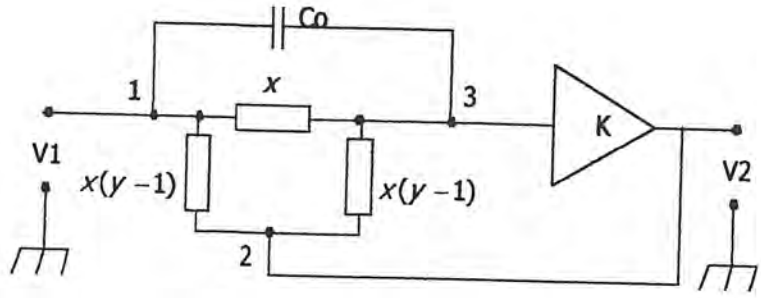
$$S_{C2}^{T(p)} = \frac{1}{2}\left[\frac{C_1\cosh(p) + \frac{\sinh(p)}{p}(2 - C_1)}{\frac{1}{C_2\alpha}\left(\frac{C_1}{C_2} + \frac{\sinh(p)}{p}\right)} - \frac{p\sinh(2p)(1 + C_1) + (\cosh^2(p) - 1)(1 - \frac{p\sinh(2p)}{2}) + C_2(\cosh(p) - k)(\cosh(p) - \frac{\sinh(p)}{p}) + \frac{2\sinh(p)}{\Omega p}}{\left(\frac{1}{\alpha C_2}\right)(2\cosh^2(p) - 1 - k) + \frac{\sinh(p)}{\alpha C_1 p}(\cosh(p) - k)}\right]$$



รูป 4.7 กราฟแสดงค่า Sensitivity (C2) ของวงจร BPF one notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การคำนวณหา Sensitivity ของวงจร Active notch characteristics



รูป 4.8 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของวงจร Active notch characteristics

-การคำนวณหา Sensitivity ของ K2

$$T_{(p)} = \frac{(\frac{C_3}{C_o} + P\sinh(P))K_2}{\frac{C_3}{C_o}\cosh(P) + P\sinh(P) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(P))}$$

จากสูตร

$$S_{k_2}^{T(p)} = K_2(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)})$$

$$N(S) = K_2(P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o})$$

$$N'(S) = (P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o})\frac{dK_2}{dK_2} = P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}$$

$$D(S) = P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}\cosh(p) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))$$

$$D'(S) = \frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))\frac{dK_2}{dK_2} = \frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))$$

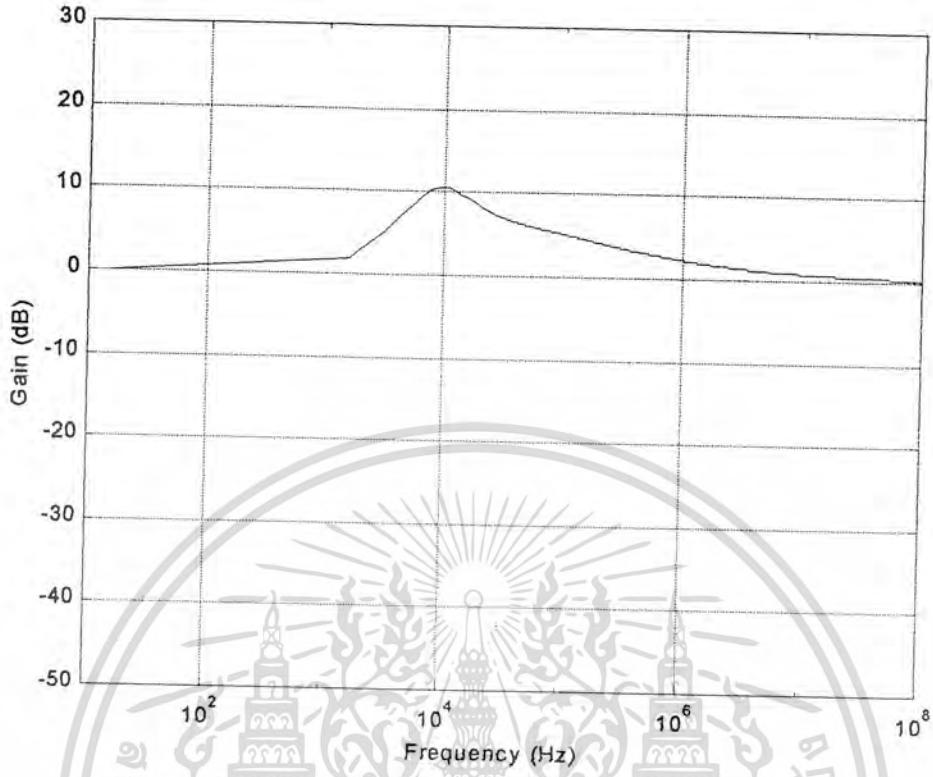
$$S_{k_2}^{T(p)} = K_2(\frac{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}}{K_2(P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o})} - \frac{\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))}{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}\cosh(p) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))})$$

$$= 1 - \frac{K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))}{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}\cosh(p) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))}$$

$$= \frac{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}\cosh(p) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p)) - K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))}{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}\cosh(p) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))}$$

$$= \frac{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}\cosh(p)}{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_o}\cosh(p) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(p))}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.9 กราฟแสดงค่า Sensitivity (K2) ของวงจร Active notch characteristics

-การคำนวณหา Sensitivity ของ Co

$$T_{(p)} = \frac{(\frac{C_3}{C_o} + P\sinh(P))K_2}{\frac{C_3}{C_o}\cosh(P) + P\sinh(P) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(P))}$$

เอา C_o คูณตลอด

$$T_{(p)} = \frac{(C_oP\sinh(P) + C_3)K_2}{C_3\cosh(P) + C_oP\sinh(P) + K_2C_3(1-\cosh(P))}$$

จากสูตร

$$S_{K_2}^{T_{(p)}} = C_O(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)})$$

$$N(S) = K_2(C_OP\sinh(p) + C_3)$$

$$N'(S) = K_2(P)\sinh p$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D(S) = C_O P\sinh(\rho) + C_3\cosh(\rho) + K_2C_3(1-\cosh(\rho))$$

$$D'(S) = P\sinh(\rho)$$

$$S_{C_O}^{T(\rho)} = C_O\left(\frac{P\sinh(\rho)}{C_O P\sinh(\rho)+C_3} - \frac{P\sinh(\rho)}{C_O P\sinh(\rho)+C_3\cosh(\rho)+K_2C_3(1-\cosh(\rho))}\right)$$

$$= \frac{P\sinh(\rho)}{P\sinh(\rho)+\frac{C_3}{C_O}} - \frac{P\sinh(\rho)}{P\sinh(\rho)+\frac{C_3}{C_O}\cosh(\rho)+K_2\frac{C_3}{C_O}(1-\cosh(\rho))}$$

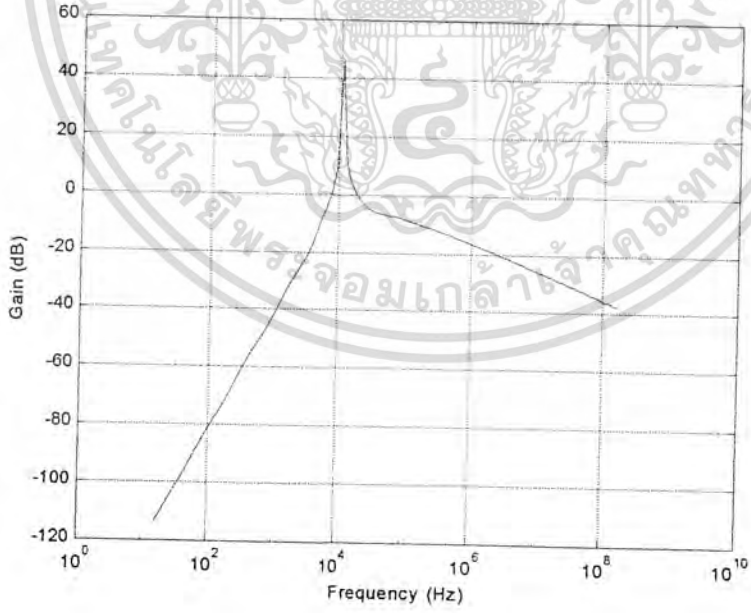
$$= \frac{1}{1+\frac{C_3}{C_O P\sinh(\rho)}} - \frac{P\sinh(\rho)}{P\sinh(\rho)+\frac{C_3}{C_O}\cosh(\rho)+K_2\frac{C_3}{C_O}(1-\cosh(\rho))}$$

$$= \frac{P\sinh(\rho)+\frac{C_3}{C_O}(1-K_2)\cosh(\rho)+K_2\frac{C_3}{C_O}-P\sinh(\rho)-\frac{C_3}{C_O}}{P\sinh(\rho)+\frac{C_3}{C_O}\cosh(\rho)+K_2\frac{C_3}{C_O}(1-\cosh(\rho))+\frac{C_3}{C_O}+\frac{C_3^2(1-K_2)\cosh(\rho)}{C_O^2P\sinh(\rho)}+\frac{C_3^2K_2}{C_O^2P\sinh(\rho)}}$$

$$= \frac{\frac{C_3}{C_O}(K_2+(1-K_2)\cosh(\rho)-1)}{\frac{C_3}{C_O}\left(\frac{1}{P\sinh(\rho)}\left(\frac{C_3K_2}{C_O}+\frac{C_3(1-K_2)}{C_O}\right)+1+K_2(1-\cosh(\rho))+\cosh(\rho)\right)+P\sinh(\rho)}$$

$$= \frac{P\sinh(\rho)(1-K_2)(\cosh(\rho)-1)}{\frac{C_3}{C_O}(K_2+(1-K_2)\cosh(\rho))+P\sinh(\rho)((1-K_2)\cosh(\rho)+1+K_2)+\frac{C_OP^2\sinh^2(\rho)}{C_3}}$$

$$= \frac{P\sinh(\rho)(\cosh(\rho)-1)}{\frac{C_3}{C_O}\left(\frac{K_2}{(1-K_2)}+\cosh(\rho)\right)+P\sinh(\rho)\left(\cosh(\rho)+\frac{1+K_2}{1-K_2}\right)+\frac{C_OP^2\sinh^2(\rho)}{C_3(1-K_2)}}$$



รูป 4.10 กราฟแสดงค่า Sensitivity (Co) ของวงจร Active notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การคำนวณหา Sensitivity ของ R3

$$T_{(P)} = \frac{(\frac{C_3}{C_o} + P\sinh(P))K_2}{\frac{C_3}{C_o}\cosh(P) + P\sinh(P) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(P))}$$

จากสูตร $S_{K_2}^{T(P)} = R_3(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)})$

$$N(S) = K_2(P\sinh(P) + \frac{C_3}{C_O})$$

$$N'(S) = K_2(\frac{Pd\sinh(P)}{dR_2} + \frac{\sinh(P)dP}{dR_2})$$

$$= K_2(\frac{SC_3\sinh(P)}{2P} + SC_3\frac{\cosh(P)}{2})$$

$$= \frac{SC_3K_2}{2}(\frac{\sinh(P)}{P} + \cosh(P))$$

$$D(S) = C_OP\sinh(P) + \frac{C_3}{C_O}\cosh(P) + K_2\frac{C_3}{C_O}(1-\cosh(P))$$

$$D'(S) = \frac{d}{dR_3}(P\sinh(P) + \frac{C_3}{C_O}(1-K_2)\cosh(P) + \frac{K_2C_3}{C_O})$$

$$= SC_3(\frac{P\sinh(P)}{2P} + \frac{\cosh(P)}{2}) + SC_3\frac{C_3}{C_O}(1-K_2)\frac{\sinh(P)}{2P})$$

$$= SC_3\frac{\sinh(P)}{2P}(1 + \frac{C_3}{C_O}(1-K_2)) + SC_3\frac{\cosh(P)}{2}$$

$$S_{C_O}^{T(P)} = \frac{1}{2}[\frac{P\sinh(P) + P^2\cosh(P)}{P\sinh(P) + \frac{C_3}{C_O}} - \frac{1 + (1-K_2)\frac{C_3}{C_O} + \frac{P\cosh(P)}{\sinh(P)}}{1 + \frac{C_3(1-K_2)\cosh(P)}{C_OP\sinh(P)} + \frac{C_3K_2}{C_OP\sinh(P)}}) = \frac{e_1}{e_2}$$

$$e_1 = P\sinh(P) + \frac{C_3}{C_O}(1-K_2)\cosh(P) + \frac{K_2C_3}{C_O} + P^2\cosh(P) + \frac{C_3(1-K_2)P\cosh^2(P)}{C_O\sinh(P)}$$

$$+ \frac{C_3K_2P\cosh(P)}{C_O\sinh(P)} - P\sinh(P) - \frac{C_3}{C_O}(1-K_2)P\sinh(P) - P^2\cosh(P) - \frac{C_3}{C_O}$$

$$- \frac{C_3^2}{C_O^2}(1-K_2) - \frac{C_3P\cosh(P)}{C_O\sinh(P)}$$

$$= P\cosh^2(P)(1-K_2) - P\cosh(P)(1-K_2) - \sinh(P)(1-K_2) - \frac{C_3}{C_O}\sinh(P)(1-K_2)$$

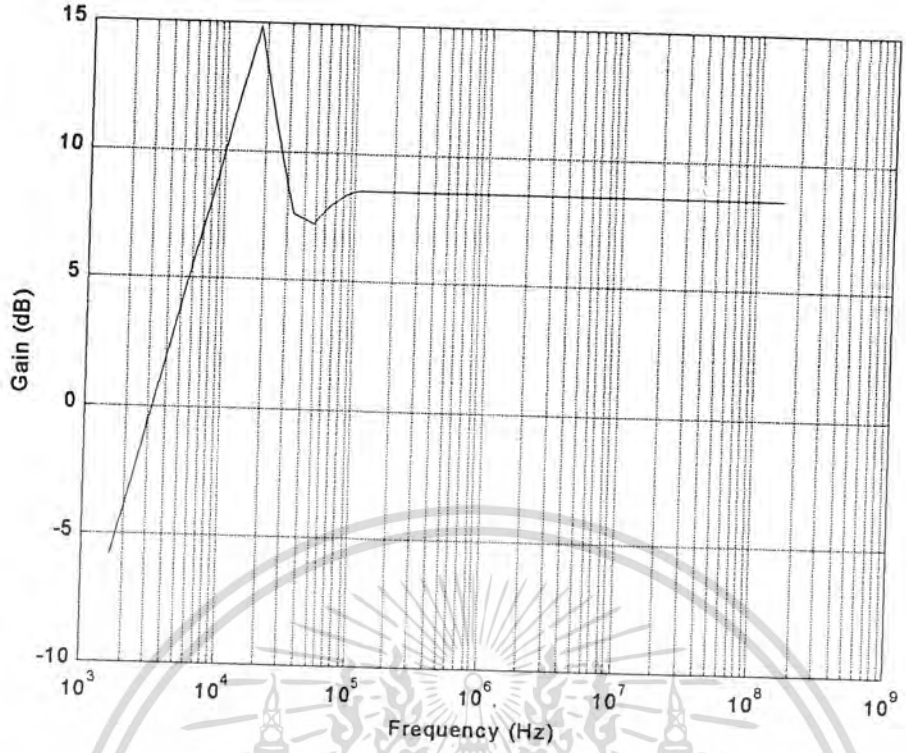
$$e_2 = P\sinh(P) + \frac{C_3}{C_O}(1-K_2)\cosh(P) + \frac{K_2C_3}{C_O} + \frac{C_3}{C_O} + \frac{C_3^2(1-K_2)\cosh(P)}{C_O^2P\sinh(P)} + \frac{C_3^2K_2}{C_O^2P\sinh(P)}$$

$$= \frac{C_3}{C_O\sinh(P)}(\frac{C_3}{C_OP}(K_2 + (1-K_2)\cosh(P)) + \sinh(P)(1 + K_2 + (1-K_2)\cosh(P)) + \frac{C_O}{C_3}P\sinh^2(P))$$

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{1}{2}[\frac{P\cosh(P)(\cosh(P) - 1) - \sinh(P)(1 + \frac{C_3}{C_O})}{\frac{(1-K_2)}{P}(\frac{C_3}{C_O}(\frac{K_2}{1-K_2} + \cosh(P)) + P\sinh(P)(\frac{1+K_2}{1-K_2} + \cosh(P)) + \frac{C_OP^2\sinh^2(P)}{C_3(1-K_2)})}]$$

$$= \frac{1}{2}[\frac{P^2\cosh(P)(\cosh(P) - 1) - P\sinh(P)(\frac{C_3}{C_O} + 1)}{\frac{C_3}{C_O}(\frac{K_2}{1-K_2} + \cosh(P)) + P\sinh(P)(\frac{1+K_2}{1-K_2} + \cosh(P)) + \frac{C_OP^2\sinh^2(P)}{C_3(1-K_2)}}]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.11 กราฟแสดงค่า Sensitivity (R3) ของวงจร Active notch characteristics

-การคำนวณหา Sensitivity ของ C3

$$T_{(P)} = \frac{(\frac{C_3}{C_o} + P\sinh(P))K_2}{\frac{C_3}{C_o}\cosh(P) + P\sinh(P) + K_2\frac{C_3}{C_o}(1-\cosh(P))}$$

