การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA

SYNTHESIS AND DESIGN OF VOLTAGE-MODE SHADOW UNIVERSAL FILTER BASED ON VDDDAs

ปิณฑิรา ห้วยหงษ์ทอง
PINTIRA HUAIHONGTHONG

วิทยานพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2562
KMITL-2019-ED-M-231-004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF VOLTAGE-MODE SHADOW UNIVERSAL FILTER BASED ON VDDDAs

PINTIRA HUAIHONGTHONG

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF SCIENCE IN INDUSTRIAL EDUCATION
IN ELECTRICAL COMMUNICATIONS ENGINEERING
FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2019

KMITL-2019-ED-M-231-004

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2019

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน โดยใช้ VDDDA
นักศึกษา	นางสาวปิณฑิรา ห้วยหงษ์ทอง
รหัสประจำตัว	61603140
ปริญญา	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
พ.ศ.	2562
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วินัย ใจกล้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอวงจรกรองความถี่เงาโดยใช้ VDDDA ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง โดยมีหนึ่งอินพุตและห้าเอาต์พุต วงจรประกอบด้วย VDDDA จำนวน 3 ตัว และอุปกรณ์พาสซีพต่อลงกราวด์จำนวน 3 ตัว วงจรสามารถให้ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐานได้แก่ วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองหยุดแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ด้วยหลักการของวงจรกรองความถี่แบบเงา ทำให้ตัวประกอบคุณภาพและความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองความถี่สามารถควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระจากกันโดยปรับที่กระแสไบอัสของ VDDDA ผลกระทบจากการทำงานที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติเนื่องจากค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงและความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตของ VDDDA ถูกนำมาศึกษาและวิเคราะห์ วงจรที่นำเสนอถูกจำลองวงจรผ่านโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีที่มีอยู่ในเชิงพาณิชย์เพื่อยืนยันสมรรถนะการทำงานวงจร พบว่าผลการทดสอบสอดคล้องกับที่วิเคราะห์ทางทฤษฎี ความคาดเคลื่อนของความถี่ธรรมชาติจากอุดมคติกับผลการทดลองเท่ากับ 1.6% สามารถตอบสนองแบบเชิงเส้นที่แรงดันอินพุตต่ำกว่า 100 mV_{p-p} ช่วงความถี่ใช้งานคือ 40kHz ถึง 1.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Synthesis and Design of Voltage-mode Shadow Universal Filter based on VDDDAs
Student	Miss Pintira Huaihongthong
Student ID.	61603140
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electrical Communicatios Engineering
Year	2019
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Winai Jaikla
Thesis Co-advisor	Assoc.Prof.Dr. Peerawut Suwanjan

ABSTRACT

This thesis presents the voltage-mode shadow filter with single-input multiple-output (SIMO) configuration using voltage differencing differential difference amplifiers (VDDDAs). The proposed voltage-mode shadow filter consists of three VDDDAs and three grounded passive elements. It can simultaneously provide low-pass (LP), high-pass (HP), band-pass (BP), band-reject (BR) and all-pass (AP) responses without matching condition. It has high input impedance. The natural frequency (ω_0) and quality factor (Q) can be independently and electronically tuned by bias current. The effects of the parasitic elements and tracking errors of the VDDDA are studied and investigated. The PSpice simulation and experimental results using commercially available active devices are given to confirm the workability of the proposed filter. The results agree with theoretical expectation. The deviation of simulated and theoretical natural frequency is about 1.6%. It can respond linearly at range of input voltage amplitude below 100 mV_{p-p}. The operating frequency range is 40 kHz to 1.5 MHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เนื่องจากความช่วยเหลือของอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. วินัย ใจกล้า และรองศาสตราจารย์ ดร. พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ ที่ให้คำปรึกษา ให้ความรู้และให้คำแนะนำในการแก้ปัญหา เอื้อเฟื้อสถานที่และเครื่องมืออุปกรณ์ตลอดมา อีกทั้งอาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรรมทุกท่าน ที่ได้ให้ความรู้ ให้คำปรึกษา ให้คำแนะนำ ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นประโยชน์ต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้อย่างมาก ขอขอบคุณ นายสุรศักดิ์ สังข์แย้ม ครูผู้ช่วยโรงเรียนบางกะปิ จังหวัดกรุงเทพมหานคร ที่ให้คำปรึกษาและความช่วยเหลือเสมอ ขอขอบพระคุณคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยีที่เอื้อเฟื้อสถานที่จัดทำวิทยานิพนธ์

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และผู้มีพระคุณที่ได้ให้การสนับสนุนให้กำลังใจ เมตตากรุณา และให้ทุนการศึกษาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน

ปิณฑิรา ห้วยหงษ์ทอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ IV

สารบัญตาราง VI

สารบัญภาพ VII

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย 3

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย 4

1.4 ขอบเขตการวิจัย 4

1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย 5

บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 7

2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่ 7

2.1.1 ภาพแบบของวงจรกรองความถี่ 7

2.1.2 วงจรกรองความถี่อันดับสอง 11

2.1.3 ความไวของวงจรกรองความถี่ 16

2.2 หลักการของวงจรกรองความถี่เงา 19

2.3 หลักการของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต 20

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง 21

บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย 37

3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่
โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต 37