จากสูตร

$$S_{k_2}^{T(P)} = C_3(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)})$$

$$N(S) = K_2(P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_O})$$

$$N'(S) = K_2(\frac{Pd\sinh(p)}{dC_3} + \frac{\sinh(p)dP}{dC_3} + \frac{dC_3}{C_O dC_3})$$

$$= K_2(\frac{SR_3\sinh(p)}{2P} - SR_3\frac{\cosh(p)}{2} + \frac{1}{C_O})$$

$$= \frac{SR_3K_2}{2}(\frac{\sinh(p)}{P} - \cosh(p)) + \frac{K_2}{C_O}$$

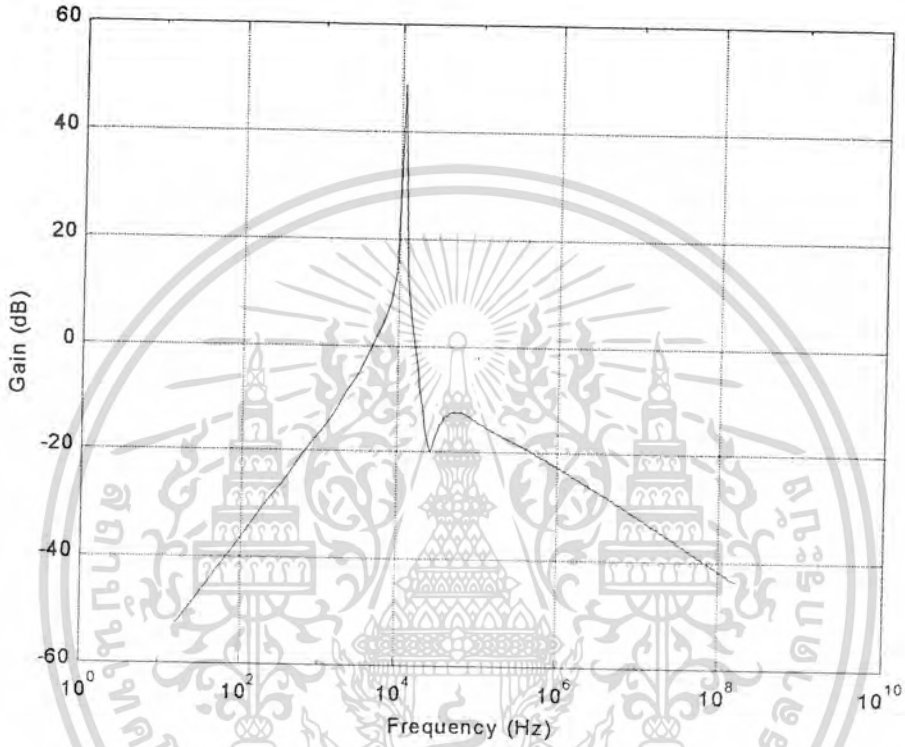
$$D(S) = P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_O}\cosh(p) + K_2\frac{C_3}{C_O}(1-\cosh(p))$$

$$D'(S) = \frac{Pd\sinh(p)}{dC_3} + \sinh(p)\frac{dP}{dC_3} + \frac{d}{dC_3}(\frac{C_3}{C_O}(1-K_2)\cosh(p)) + \frac{K_2dC_3}{C_O dC_3})$$

$$= SR_3(\frac{\sinh(p)}{2P}(1 + \frac{C_3}{C_o}(1-K_2) + \frac{\cosh(p)}{2}) + \frac{\cosh(p)}{C_O}(1-K_2) + \frac{K_2}{C_O}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

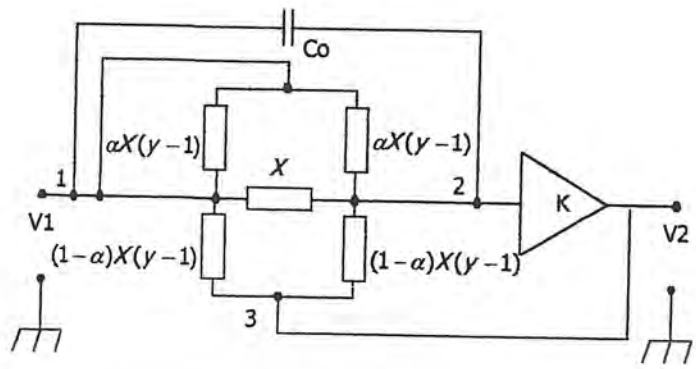
$$S_{C_O}^{T(p)} = \frac{1}{2}\left[\frac{P^2\cosh(p) + p\sinh(p) + 2\frac{C_3}{C_O}}{P\sinh(p) + \frac{C_3}{C_O}} - \frac{P\sinh(p)\left(\frac{C_3(1-K_2)}{C_O} + 1\right) + P^2\cosh(p) + \frac{2C_3(1-K_2)\cosh(p)}{C_O} + 2\frac{C_3K_2}{C_O}}{P\sinh(p) + \frac{C_3\cosh(p)}{C_O} + \frac{C_3K_2}{C_O}(1-\cosh(p))}\right] = \frac{e_1}{e_2}$$



รูป 4.12 กราฟแสดงค่า Sensitivity (C3) ของวงจร Active notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การคำนวณหา Sensitivity ของวงจร Tunable Notch filter



รูป 4.13 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของวงจร Tunable Notch filter

-การคำนวณหา Sensitivity ของ K3

$$T_{(p)} = \frac{k_3(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)}$$

$$S_{k_3}^{T_{(p)}} = k_3\left(\frac{N'(S)}{N(S)}-\frac{D'(S)}{D(S)}\right)$$

$$N(S) = k_3(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p)$$

$$N'(S) = 1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p)$$

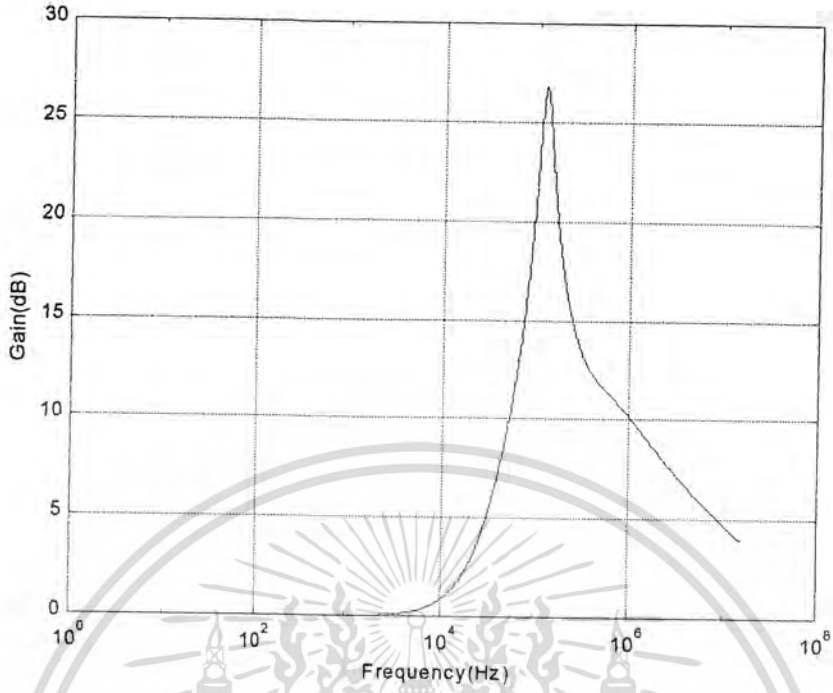
$$D(S) = (1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)$$

$$D'(S) = (1-\alpha)(1-\cosh(p))$$

$$S_{k_3}^{T_{(p)}} = k_3\left(\frac{(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))}{(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))k_3}-\frac{1-\cosh(p)}{\frac{\cosh(p)}{k_3(1-\alpha)}-\cosh(p)+\frac{\beta p\sinh(p)}{k_3(1-\alpha)}+1}\right)$$

$$= \frac{\cosh(p)+\beta p\sinh(p)}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.14 กราฟแสดงค่า Sensitivity (K3)ของวงจร Tunable Notch filter

-การคำนวณหา Sensitivity ของ Co

$$T_{(p)} = \frac{k_3(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)}$$

$$S_{Co}^{T(p)} = Co\left(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)}\right)$$

$$N(S) = k_3(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))$$

$$N'(S) = \frac{k_3 p\sinh(p)}{C_1+C_2}$$

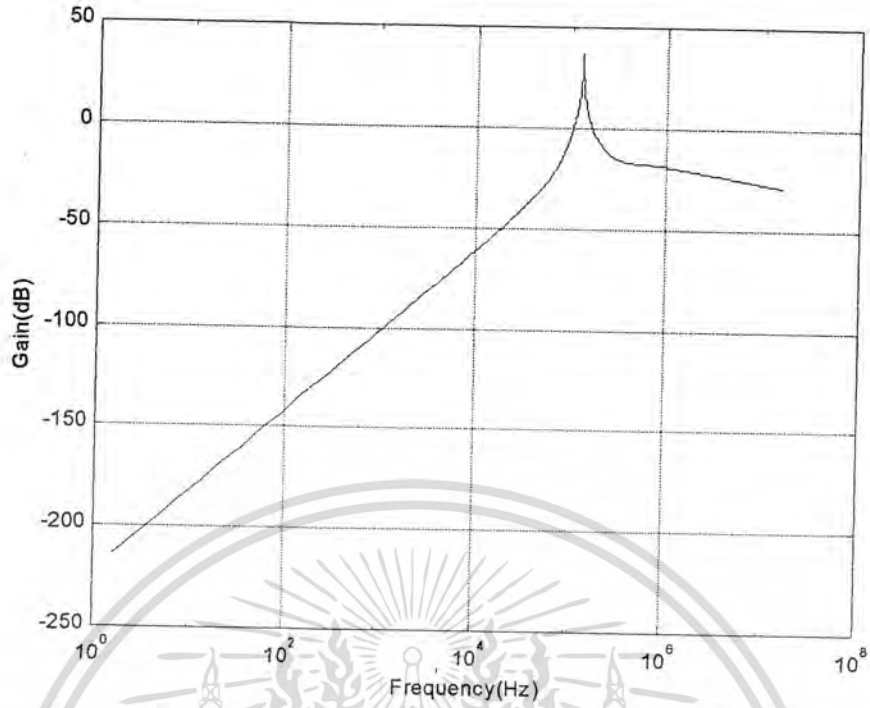
$$D(S) = (1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)$$

$$D'(S) = \frac{p\sinh(p)}{C_1+C_2}$$

$$S_{Co}^{T(p)} = Co\left(\frac{\frac{k_3 p\sinh(p)}{C_1+C_2}}{(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))k_3} - \frac{\frac{p\sinh(p)}{C_1+C_2}}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sin(p)+k_3(1-\alpha)}\right)$$

$$= \frac{\beta p\sinh(p)}{1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p)} - \frac{\beta p\sinh(p)}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.15 กราฟแสดงค่า Sensitivity (Co)ของวงจร Tunable Notch filter

-การคำนวณหา Sensitivity ของ C2

$$T_{(p)} = \frac{k_3(C_1 + C_2\cosh(p) + C_o p\sinh(p))}{(C_1(1-k_3) + C_2)\cosh(p) + C_o p\sinh(p) + k_3 C_1}$$

$$S_{C_2}^{T_{(p)}} = C_2\left(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)}\right)$$

$$N(S) = k_3(C_1 + C_2\cosh(p) + C_o p\sinh(p))$$

$$N'(S) = k_3\frac{d}{dC_2}(C_1 + C_2\cosh(p) + C_o p\sinh(p))$$

$$= k_3\left[C_2\frac{d}{dC_2}\cosh(p) + \cosh(p)\frac{dC_2}{dC_2} + C_o\left(p\frac{d}{dC_2}\sinh(p) + \sinh(p)\frac{dp}{dC_2}\right)\right]$$

$$= k_3\left[\frac{SR_3\sinh(p)}{2p}(C_2 + C_o) + \frac{SR_3 C_o\cosh(p)}{2} + \cosh(p)\right]$$

$$D(S) = (C_1(1-k_3) + C_2)\cosh(p) + C_o p\sinh(p) + C_1 k_3$$

$$D'(S) = \frac{d}{dC_2}(C_1(1-k_3) + C_2)\cosh(p) + C_o p\sinh(p) + C_1 k_3)$$

$$= C_1(1-k_3)\frac{SR_3\sinh(p)}{2p} + \frac{C_2 SR_3\sinh(p)}{2p} + \cosh(p)$$

$$+ C_o\left(SR_3\frac{\sinh(p)}{2p} + SR_3\frac{\cosh(p)}{2}\right)$$

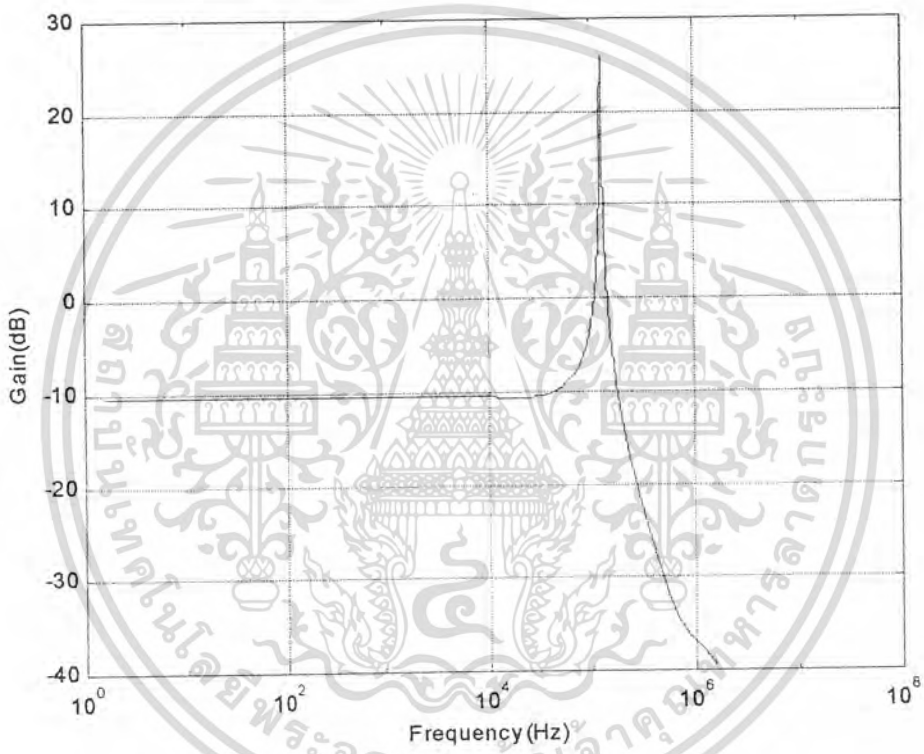
$$= SR_3\left[\frac{\sinh(p)}{2p}(C_1(1-k_3) + C_2 + C_o) + C_o\frac{\cosh(p)}{2}\right] + \cosh(p)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_2\frac{N'(S)}{N(S)}=\frac{p(C_2+C_o)\frac{\sinh(p)}{2}+(C_1+C_2)\cosh(p)+C_o p^2\frac{\cosh(p)}{2}}{\frac{C_1(C_1+C_2)}{C_2}+(C_1+C_2)\cosh(p)+\frac{C_o}{C_2}(C_1+C_2)p\sinh(p)}$$

$$C_2\frac{D'(S)}{D(S)}=\frac{p\frac{\sinh(p)}{2}(C_1(1-k_3)+C_2+C_o)+(C_1+C_2)\cosh(p)+C_o\frac{p^2\cosh(p)}{2}}{(C_1+C_2)(C_1(1-k_3)+C_2)\cosh(p)+C_o(C_1+C_o)p\sinh(p)+K_3(C_1+C_2)(C_1+C_2+C_o)}$$

$$S_{C_2}^{T(p)}=\frac{1}{2}[\frac{(\alpha+\beta)p\sinh(p)+2\cosh(p)+\beta p^2\cosh(p)}{\frac{\Omega}{\alpha}+\cosh(p)+\frac{\beta}{\alpha}p\sinh(p)}-\frac{(\Omega(1-k_3)+\alpha+\beta)p\sinh(p)+2\cosh(p)+\beta p^2\cosh(p)}{(1+\frac{\Omega}{\alpha}(1-k_3))\cosh(P)+\frac{\beta}{\alpha}p\sinh(p)+\frac{K_3\beta}{\alpha}}]$$



รูป 4.16 กราฟแสดงค่า Sensitivity (C2)ของวงจร Tunable Notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-การคำนวณหา Sensitivity ของ C1

$$T_{(p)} = \frac{k_3(C_1 + C_2\cosh(p) + C_o p\sinh(p))}{(C_1(1-k_3)+C_2)\cosh(p) + C_o p\sinh(p) + k_3 C_1}$$

$$S_{C_1}^{T_{(p)}} = C_1\left(\frac{N'(S)}{N(S)} - \frac{D'(S)}{D(S)}\right)$$

$$N(S) = k_3(C_1 + C_2\cosh(p) + C_o p\sinh(p))$$

$$N'(S) = k_3\frac{d}{dC_1}(C_1 + C_2\cosh(p) + C_o p\sinh(p))$$

$$= k_3\left[\frac{SR_3\sinh(p)}{2p}(C_2 + C_o) + \frac{SR_3 C_o\cosh(p)}{2}\right] + k_3$$

$$D(S) = (C_1(1-k_3) + C_2)\cosh(p) + C_o p\sinh(p) + C_1 k_3$$

$$D'(S) = \frac{d}{dC_1}(C_1(1-k_3) + C_2)\cosh(p) + C_o p\sinh(p) + C_1 k_3)$$

$$= (1-k_3)\left[\frac{C_1 SR_3\sinh(p)}{2p} + \cosh(p)\right] + \frac{SR_3 C_2\sinh(p)}{2p}$$

$$+ C_o\left(SR_3\frac{\sinh(p)}{2p} + SR_3\frac{\cosh(p)}{2}\right) + k_3$$

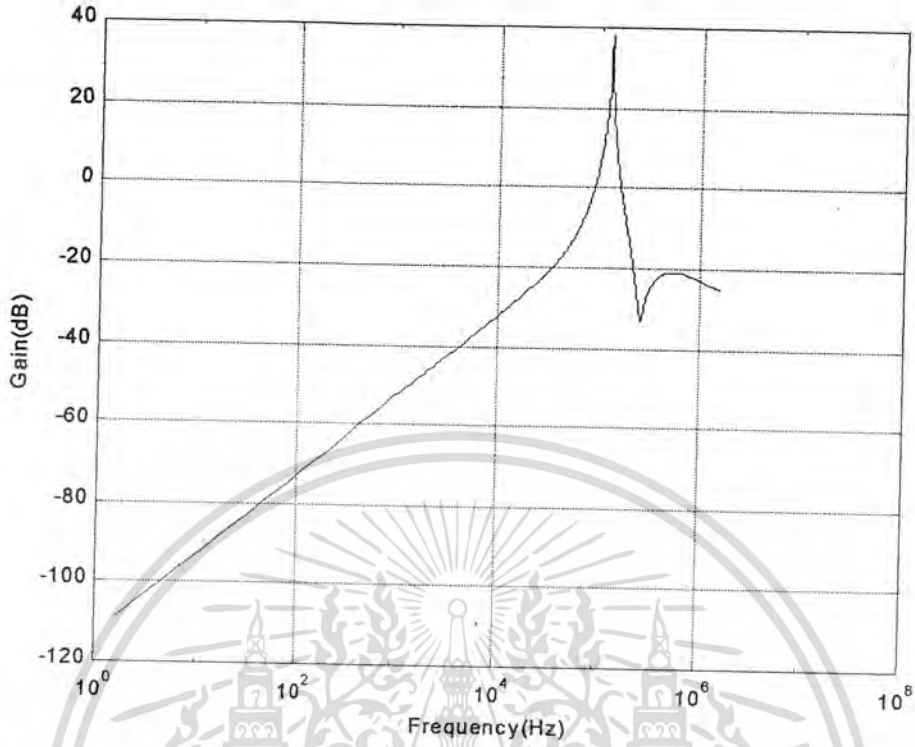
$$= SR_3\left[\frac{\sinh(p)}{2p}(C_1(1-k_3) + C_2 + C_o) + C_o\frac{\cosh(p)}{2}\right] + (1-k_3)\cosh(p) + k_3$$

$$C_1\frac{N'(S)}{N(S)} = \frac{(C_2 + C_o)\frac{p\sinh(p)}{2} + C_1 + C_2 + C_o p^2\frac{\cosh(p)}{2}}{C_1 + C_2 + \frac{C_2}{\Omega}\cosh(p) + \frac{C_o}{\Omega}p\sinh(p)}$$

$$C_1\frac{D'(S)}{D(S)} = \frac{\frac{p\sinh(p)}{2}(C_1(1-k_3) + C_2 + C_o) + (C_1 + C_2)[(1-k_3)\cosh(p) + k_3] + C_o\frac{p^2\cosh(p)}{2}}{(\frac{C_2}{\Omega} + \frac{C_1}{\Omega}(1-k_3))\cosh(p) + \frac{C_o}{\Omega}p\sinh(p) + K_3\frac{C_1}{\Omega}}$$

$$S_{C_1}^{T_{(p)}} = \frac{1}{2}\left[\frac{(\alpha+\beta)p\sinh(p) + 2 + \beta p^2\cosh(p)}{1 + \frac{\alpha}{\Omega}\cosh(p) + \frac{\beta}{\Omega}p\sinh(p)} - \frac{(\Omega(1-k_3) + \alpha + \beta)p\sinh(p) + 2(1-k_3)\cosh(p) + \beta p^2\cosh(p) + 2k_3}{(\frac{\alpha}{\Omega} + (1-k_3))\cosh(P) + \frac{\beta}{\Omega}p\sinh(p) + K_3}\right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.17 กราฟแสดงค่า Sensitivity (C1)ของวงจร Tunable Notch filter

-การคำนวณหา Sensitivity ของ R3

$$T_{(p)} = \frac{k_3(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)}$$

$$S_{R_3}^{T_{(p)}} = R_3\left(\frac{N'(S)}{N(S)}-\frac{D'(S)}{D(S)}\right)$$

$$N(S) = k_3(1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p))$$

$$N'(S) = k_3\left[\frac{\alpha\sinh(p)}{2p}(S(C_1+C_2))+\beta\left(\frac{p\cosh(p)}{2p}(S(C_1+C_2))+\frac{\sinh(p)}{2p}(S(C_1+C_2))\right)\right]$$

$$= k_3S(C_1+C_2)\left[\frac{\sinh(p)}{2p}(\alpha+\beta)+\beta\frac{\cosh(p)}{p}\right)$$

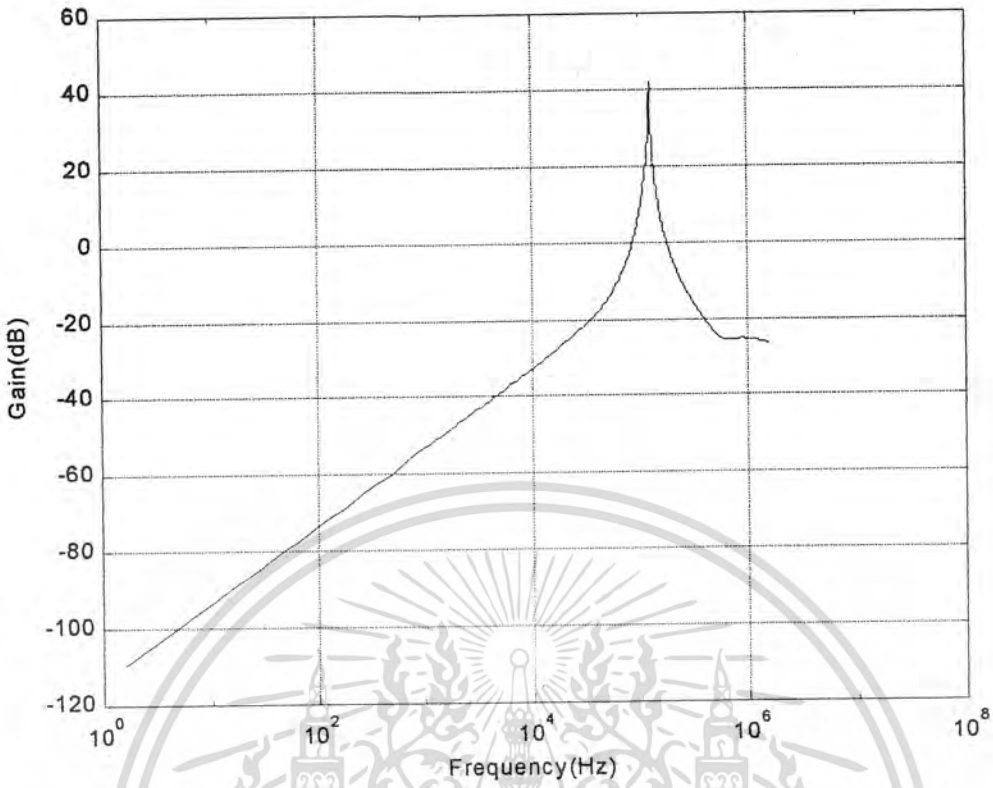
$$D(S) = (1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sinh(p)+k_3(1-\alpha)$$

$$D'(S) = (1-k_3(1-\alpha))\frac{\sinh(p)}{2p}(S(C_1+C_2))+\beta(S(C_1+C_2))\left(\frac{p\cosh(p)}{2p}+\frac{\sinh(p)}{2p}\right)$$

$$S_{R3}^{T_{(p)}} = \frac{\frac{p\sinh(p)}{2}(\alpha+\beta)+\frac{p^2\beta\cosh(p)}{2}}{1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p)} - \frac{\frac{p\sinh(p)}{2}(1+\beta+k_3(1-\alpha))+\frac{p^2\beta\cosh(p)}{2}}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sin(p)+k_3(1-\alpha)}\Bigg)$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{p\sinh(p)(\alpha+\beta)+p^2\beta\cosh(p)}{1-\alpha+\alpha\cosh(p)+\beta p\sinh(p)} - \frac{p\sinh(p)(1+\beta+k_3(1-\alpha))+p^2\beta\cosh(p)}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh(p)+\beta p\sin(p)+k_3(1-\alpha)}\right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.18 กราฟแสดงค่า Sensitivity (R3)ของวงจร Tunable Notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

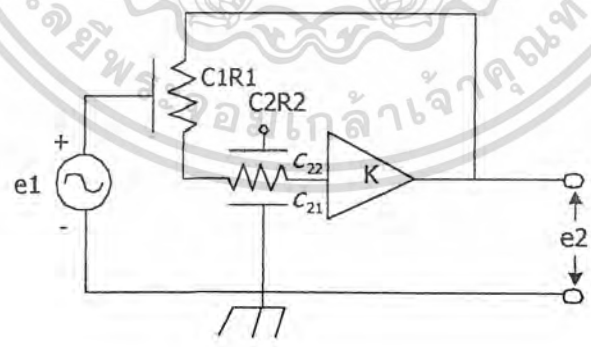
ผลการทดลองทางด้าน Matlab , P-Spice และเครื่อง Audio Analyzer

5.1 กล่าวนำ

ในการทดลองจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ ส่วนที่ 1. การทดลองโดยใช้โปรแกรม Matlab ซึ่งเป็นการ simulator ทางสมการหรือจะเรียกได้ว่าเป็นการทดลองทางทฤษฎี ต่อมาในส่วนที่ 2. จะเป็นการ simulator วงจรที่จะสร้างจริงด้วยโปรแกรม P-Spice และส่วนที่ 3. จะเป็นการทดลองจริงแล้วใช้เครื่อง Audio Analyzer วัดผลตอบสนองทางความถี่ ซึ่งจากการทดลองทั้ง 3 ส่วนนี้จะเป็นการยืนยันถึงผลทางทฤษฎี และทางปฏิบัติว่าใกล้เคียงกัน

5.2 การใช้ Matlab ในการวิเคราะห์วงจร

5.2.1 BPF with one notch characteristics



รูป 5.1 วงจร BPF with one notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้

$\alpha = 0.179$

$C1 = C2 = C = 100\,pF$

$R1 = R2 = R = 100\,K\Omega$

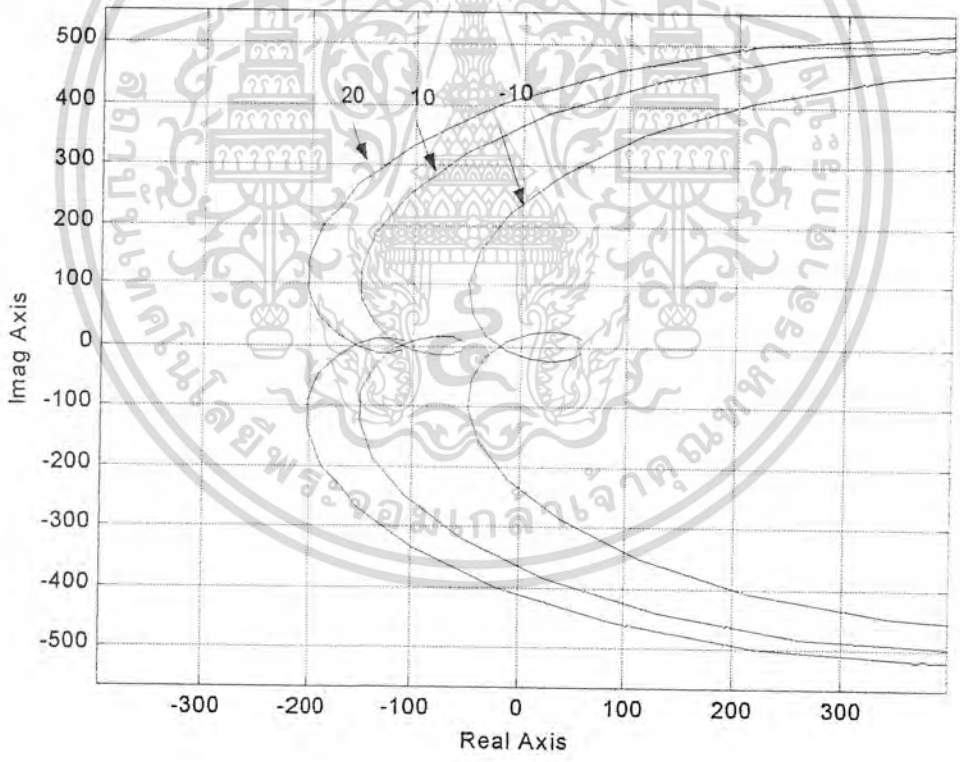
$C12 = 82\,pF$

$C22 = 18\,pF$

$K = -10$

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{(\cosh P - 1)(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P})K_1}{\cosh 2P \frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh 2P}{2P} - K_1(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P})}$$

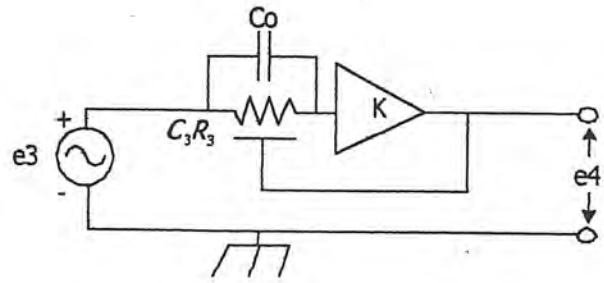
ซึ่งสามารถนำไปประมวลผลด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อหาเสถียรภาพของวงจรได้ดังรูป



รูป 5.2 กราฟแสดงความเสถียรภาพของวงจร BPF with one notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 Active notch characteristics circuit



รูป 5.3 วงจร Active notch characteristics

กำหนดให้

C3 = 1000 pF

R3 =1MΩ

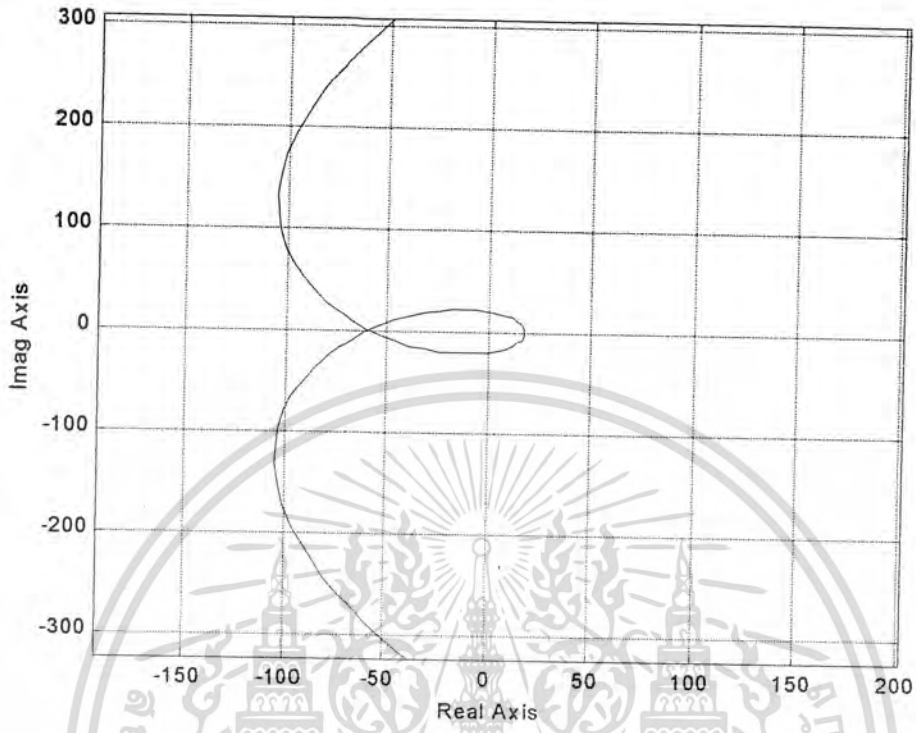
Co = 56.22 pF

K2 = 0.7

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(\frac{C}{C_o} + P\sinh P)K_2}{\frac{C}{C_o}\cosh P + P\sinh P + K_2\frac{C}{C_o}(1-\cosh P)}$$

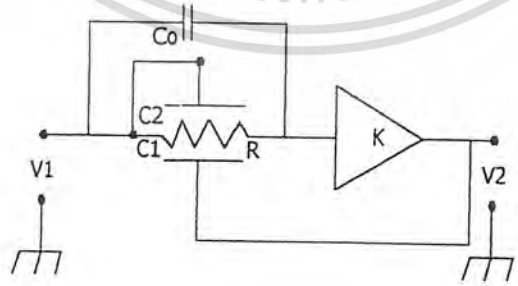
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถนำไปประมวลผลด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อหาเสถียรภาพของวงจรได้ดังรูป



รูป 5.4 กราฟแสดงความเสถียรภาพของวงจร Active notch characteristics

5.2.3 Tunable notch filter



รูป 5.5 วงจร Tunable notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้

$\alpha = 0.04$

$\beta = 0.032$

$\Omega = 0.92$

$C = 1000\ pF$

$R = 100\ K\Omega$

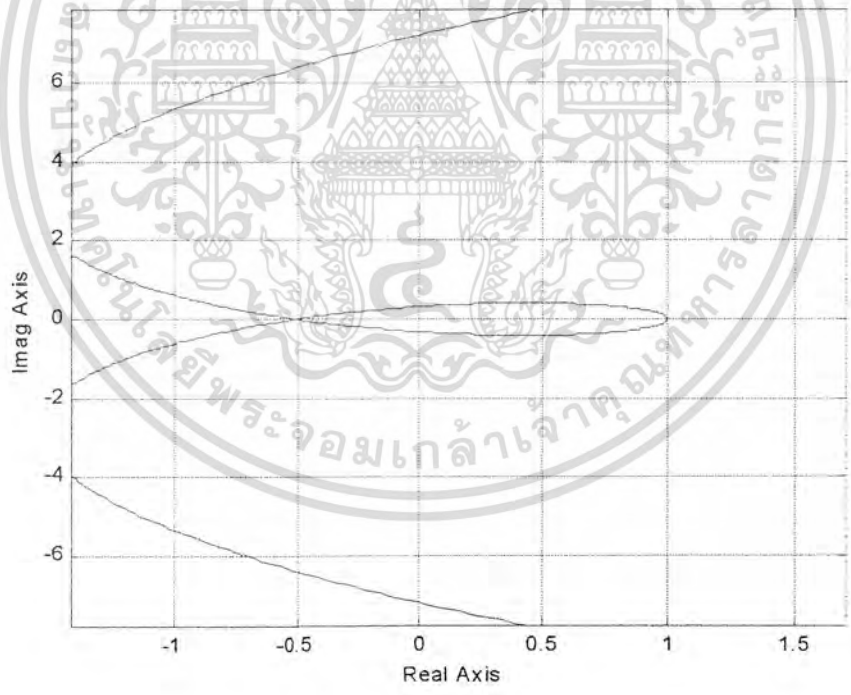
$C1 = 920\ pF$

$C2 = 80\ pF$

$K = 0.95$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k_3(1-\alpha+\alpha\cosh p+\beta p\sinh p)}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh p+\beta p\sinh p+k_3(1-\alpha)}$$