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานในอุดมคติ 46

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรกรองความถี่เงากรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ 49

3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน
ที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความจุและความต้านทานแฝง 51

3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่ โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต 56

3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวกรณีทำงานในอุดมคติ 57

3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ 57

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต 60

บทที่ 4 วิธีการดำเนินการวิจัย 62

4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE 62

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง 69

4.3 ผลตอบสนองการทำงานของวงจรที่ออกแบบ 80

บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ 81

5.1 สรุปผลการวิจัย 81

5.2 อภิปรายผลงานวิจัย 83

5.3 ข้อเสนอแนะของงานวิจัย 83

บรรณานุกรม 84

ภาคผนวก 90

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาสมการที่เกี่ยวข้อง 90

ภาคผนวก ข คุณสมบัติ ไอซี LT1228 130

ภาคผนวก ค คุณสมบัติ ไอซี AD844 153

ประวัติผู้เขียน 166

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่ **หน้า**

2.1 การกำหนดอุปกรณ์พาสซีฟของวงจรกรองความถี่อันดับสองโดยใช้ OTRAs 25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่ **หน้า**

1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร 4
2.1 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน 8
2.2 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 9
2.3 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 9
2.4 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่ผ่าน 10
2.5 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ 10
2.6 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s
ของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านอันดับที่สอง 12
2.7 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s
ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สอง 13
2.8 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s
ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่สอง 13
2.9 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s
ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่ผ่านอันดับที่สอง 14
2.10 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s
ของวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่อันดับที่สอง 15
2.11 การตอบสนองของเฟสในเชิงความถี่ของฟังก์ชันวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ 16
2.12 วงจรกรองความถี่เงาอันดับสอง 2 เอาต์พุต 17
2.13 วงจรกรองความถี่เงาที่ปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบ
คุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน 18
2.14 วงจรกรองความถี่เงาอันดับสองโหมดกระแส 3 เอาต์พุต 19
2.15 สัญลักษณ์ของวงจรวงจรขยายผลต่างเอาต์พุต 20
2.16 วงจรสมมูลของวงจรวงจรขยายผลต่างเอาต์พุต 21
2.17 วงจรขยายผลต่างเอาต์พุตออกแบบโดยไอซีที่มีอยู่ในเชิงพาณิชย์ 21
2.18 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ VDCC 21
2.19 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA 2 ตัว 23
2.20 โครงสร้างวงจรกรองความถี่อันดับสองโดยใช้ OTRA 24
2.21 โครงสร้างวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่อันดับสองโดยใช้ OTRA 25
2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ DDCCTA 26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ **หน้า**

2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ CCII 28

2.24 วงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ DDCC เอาต์พุต 29

2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA 2 ตัว แบบไม่ใช้ตัวต้านทาน 31

2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA 3 ตัว 33

2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้ DDCC 3 ตัว 35

3.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดัน แบบหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต 38

3.2 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตสร้างจากวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย 38

3.3 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่แบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุตสร้างจากวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย 41

3.4 วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 1 และวงจรที่สังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA 43

3.5 วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 2 และวงจรที่สังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA 44

3.6 วงจรขยายสัญญาณและวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 3 และวงจรที่สังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA 45

3.7 วงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ที่สังเคราะห์ตามกรอบแนวคิดภาพที่ 3.1 46

3.8 ค่าความจุและความต้านทานแฝงที่ขั้ว VDDDA 51

3.9 วงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตกรณีพิจารณาค่าความจุและความต้านทานแฝง 52

4.1 วงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ด้วยโปรแกรม PSpice 62

4.2 ผลการตอบสนองการทำงานฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน และฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน 63

4.3 ผลการตอบสนองเชิงความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่ 64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ **หน้า**

4.4 ผลการตอบสนองเชิงเวลาของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต 64

4.5 ผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ I_B 64

4.6 ผลการควบคุมตัวประกอบคุณภาพฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ I_{B3} 65

4.7 ผลการตอบสนองเชิงความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ 66

4.8 ขนาดแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชัน LP, HP, BP และ AP เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 125 kHz 66

4.9 ขนาดแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชัน BR เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz และ 1 MHz 67

4.10 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์รวมของฟังก์ชัน LP, HP, BP และ AP เทียบกับขนาดแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 125 kHz 68

4.11 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์รวมของฟังก์ชัน BR เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz และ 1 MHz 68

4.12 ความถี่ธรรมชาติของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับกระแสไบอัส I_B 25 uA ถึง 1mA เทียบกับอุดมคติ 69

4.13 ค่าตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับกระแสไบอัส I_{B3} ช่วง 1uA ถึง 1mA เทียบกับอุดมคติ 69