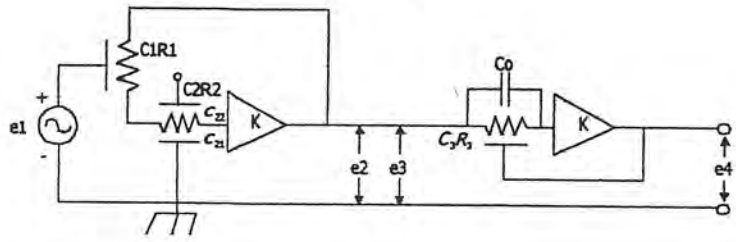
ซึ่งสามารถนำไปประมวลผลด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อหาเสถียรภาพของวงจรได้ดังรูป



รูป 5.6 กราฟแสดงความเสถียรภาพของวงจร Tunable notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.4 BPF with double notch characteristics



รูป5.7 วงจร BPF with double notch characteristics

กำหนดให้

$\alpha = 0.179$

C3 = 1000 pF

R3 =1MΩ

Co = 56.22 pF

K2 = 0.7

C1 = C2 = C = 100 pF

R1 = R2 = R =100 KΩ

C12 = 82 pF

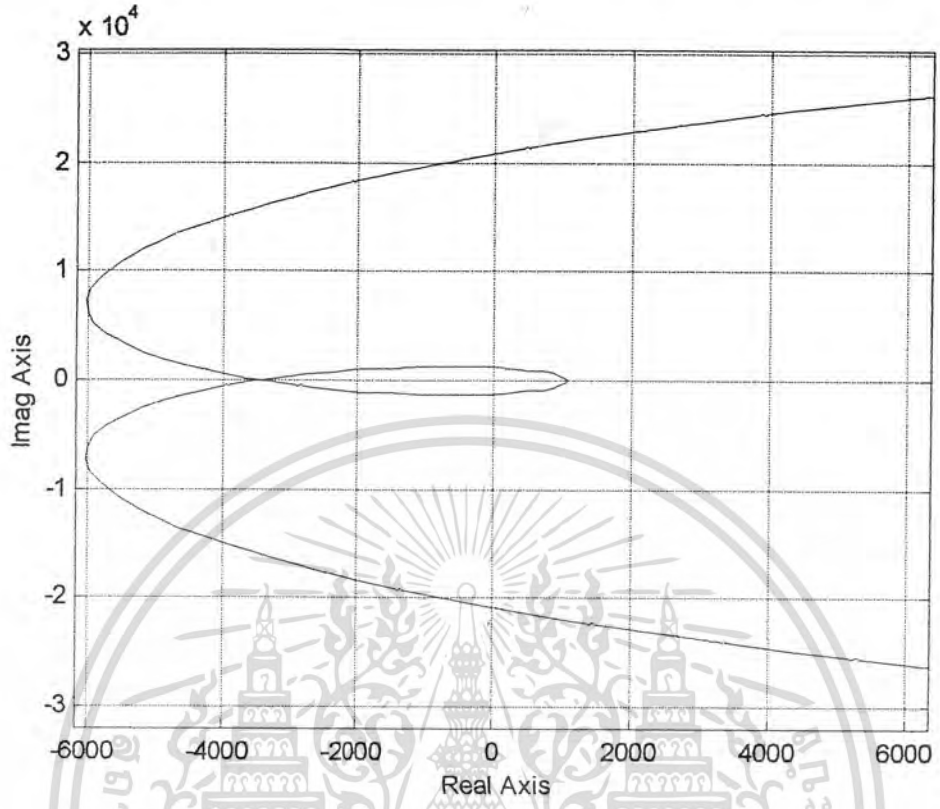
C22 = 18 pF

K = -10

$$\frac{Vo}{Vi} = \left[\frac{(\cosh P - 1)\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P}\right)K_1}{\cosh 2P\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh 2P}{2P} - K_1\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P}\right)}\right]\left[\frac{\left(\frac{C}{Co} + P\sinh P\right)K_2}{\frac{C}{Co}\cosh P + P\sinh P + K_2\frac{C}{Co}(1-\cosh P)}\right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

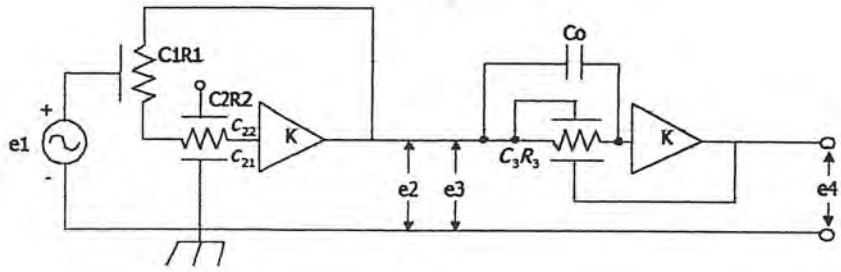
ซึ่งสามารถนำไปประมวลผลด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อหาเสถียรภาพของวงจรได้ดังรูป



รูป 5.8 กราฟแสดงความเสถียรภาพของวงจร BPF with double notch characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.5 BPF with Tunable notch filter



รูป5.9 วงจรBPF with Tunable notch filter

กำหนดให้

$\alpha = 0.04$

$\beta = 0.032$

$\Omega = 0.92$

C = 1000 pF

R = 100 KΩ

C1 = 920 pF

C1 = C2 = C = 100 pF

R1 = R2 = R = 100 KΩ

C12 = 82 pF

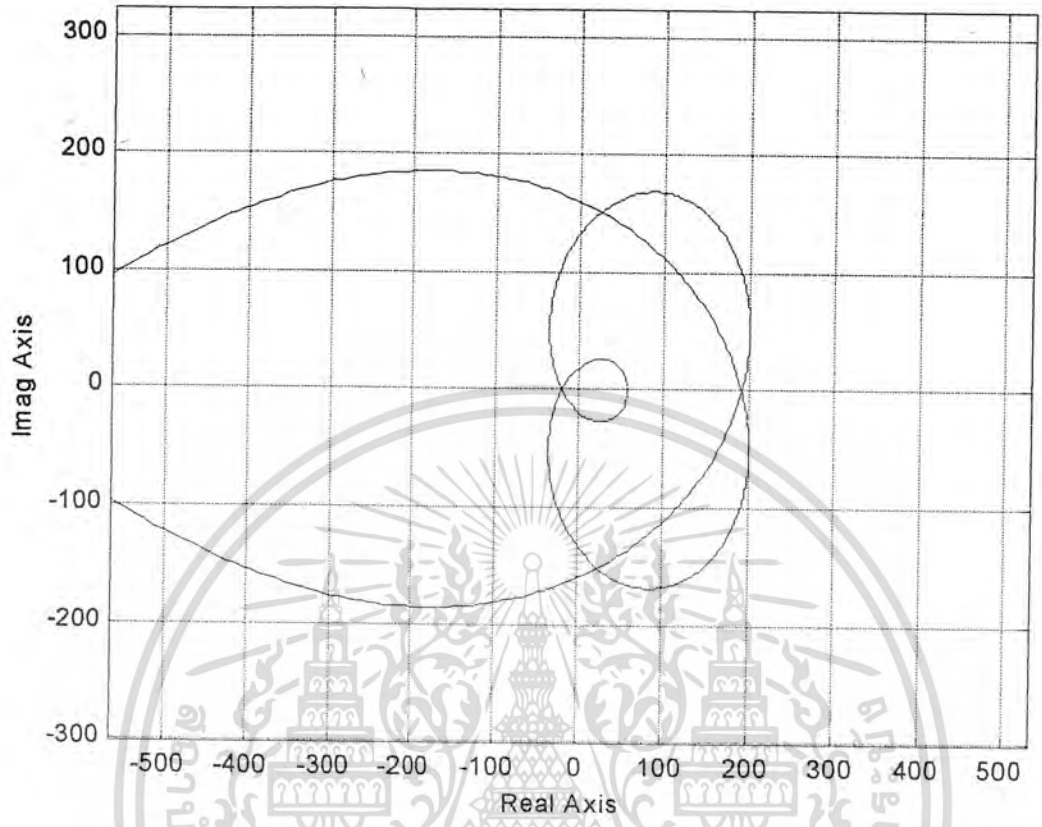
C22 = 18 pF

K = -10

$$\frac{Vo}{Vi} = \left[\frac{(\cosh P - 1)\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P}\right)K_1}{\cosh 2P\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh 2P}{2P} - K_1\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + \frac{\sinh P}{P}\right)}\right]\left[\frac{k_3(1-\alpha+\alpha\cosh p + \beta p \sinh p)}{(1-k_3(1-\alpha))\cosh p + \beta p \sinh p + k_3(1-\alpha)}\right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถนำไปประมวลผลด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อหาสเถียรภาพของวงจรได้ดังรูป



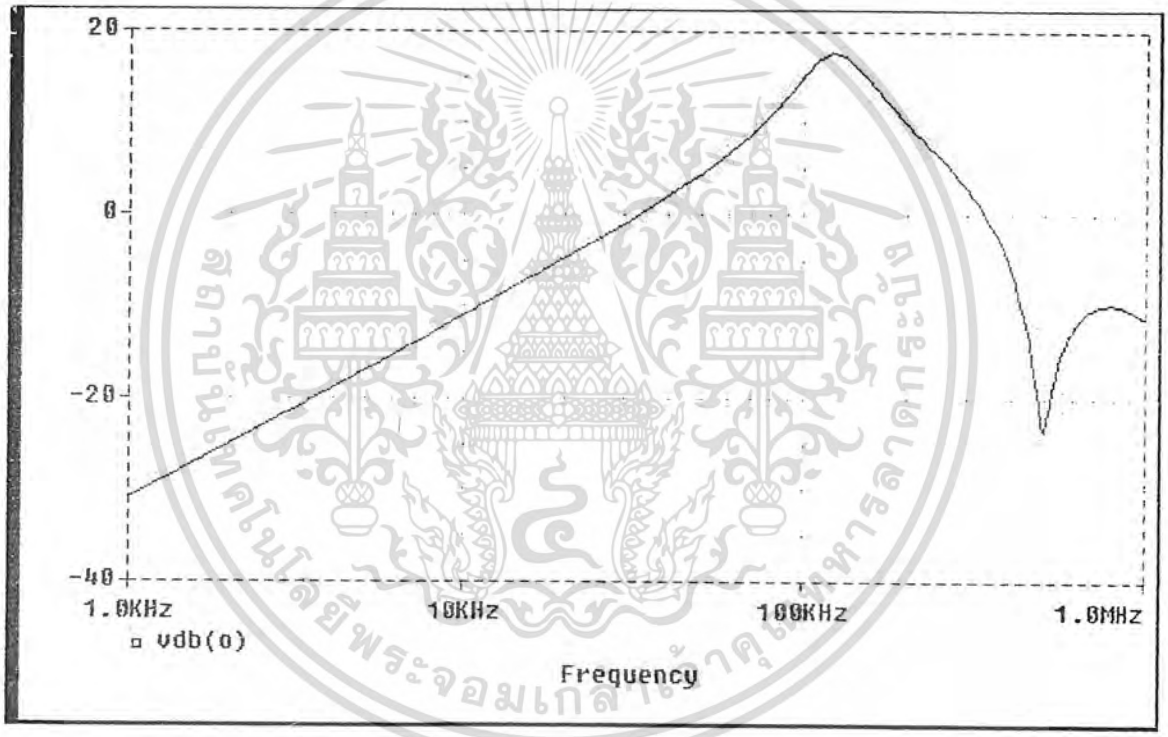
รูป 5.10 กราฟแสดงความเสถียรภาพของวงจรBPF with Tunable notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การใช้ P-Spice ในการวิเคราะห์วงจร

ในการใช้โปรแกรม P-Spice ในการsimmuleat นั้นจะได้รูปกราฟที่แตกต่างจากการใช้โปรแกรม Matlap เพราะวงจรที่ใช้งานจริงนั้นจะมีค่าสูญเสียต่างๆและอีกทั้งค่าอุปกรณ์ที่นำมาใช้นั้นหาซื้อได้ยาก ดังนั้นเราจึงประมาณค่าให้ใกล้เคียงที่สุดและได้ทำการเปรียบเทียบรูปกราฟระหว่างค่าอุปกรณ์ที่เราคำนวณได้กับค่าอุปกรณ์ที่ใช้งานจริง

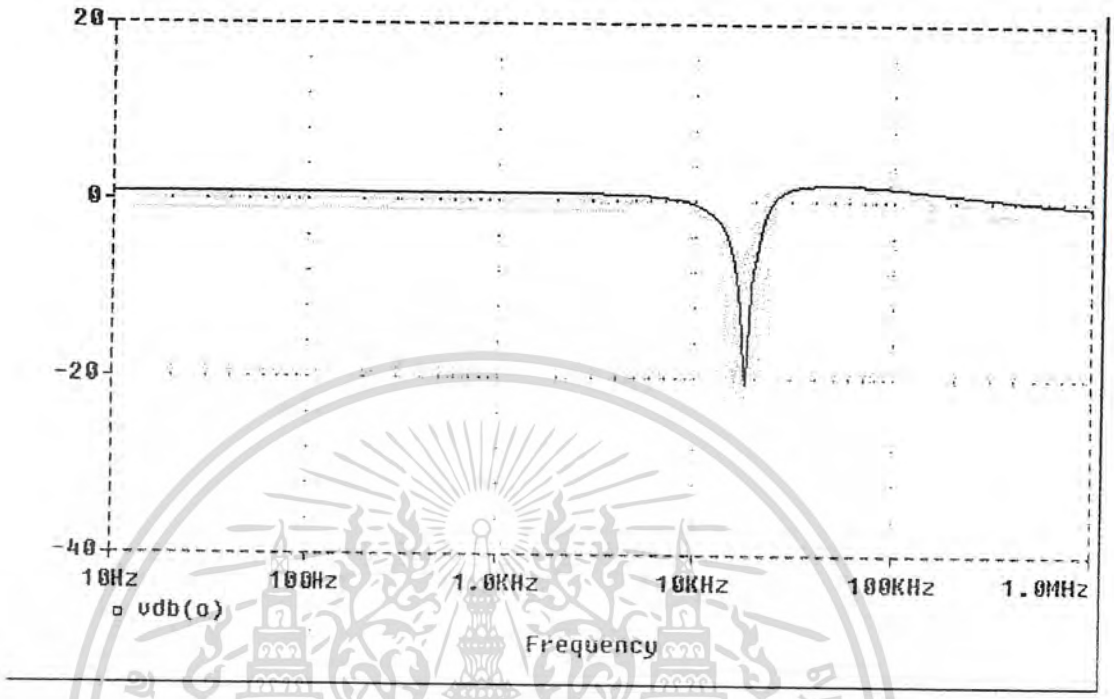
5.3.1 BPF with one notch characteristics



รูป 5.11กราฟแสดงความถี่ResponseของวงจรBPF with Tunable notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

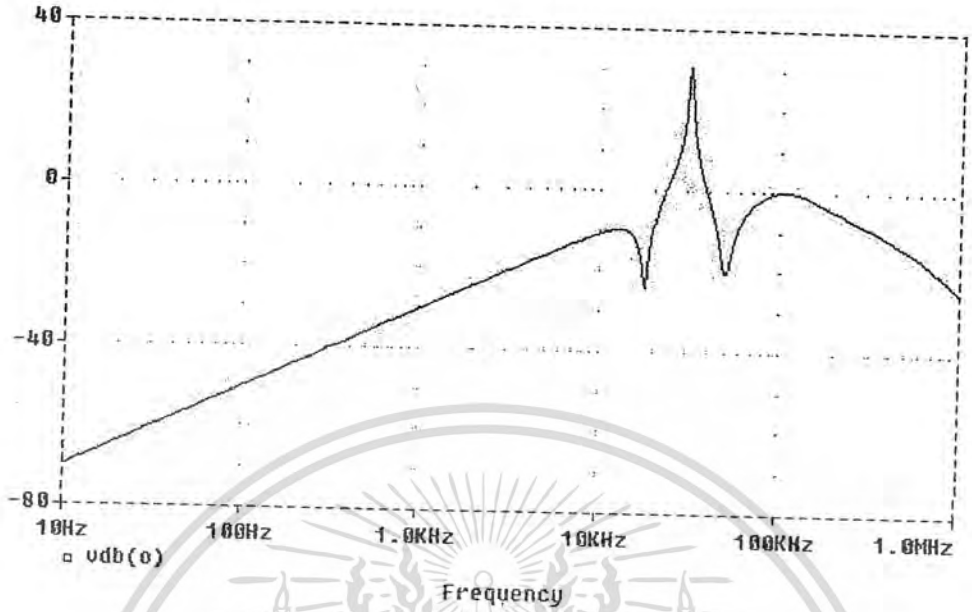
5.3.2 Tunable notch filter



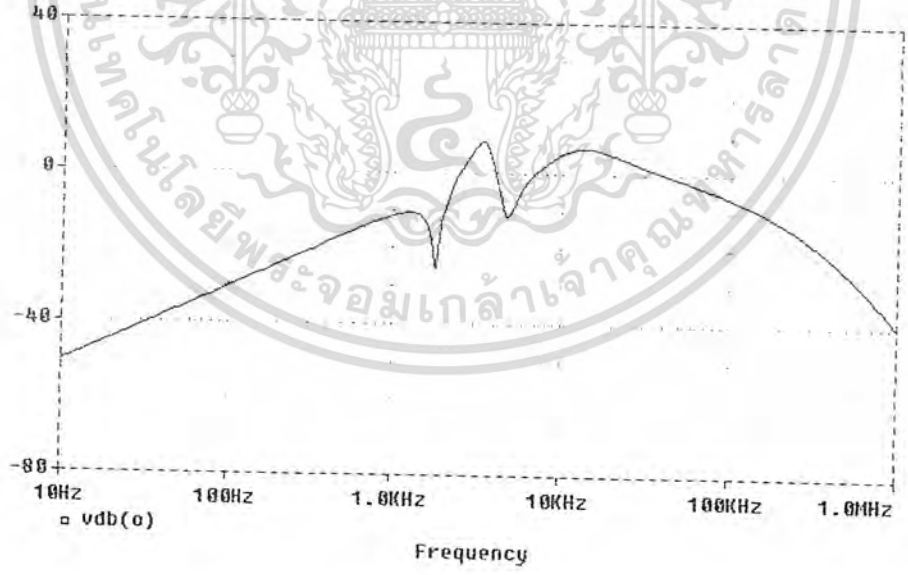
รูป 5.12กราฟแสดงความถี่Responseของวงจร Tunable notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 BPF with Tunable notch filter

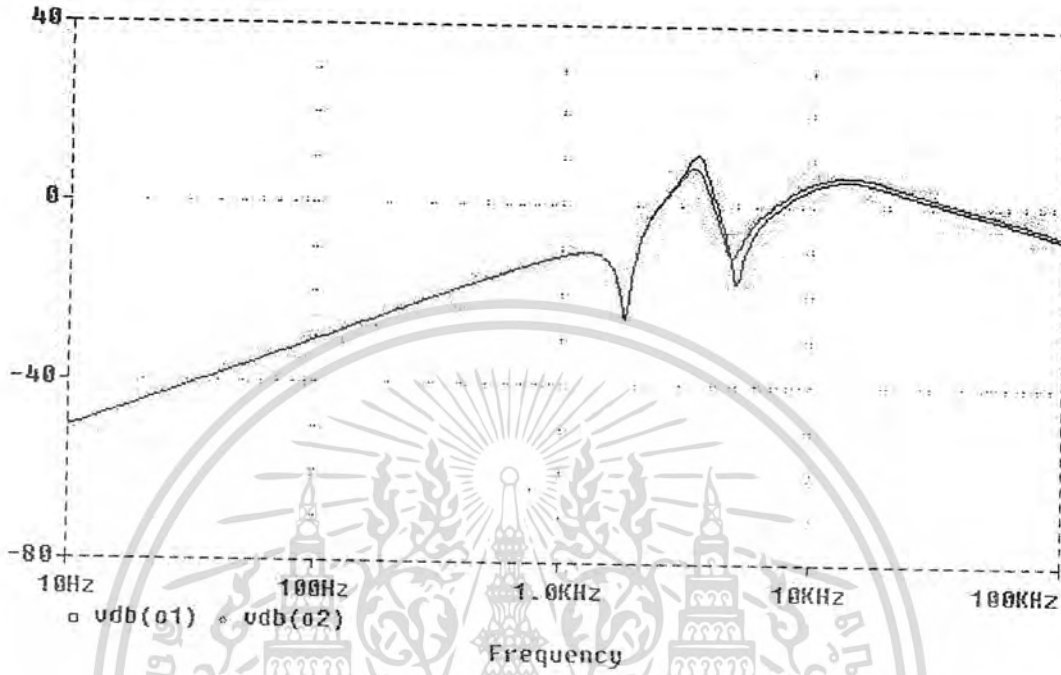


รูป 5.13 กราฟแสดงความถี่Responseของวงจร BPF with Tunable notch filter



รูป 5.14 กราฟแสดงความถี่Responseของวงจร BPF with Tunable notch filter
(ของวงจรที่ใช้งานจริง)

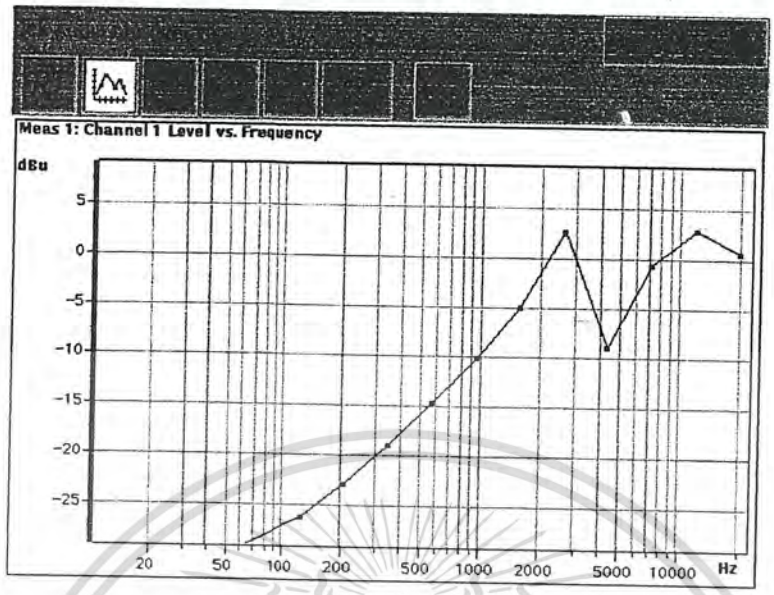
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



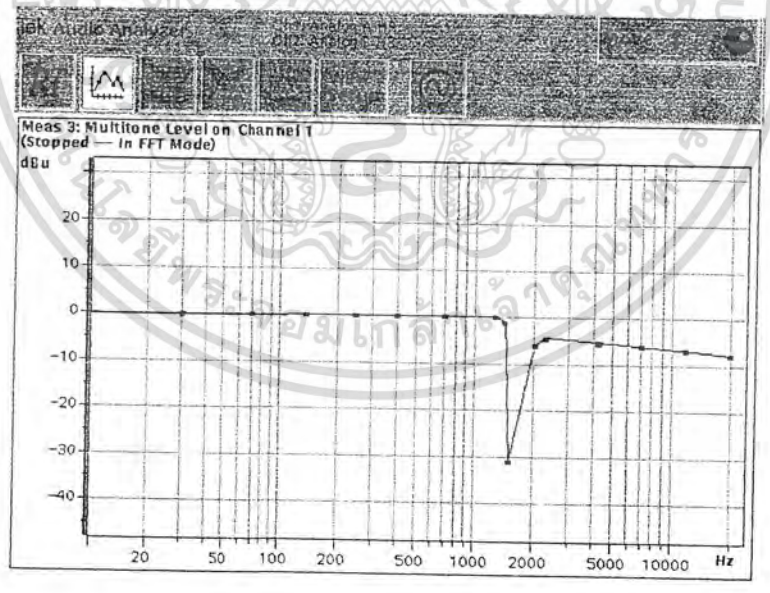
รูป 5.15 กราฟแสดงการเปรียบเทียบความถี่Responseของวงจร BPF with Tunable notch filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 ผลการทดลองโดยใช้เครื่อง Audio Analyzer

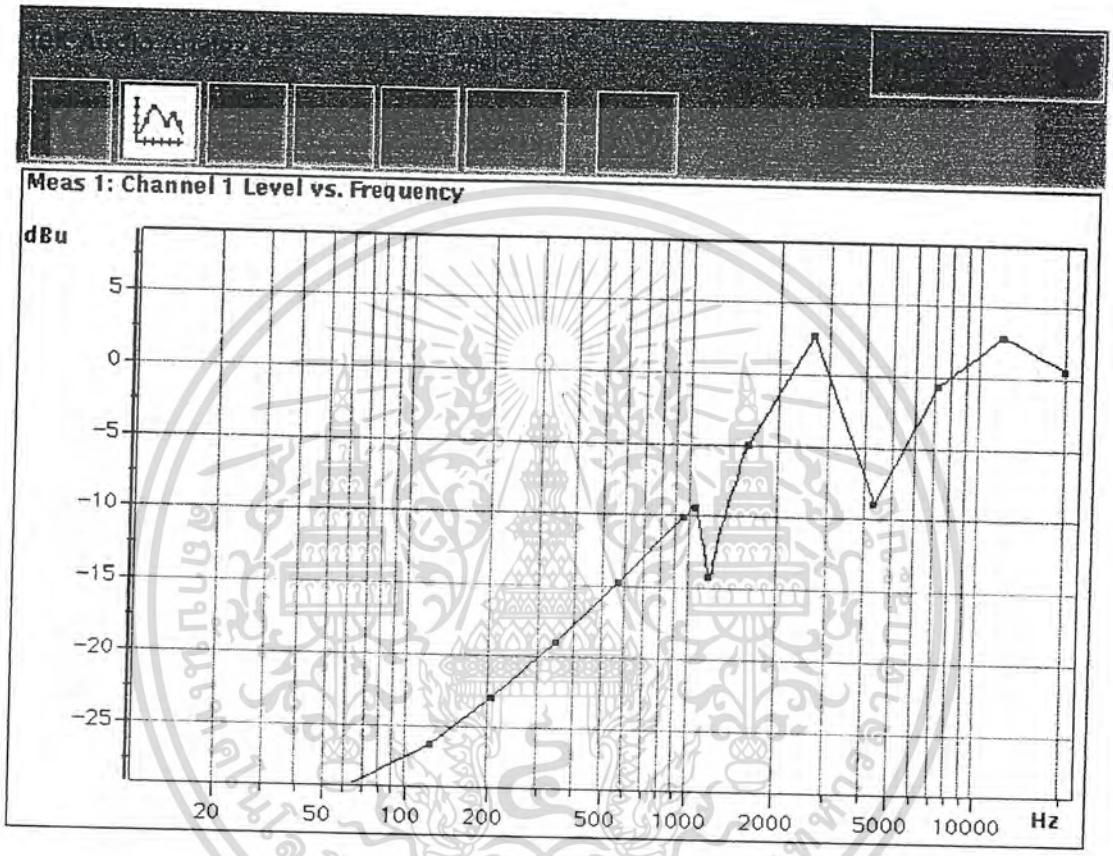


รูป 5.16 กราฟแสดงความถี่ResponseของวงจรBPF with Tunable notch filter โดยใช้เครื่อง Audio Analyzer



รูป 5.17 กราฟแสดงความถี่ResponseของวงจรTunable notch filter โดยใช้เครื่อง Audio Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.18 กราฟแสดงความถี่Responseของวงจร BPF with Tunable notch filter โดยใช้เครื่อง Audio Analyzer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

6.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองเราจะเห็นได้ว่าวงจรกรองสัญญาณโดยใช้ตัวยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์ (Uniform Distributed RC,URC) สามารถให้การตอบสนองทางความถี่ได้ดีเช่นเดียวกับวงจรที่ใช้อุปกรณ์ประเภทลัมค์ (Lump) วงจร BPF witch one notch characteristics ที่เรานำมาทดลองนั้นรูปกราฟความถี่ responses จะมีรูปที่ชันน้อยเกินไป ดังนั้นเราจึงนำวงจร Active notch characteristics มาต่อร่วมกัน จึงทำให้รูปกราฟชันมากขึ้น และจะทำให้แคบว่าเดิมด้วย

และอีกวงจรหนึ่งที่เรานำมาทดลองคือการนำเอาวงจร BPF witch one notchcharacteristics มาต่อกับวงจร Tunable notch filter ซึ่งใช้ตัว DURC ดังนั้นเราจะได้รูปกราฟความถี่ responses ที่มีขนาดแคบกว่าวงจรแรกอีก

ในการใช้ตัว URC ในการออกแบบวงจร Band pass filter นั้นค่าความไว (Sensitivity) จะมีค่าที่ดีกว่าวงจร Band pass filter ที่ใช้ตัว RC แบบธรรมดา และข้อดีอีกอย่างหนึ่งคือสามารถจะทำให้วงจร LSI ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าวงจรแบบลัมค์มาก ซึ่งเป็นผลดีเมื่อนำมาใช้งานเพราะมีขนาดเล็กนั้นเอง

6.2 ปัญหาและแนวทางการแก้ไข

ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทำโครงงานนี้คือ

- ในการใช้อุปกรณ์นำมาต่อเป็นวงจร เราจะหาซื้อได้ลำบาก เพราะค่าอุปกรณ์ที่เราคำนวณได้นั้นจะไม่ค่อยมีขายในท้องตลาด ดังนั้นวงจรที่เราประกอบขึ้นมานั้นจะมีคุณสมบัติแตกต่างจากที่เราคำนวณไว้
- ในการสร้าง URC ด้วยการต่อแบบลัมค์อาร์ซีนั้นถ้าแต่ละตัวห่างกัน ก็จะก่อให้เกิดการรบกวนและการลดทอนได้ โดยได้มีการแก้ไขการจัดวางอุปกรณ์ให้อยู่ในรูปซ้อตเกตไอซี ซึ่งสามารถลดปัญหานี้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.3 แนวทางการพัฒนาและการวิจัย

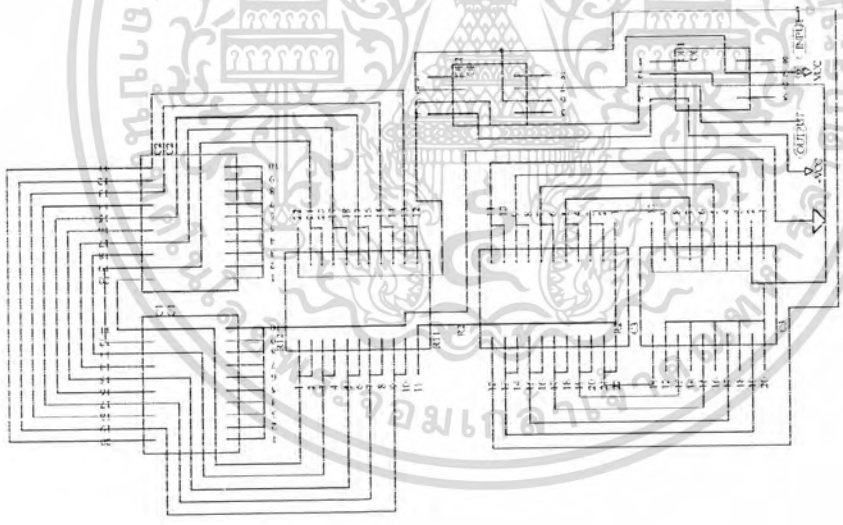
ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สามารถนำไปพัฒนาต่อโดยการ นำมอสเฟส หรือซีมอสมาทำเป็นอาร์ซี ซึ่งคุณสมบัติของมอสเฟส 1 ตัว จะเทียบเท่ากับ URC 1 ตัว ขึ้นอยู่กับการจัดวงจร ข้อดีของการใช้ มอสเฟส จะทำให้วงจรมีขนาดเล็กลง สามรถใช้กับความถี่สูงๆได้ และสามารถปรับเปลี่ยนค่าซีของยูอาร์ซีได้ โดยการปรับแรงดันไบอัสที่ขาเกตของมอสเฟส ซึ่งมีผลทำให้ค่า C ภายในมอสเฟสมีการเปลี่ยนแปลงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

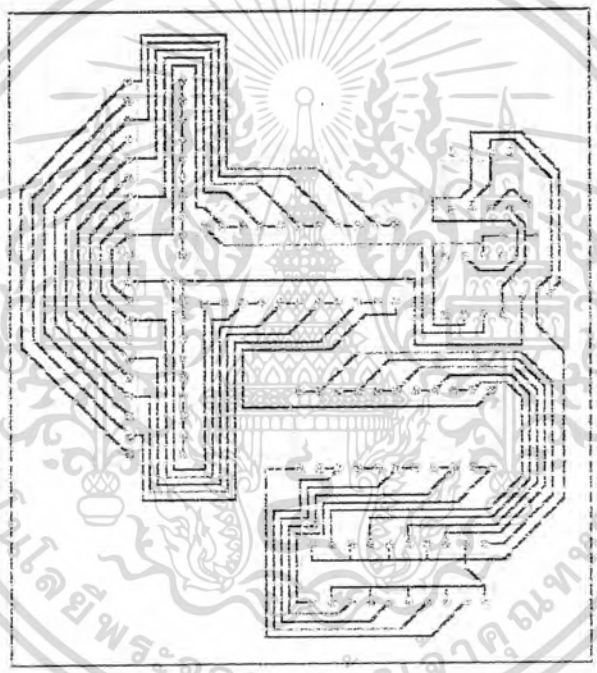
ภาคผนวก ก

รายละเอียดของวงจร

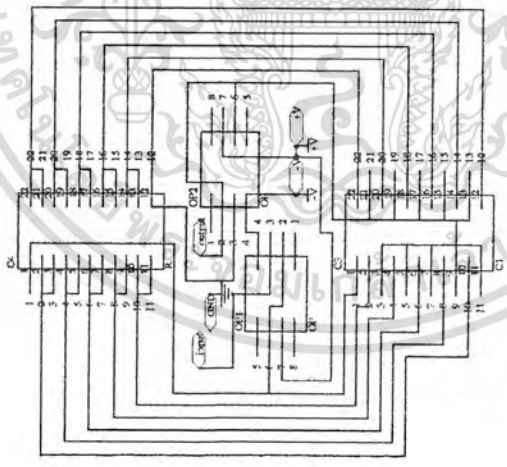
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



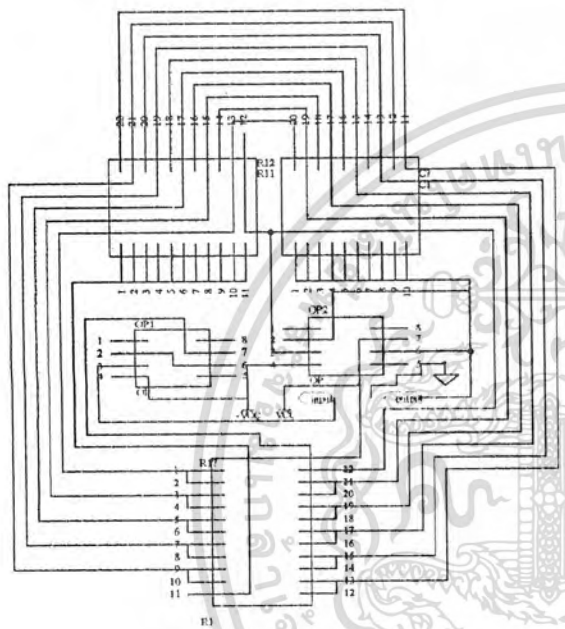
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		
Size B	Number	Revision
Date:	17-Oct-2300	Sheet of
File:	A:\DORCH.SCH	Drawn By:

ลิขสิทธิ์ของสถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำ ดัดแปลง หรือนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นลายลักษณ์อักษร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

รายละเอียดของตัวอุปกรณ์

(Data Sheet)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

December 1995

LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

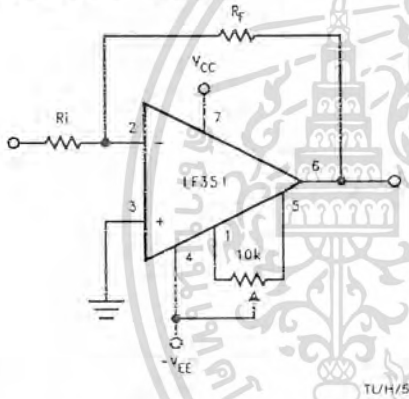
The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input 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

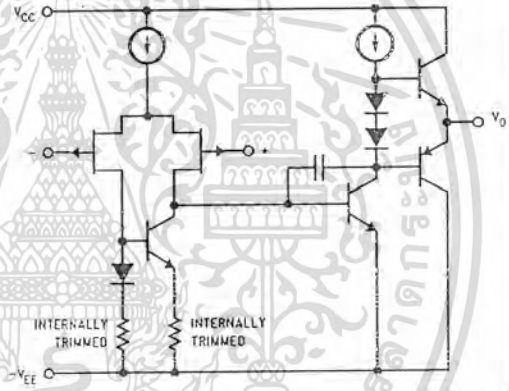
■ Internally trimmed offset voltage	10 mV
■ Low input bias current	50 pA
■ Low input noise voltage	25 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$
■ Low input noise current	0.01 pA/$\sqrt{\text{Hz}}$
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/μs
■ Low supply current	1.8 mA
■ High input impedance	$10^{12}\Omega$
■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz	<0.02%
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%	2 μs

Typical Connection



TL/H/5648–11

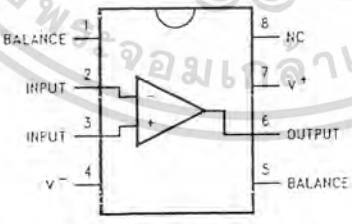
Simplified Schematic



TL/H/5648–12

Connection Diagrams

Dual-In-Line Package



TL/H/5648–13

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

©1995 National Semiconductor Corporation TL/H/5648

RRD-B30M125/Printed in U. S. A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 kΩ, 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 kΩ		10		µV/°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) $T_j \leq$ +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 = ±15V, T_A = 25°C V_O = ±10V, R_L = 2 kΩ Over Temperature	25 15	100		V/mV V/mV
V_O	Output Voltage Swing	V_S = ±15V, R_L = 10 kΩ	±12	±13.5		V
V_{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V_S = ±15V	±11	+15 −12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	$R_S \leq$ 10 kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 5)	70	100		dB
I_S	Supply Current			1.8	3.4	mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$		13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$		4		MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25°C$, $R_S = 100\Omega$, $f = 1000$ Hz		25		$nV/\sqrt{Hz}$
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_j = 25°C$, $f = 1000$ 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 $0°C \leq T_A \leq +70°C$. 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°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.

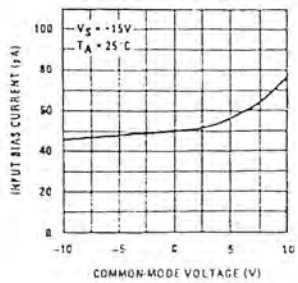
Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From ±15V to ±5V.

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.

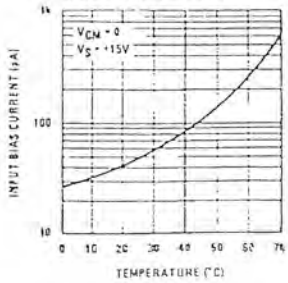
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

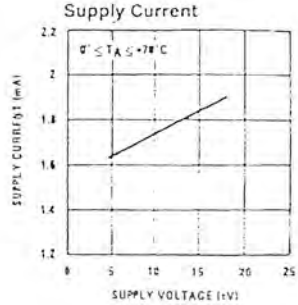
Input Bias Current



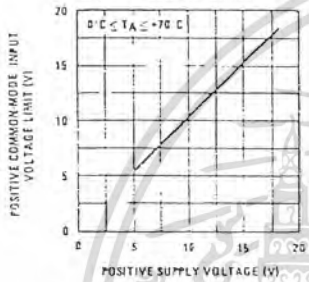
Input Bias Current



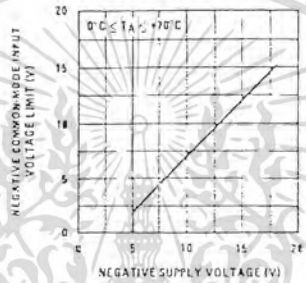
Supply Current



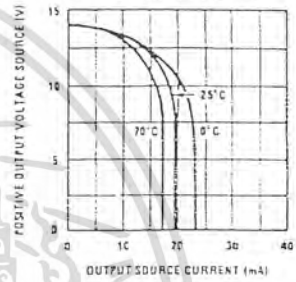
Positive Common-Mode Input Voltage Limit



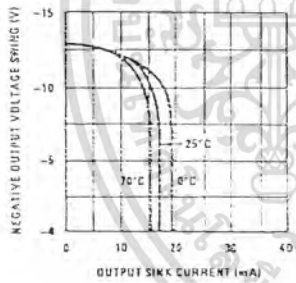
Negative Common-Mode Input Voltage Limit



Positive Current Limit

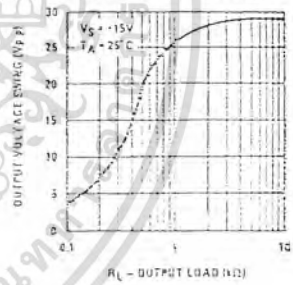


Negative Current Limit

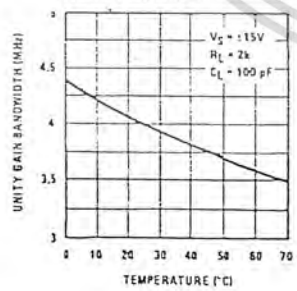


Voltage Swing

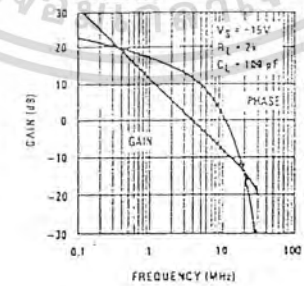
Output Voltage Swing



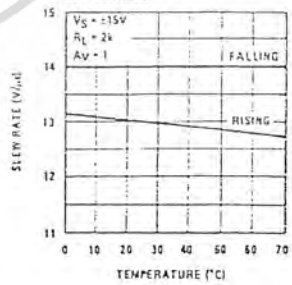
Gain Bandwidth



Bode Plot



Slew Rate

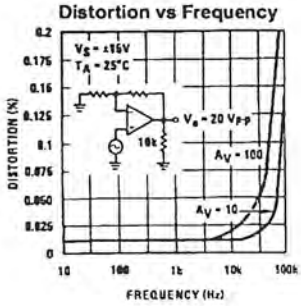


TL/H/5648–2

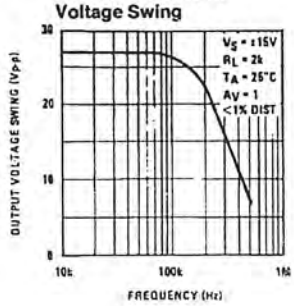
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

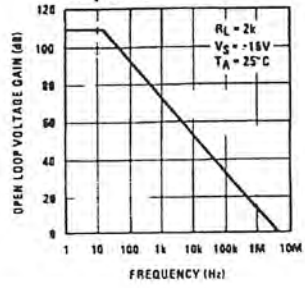
Distortion vs Frequency



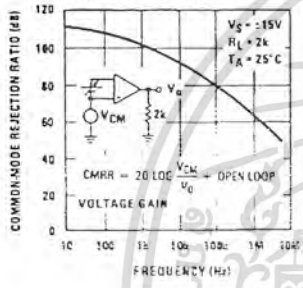
Undistorted Output Voltage Swing



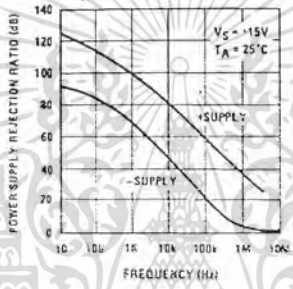
Open Loop Frequency Response



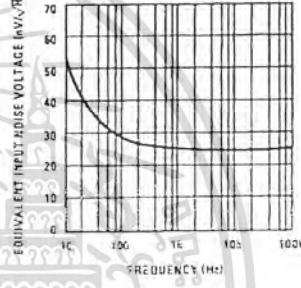
Common-Mode Rejection Ratio



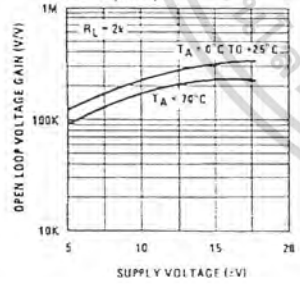
Power Supply Rejection Ratio



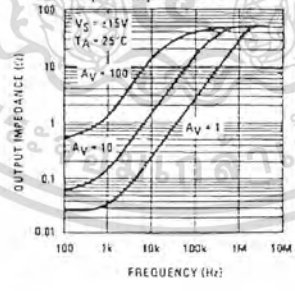
Equivalent Input Noise Voltage



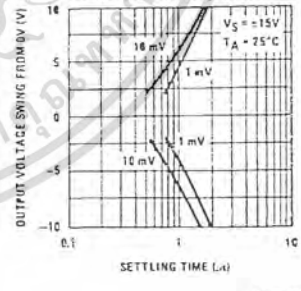
Open Loop Voltage Gain (V/V)



Output Impedance



Inverter Settling Time

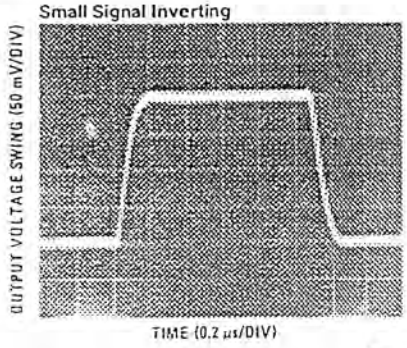


TL/H/5648–3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

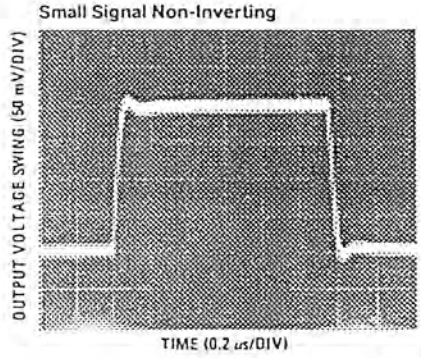
Pulse Response

Small Signal Inverting



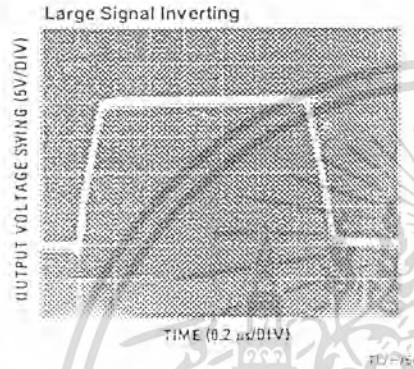
TL/H/5648–4

Small Signal Non-Inverting



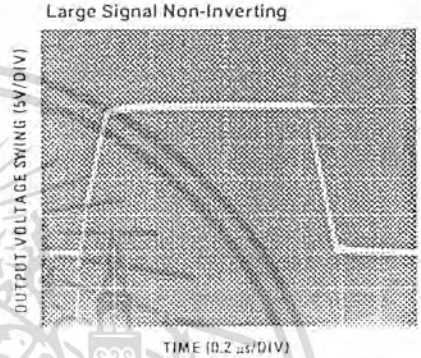
TL/H/5648–5

Large Signal Inverting



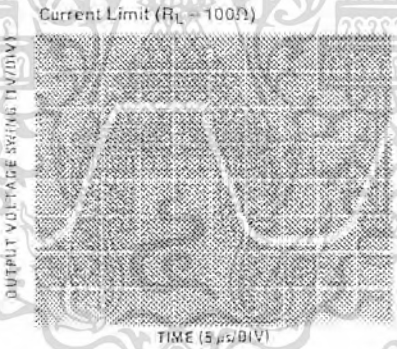
TL/H/5648–6

Large Signal Non-Inverting



TL/H/5648–7

Current Limit (R_L = 100Ω)



TL/H/5648–8

Application Hints

The LF351 is an op amp with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II™). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output.

Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)

common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifier will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

The LF351 is biased by a zener reference which allows normal circuit operation on ±4V power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

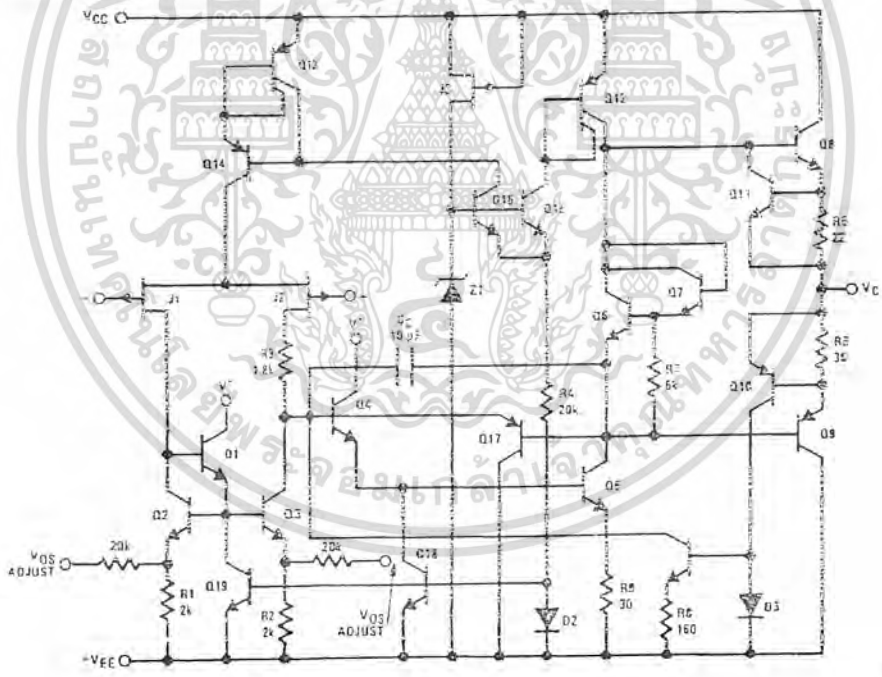
The LF351 will drive a 2 kΩ load resistance to ±10V over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Detailed Schematic

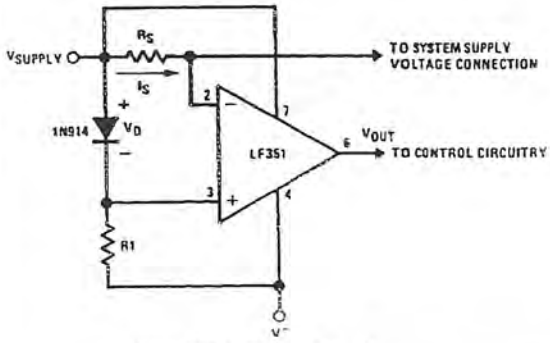


TL/H/5546-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

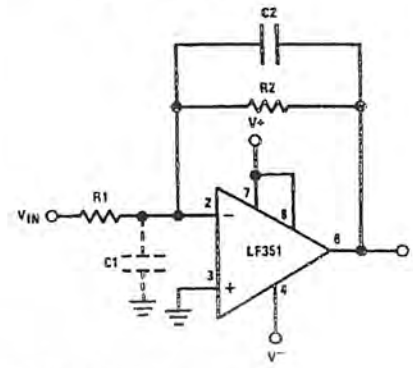
Typical Applications

Supply Current Indicator/Limiter



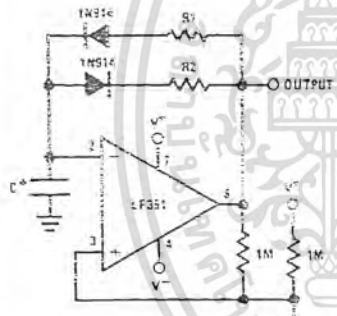
* V_{OUT} switches high when $R_S I_S > V_D$

Hi-Z_{IN} Inverting Amplifier



Parasitic input capacitance C1 ≈ (3 pF for LF351 plus any additional layout capacitance) interacts with feedback elements and creates undesirable high frequency pole. To compensate, add C2 such that: R2C2 ≈ R1C1

Ultra-Low (or High) Duty Cycle Pulse Generator



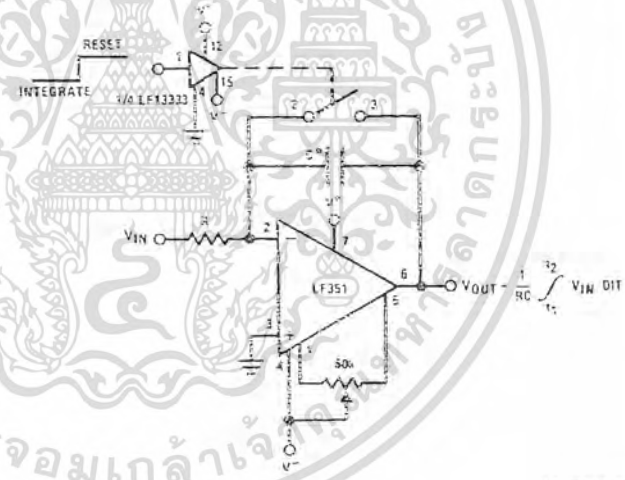
* $t_{OUTPUT\ HIGH} \approx R1C\ \ell n \frac{4.6 - 2V_S}{4.6 - V_S}$

* $t_{OUTPUT\ LOW} \approx R2C\ \ell n \frac{2V_S - 7.8}{V_S - 7.8}$

where $V_S = V^+ + |V-|$

*low leakage capacitor

Long Time Integrator



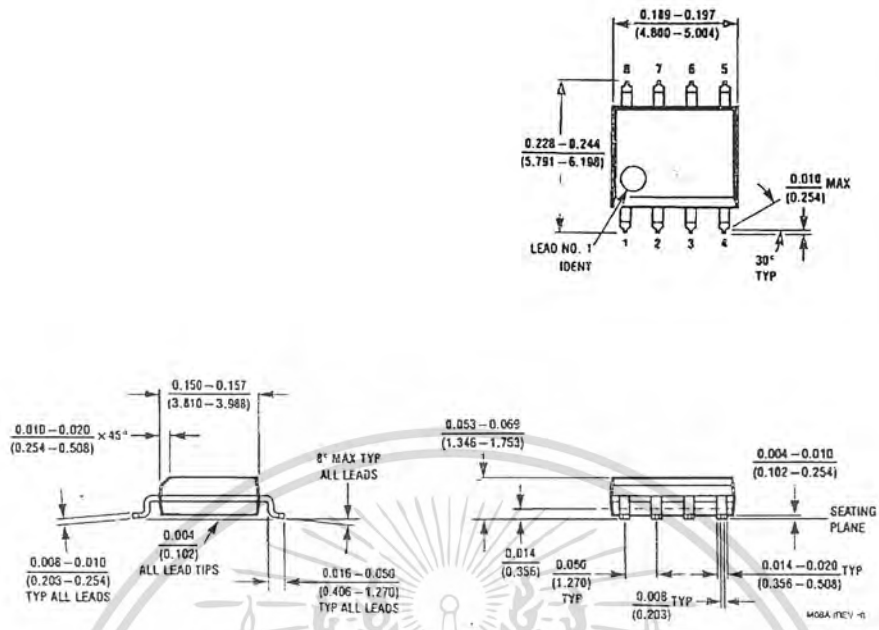
*Low leakage capacitor

* 50k pot used for less sensitive V_{OS} adjust

TL/H/5648–10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

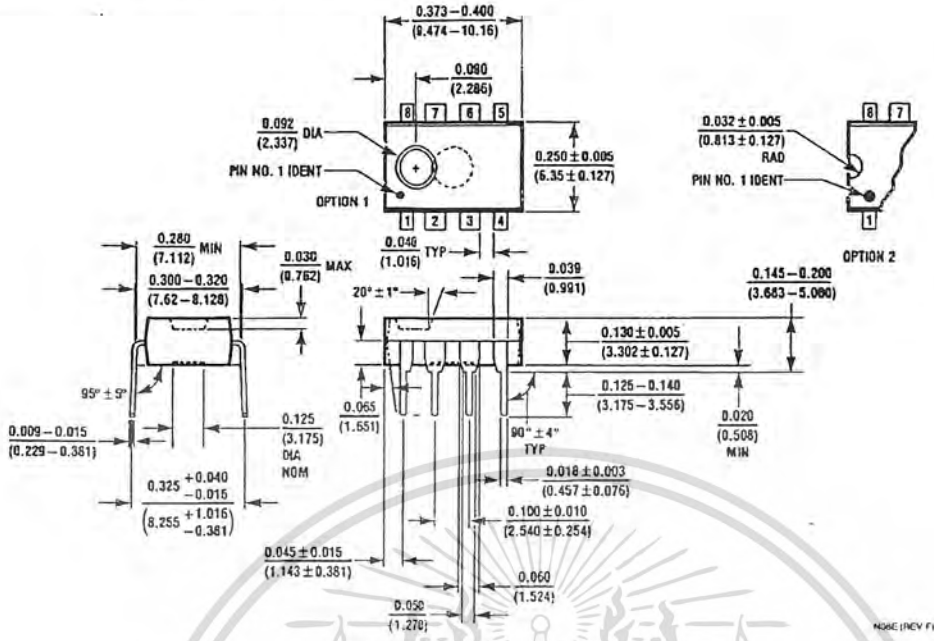
Physical Dimensions inches (millimeters)



SO Package (M)
Order Number LF351M
NS Package Number M08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) (Continued)



Molded Dual-In-Line Package (N)
Order Number LF351N
NS Package Number N08E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
1111 West Bardin Road
Arlington, TX 76017
Tel: 1(800) 272-9959
Fax: 1(800) 737-7018

National Semiconductor Europe
Fax: (+49) 0-180-530 85 86
Email: cnjwge@tevm2.nsc.com
Deutsch Tel: (+49) 0-180-530 85 85
English Tel: (+49) 0-180-532 78 32
Français Tel: (+49) 0-180-532 93 58
Italiano Tel: (+49) 0-180-534 16 80

National Semiconductor Hong Kong Ltd.
13th Floor, Straight Block,
Ocean Centre, 5 Canton Rd
Tsimshatsui, Kowloon
Hong Kong
Tel: (852) 2737-1600
Fax: (852) 2736-9960

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-043-299-2309
Fax: 81-043-299-2408

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

National Semiconductor

April 1998

LF353
Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

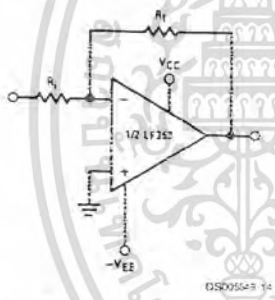
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices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

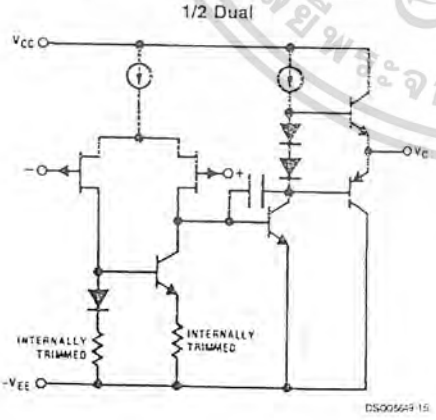
- Internally trimmed offset voltage: 10 mV
- Low input bias current: 50pA
- Low input noise voltage: 25 nV/$\sqrt{Hz}$
- Low input noise current: 0.01 pA/$\sqrt{Hz}$
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total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

Typical Connection



Simplified Schematic

1/2 Dual

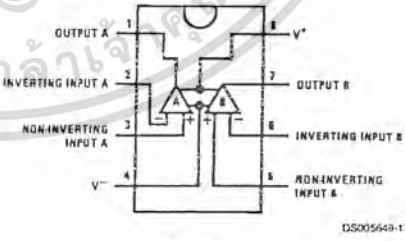


Connection Diagrams

Metal Can Package

Top View
Order Number LF353H
See NS Package Number H08A

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

© 1999 National Semiconductor Corporation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Average TC 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	V_S=±15V	±11	+15		V
	Range			−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		−120		dB
		(Input Referred)				
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,		16		nV/√Hz
		f=1000 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC Electrical Characteristics (Continued)

Note 3: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 4: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

Note 5: These specifications apply for V_S=±15V and 0°C≤T_A≤+70°C. V_{OS}, $I_B$and I_{OS} are measured at V_{CM}=0.

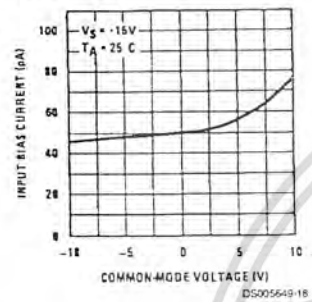
Note 6: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_j. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_j=T_A+θ_{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 7: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. V_S = ±6V to ±15V.

Note 8: Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

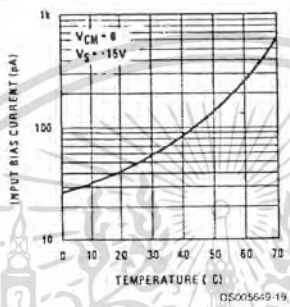
Typical Performance Characteristics

Input Bias Current



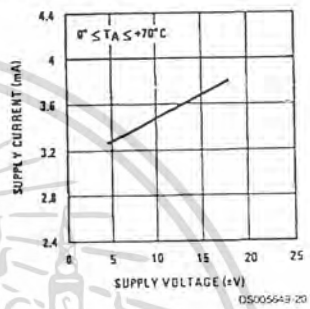
DS005649-18

Input Bias Current



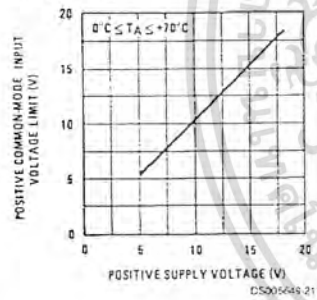
DS005649-19

Supply Current



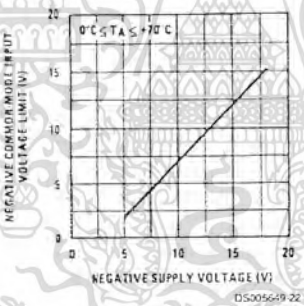
DS005649-20

Positive Common-Mode Input Voltage Limit



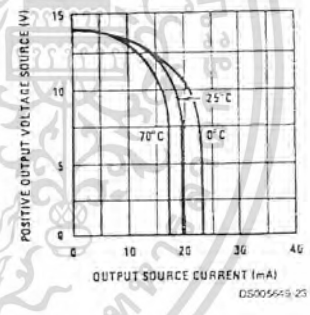
DS005649-21

Negative Common-Mode Input Voltage Limit



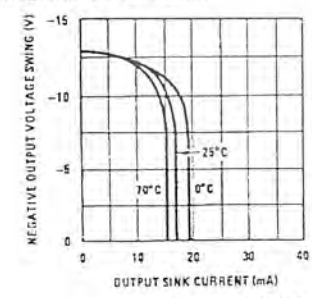
DS005649-22

Positive Current Limit



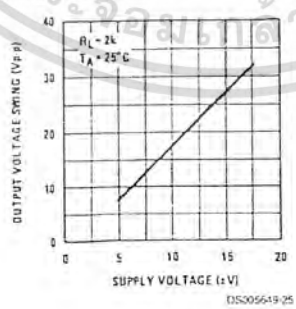
DS005649-23

Negative Current Limit



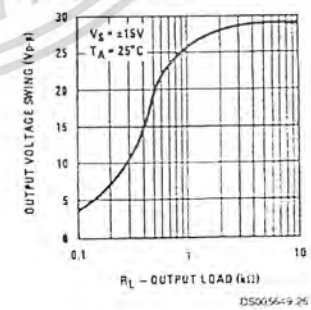
DS005649-24

Voltage Swing



DS005649-25

Output Voltage Swing

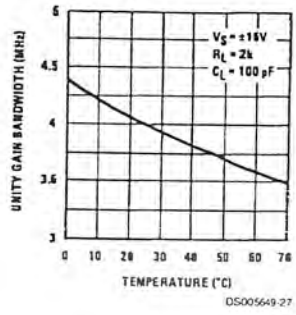


DS005649-26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

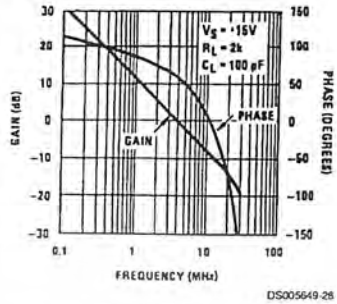
Typical Performance Characteristics (Continued)

Gain Bandwidth



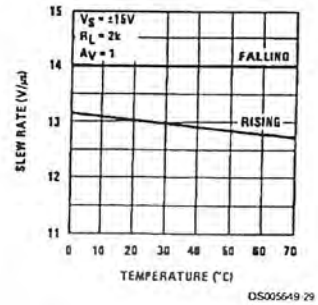
DS005649-27

Bode Plot



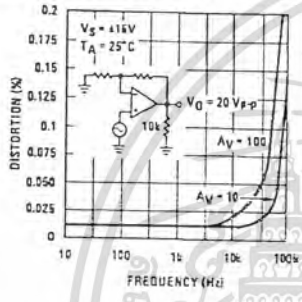
DS005649-28

Slew Rate



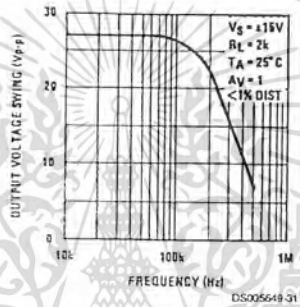
DS005649-29

Distortion vs Frequency



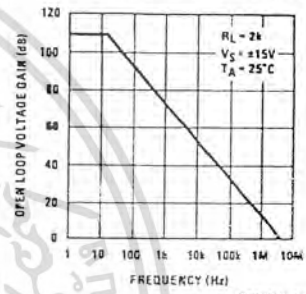
DS005649-30

Undistorted Output Voltage Swing



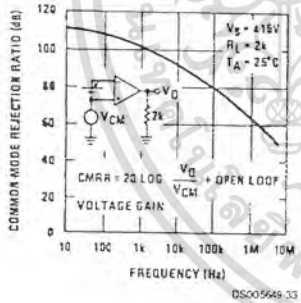
DS005649-31

Open Loop Frequency Response



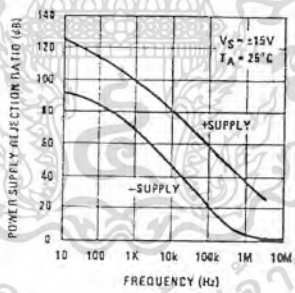
DS005649-32

Common-Mode Rejection Ratio



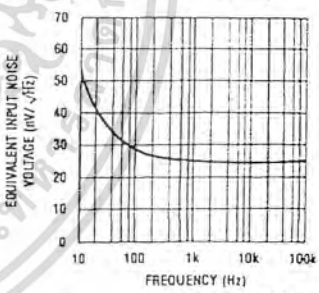
DS005649-33

Power Supply Rejection Ratio



DS005649-34

Equivalent Input Noise Voltage

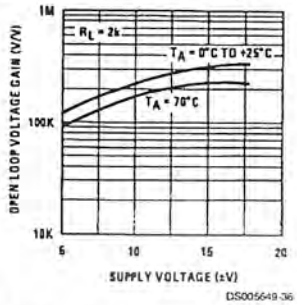


DS005649-35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

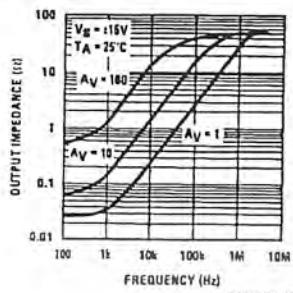
Typical Performance Characteristics (Continued)

Open Loop Voltage Gain (V/V)



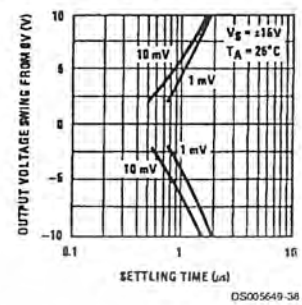
DS005649-36

Output Impedance



DS005649-37

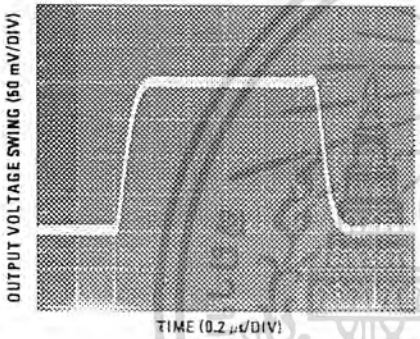
Inverter Settling Time



DS005649-38

Pulse Response

Small Signaling Inverting

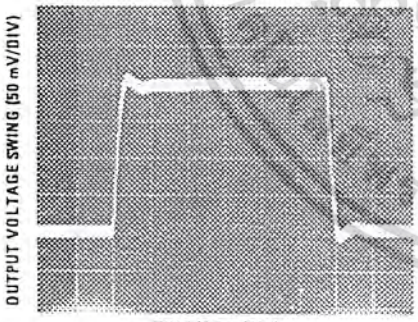


DS005649-4

Large Signal Inverting

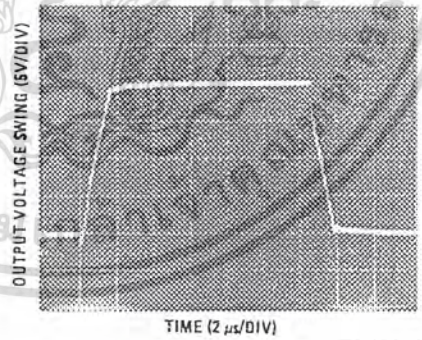
DS005649-6

Small Signal Non-Inverting



DS005649-5

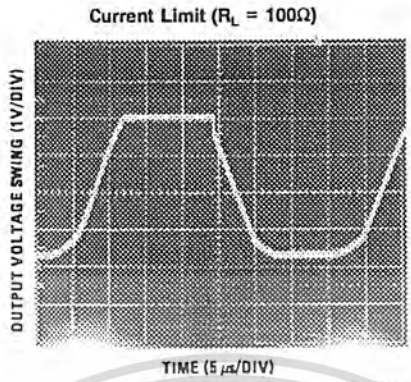
Large Signal Non-Inverting



DS005649-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pulse Response (Continued)



Application Hints

These devices are op amps with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifiers will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

Each amplifier is individually biased by a zener reference which allows normal circuit operation on ±6V power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The amplifiers will drive a 2 kΩ load resistance to ±10V over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

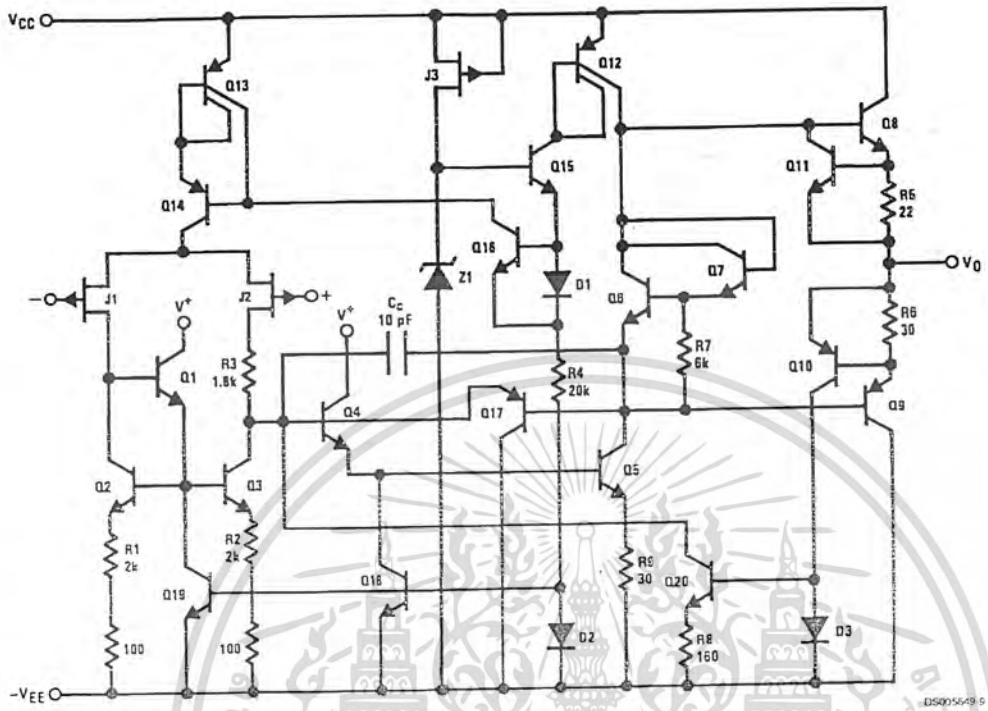
Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

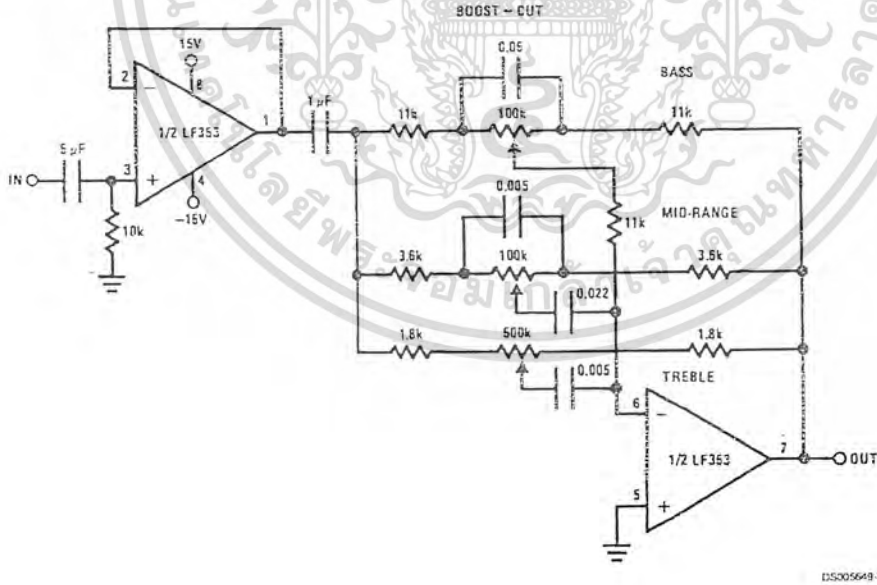
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Detailed Schematic



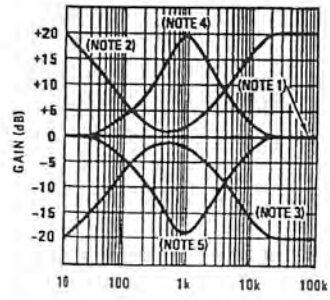
Typical Applications

Three-Band Active Tone Control



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

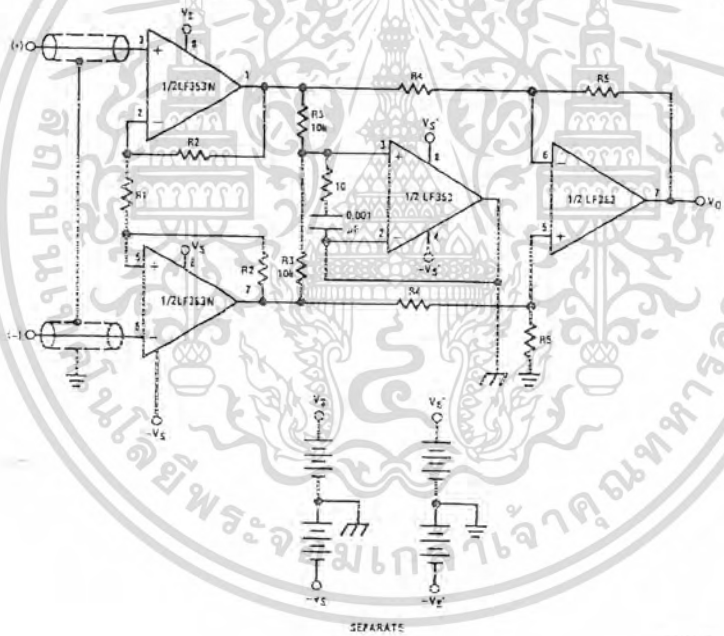


DS005649-40

Note 1: All controls flat.
Note 2: Bass and treble boost, mid flat.
Note 3: Bass and treble cut, mid flat.
Note 4: Mid boost, bass and treble flat.
Note 5: Mid cut, bass and treble flat.

- All potentiometers are linear taper
- Use the LF347 Quad for stereo applications

Improved CMRR Instrumentation Amplifier



DS005649-41

$$A_V = \left(\frac{2R2}{R1} + 1\right) \frac{R5}{R4}$$

⏚ and ⏚ are separate isolated grounds

Matching of R2's, R4's and R5's control CMRR

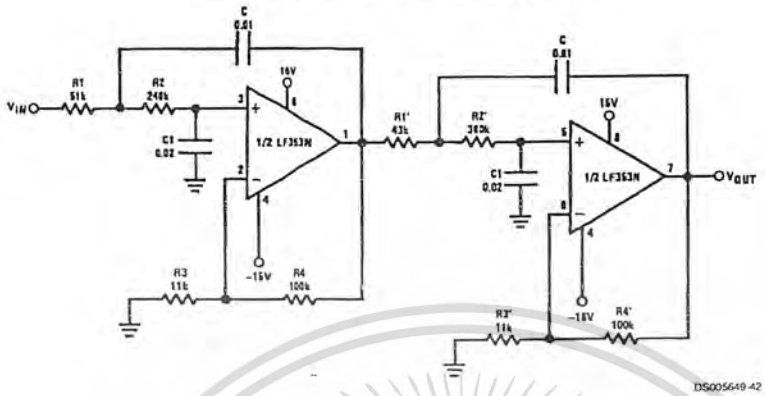
With A_{V_T} = 1400, resistor matching = 0.01%: CMRR = 136 dB

- Very high input impedance
- Super high CMRR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

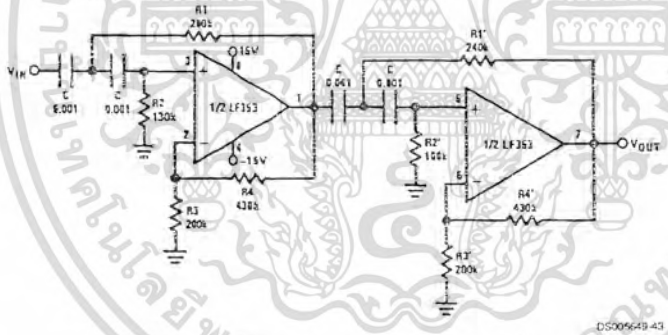
Fourth Order Low Pass Butterworth Filter



DS005649-42

- Corner frequency (f_c) = $\sqrt{\frac{1}{R1R2CC1}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R1'R2'CC1}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain (H_O) = (1 + R4/R3) (1 + R4'/R3')
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses nearest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 100 Hz and a passband gain of 100
- Offset nulling necessary for accurate DC performance

Fourth Order High Pass Butterworth Filter



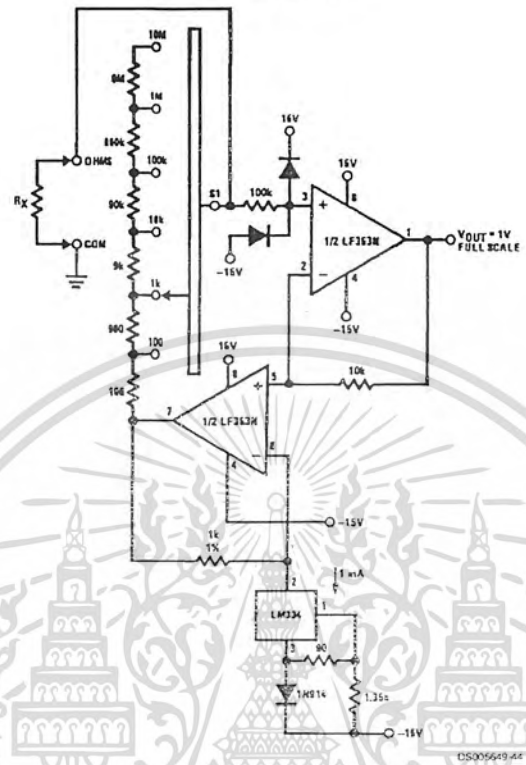
DS005649-43

- Corner frequency (f_c) = $\sqrt{\frac{1}{R1R2C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R1'R2'C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain (H_O) = (1 + R4/R3) (1 + R4'/R3')
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses closest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Ohms to Volts Converter

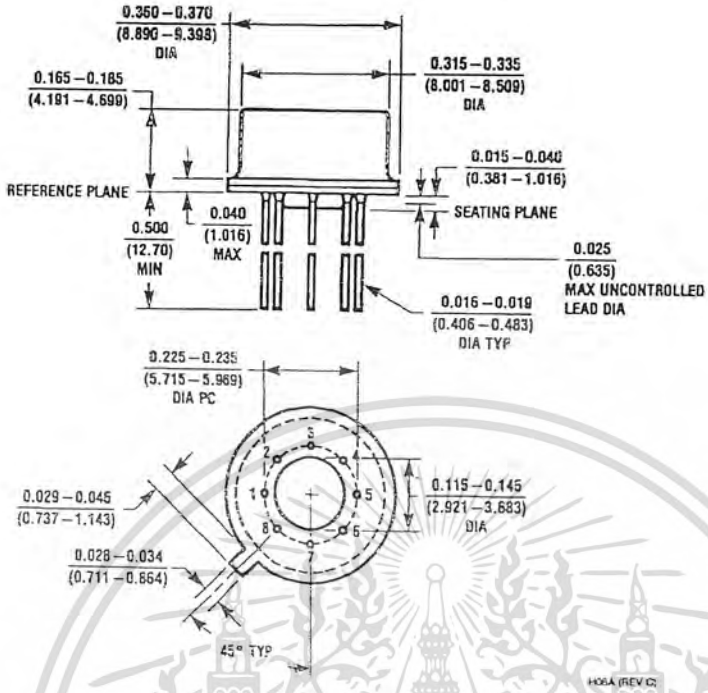


$$V_O = \frac{1V}{R_{LADDER}} \times R_X$$

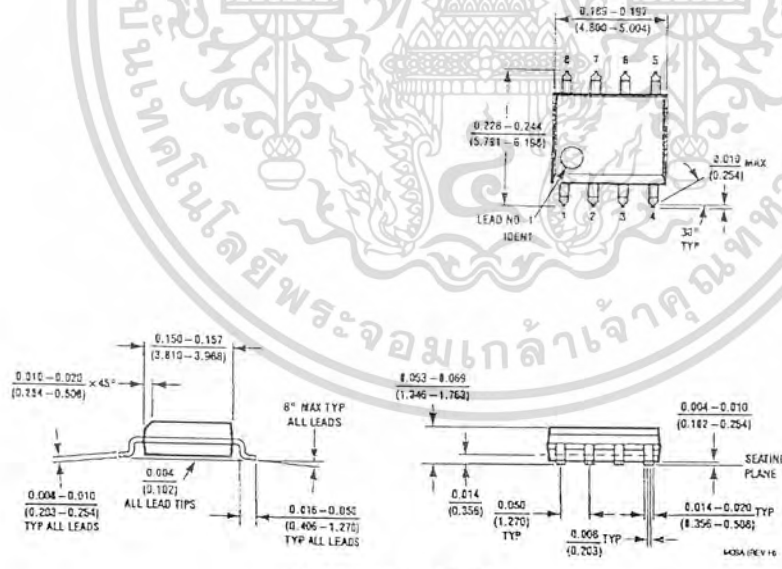
Where R_{LADDER} is the resistance from switch S1 pole to pin 7 of the LF353.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



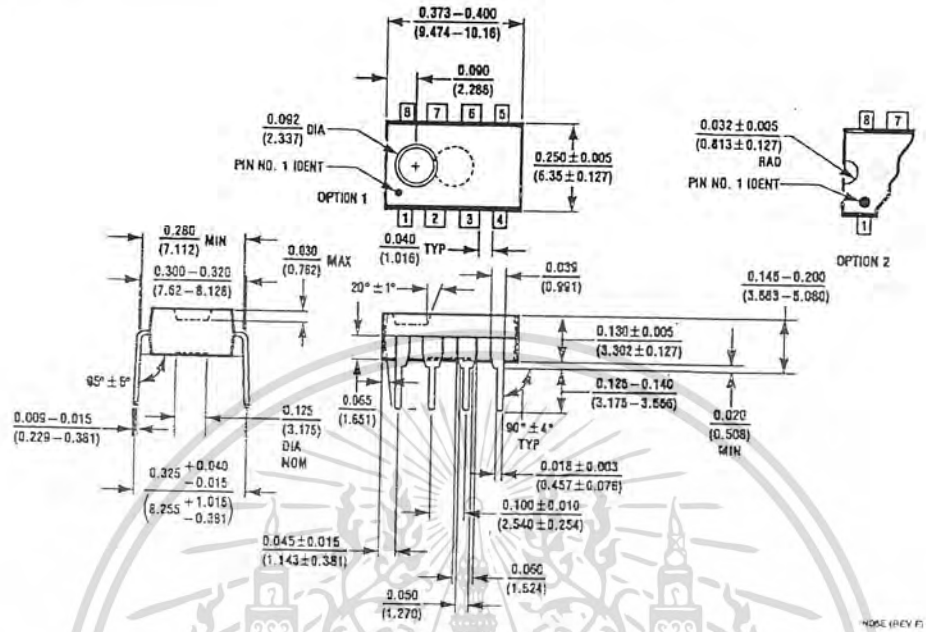
Metal Can Package (H)
Order Number LF353H
NS Package Number H08A



Order Number LF353M
NS Package Number M08A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



Molded Dual-In-Line Package
Order Number LF353N
NS Package N08E

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

National Semiconductor Corporation
Americas
Tel: 1-800-272-9959
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com
www.national.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 1 80-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 85
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 32
Français Tel: +49 (0) 1 80-532 93 58
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 80

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. รศ. ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช, ไพศาล สิทธิโยภาสกุล, M. Teramoto, "การออกแบบวงจรอิควอไลเซอร์โดยใช้วงจรยูนิฟอร์มดิสทริบิวท์อาร์ซี", การประชุมทางวิชาการวิศวกรมไฟฟ้า ครั้งที่ 13 ณ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ม หน้าที่ 157-166ม 8-9 พฤศจิกายน 2533
2. M. Teramoto, S.Sudou and K. Janchit rapongvej, "Realization of an Active Low Pass Filter using Unifromly Distributed RC Lines", ICEE, CAS 89-54, October 1989.
3. S.Pookaiyaudom, K. Dejhan and C.Watanachaiprateep, "Electronically tunable filter blocks", INT. J. Electronics,vol.46, NO. 5, 521-527
4. M.S.Ghausi and V.G.Bello, "Active Distributed RC Realization of Low Pass Magnitude Specifications", IEEE Trans. Vol. CT-16, pp.346-358, August 1969.
5. V.G. Bello and M.S. Ghuasi, "Design of Linear Phase Active Distributed RC Networks", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-16, pp.526-530, November 1969
6. Gabor C. Temes, Jack W. LaPATRA, "Introduction to Circuit Synthesis and Design", McGRAW HILL Book Company, 1977

Home pages อ้างอิง

1. http://www.afn.org/~afn06011/databook.htm : Data sheet Links
2. http://www.natiom..com/semiconduction : National Semiconductor Company
3. http://www.ieee.com : IEEE Company
4. http://www-dsp.rice.edu/software/RU-FILTER/butter/ : Butterworth Home page

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้