4.14 (ก) วงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ที่ทดสอบสมรรถนะ (ข) วงจรใช้เพื่อทดสอบสมรรถนะด้วยการต่อวงจรจริง 70

4.15 อัตราขยายที่ได้จากการทดลองต่อจริงในฟังก์ชัน LP ,HP ,BP และ BR เทียบกับอุดมคติ 72

4.16 เฟสและอัตราขยายที่วัดได้จากการทดลองต่อจริงในฟังก์ชันทำงาน AP เทียบกับอุดมคติ 72

4.17 เฟสและอัตราขยายที่วัดได้จากการทดลองต่อจริงในฟังก์ชัน BR เทียบกับอุดมคติ 73

4.18 การตอบสนองของความถี่ธรรมชาติจากการต่อจริงในวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ I_B ต่างๆ เทียบกับอุดมคติ 73

4.19 การตอบสนองของค่าตัวประกอบคุณภาพจากการทดลองต่อจริงในวงจร BP ที่ I_{B3} ต่างๆ เทียบกับอุดมคติ 74

4.20 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{O1} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10kHz, (ข) f = 125kHz (ค) f = 300kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่ 75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่ **หน้า**

4.21 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o2} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10kHz, (ข) f = 125kHz (ค) f = 300kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่ 76

4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o3} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10kHz, (ข) f = 125kHz (ค) f = 300kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่ 77

4.23 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o4} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10kHz, (ข) f = 125kHz (ค) f = 300kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่ 78

4.24 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o5} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10kHz, (ข) f = (ข) f = 125kHz (ค) f = 300kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่ 79

4.25 ผลการตอบสนองวงจรที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร 80

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองความถี่แบบแอนาลอกเป็นที่นิยมอย่างมากในการออกแบบวงจรและถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายในระบบสื่อสารและเครื่องมือวัด (Sedra, et. al. 2009) โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์ (Universal Filter) ซึ่งสามารถใช้งานได้หลายฟังก์ชันโดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน หนึ่งในรูปแบบของวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์ที่ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก คือแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต (Single-Output Multiple-Outputs : SIMO) ซึ่งสามารถตอบสนองการใช้งานได้หลายฟังก์ชันในเวลาเดียวกัน สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลาย เช่น วงจรเฟสลอกลูป (Phase-locked loop) วงจรดีมอดูเลตสัญญาณสเตอริโอ วงจรถอดรหัสสัญญาณโทรศัพท์แบบกดปุ่ม และวงจรแยกสัญญาณเสียงที่ใช้ในลำโพงสามทางคุณภาพสูง เป็นต้น (Ibrahim, et. al. 2005 : 311-318)

วงจรกรองความถี่เงาถูกนำเสนอโดย (Lakys and Fabre, 2010 : 276-277) โดยมีวัตถุประสงค์ให้ความถี่ธรรมชาติหรือความถี่โพล (Pole frequency : ω_0) สามารถปรับแบบอิเล็กทรอนิกส์ วงจรกรองความถี่เงาได้รับความสนใจจากนักวิจัยหลายท่าน (Roy, 2010 : 75-78) ใช้ออปแอมป์ (Operational Amplifiers : OPAMPs) เป็นวงจรขยายแรงดัน ค่า ω_0 และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor : Q) สามารถปรับได้จากศูนย์ถึงอนันต์ในทางทฤษฎี แต่อย่างไรก็ตามวงจรนี้ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมากในการสร้างวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง ต่อมา (Abuelma'atti and Almutairi, 2016) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่เงาโหมดแรงดันโดยใช้ไอซีที่มีอยู่ในเชิงพาณิชย์ที่เรียกว่า ซีเอฟโอเอ (Current-Feedback Operational-Amplifiers : CFOAs) วงจรกรองความถี่เงานี้มีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ แม้ว่าแต่ละวงจรจะตอบสนองได้เพียงแค่หนึ่งฟังก์ชันเท่านั้น และไม่สามารถปรับค่า ω_0 และ Q ได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ในเวลาต่อมาวงจรกรองความถี่เงาที่สร้างจากวงจรโอทีอาร์เอ (Operational Trans-resistance Amplifiers : OTRAs) ถูกนำเสนอโดย (Anurag, et. al. 2016) สามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความต่ำผ่าน กรองแถบความถี่สูงผ่าน และกรองแถบความถี่ผ่าน โดยใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมากและต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ในปี 2017 วงจรกรองความถี่เงาที่นำเสนอโดย (Khateb, et al. 2017 : 631-637) ใช้วงจรสายสะพานกระแสผลต่างแรงดันแบบดิฟเฟอเรนเชียล (Differential Difference Current Conveyor : DDCC) สามารถใช้ได้พร้อมกันในฟังก์ชันกรองความต่ำผ่าน กรองแถบความถี่สูงผ่าน และกรองแถบความถี่ผ่าน แต่ค่า ω_0 และ Q ไม่สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differencing Differential Difference Amplifier : VDDDA) ถูกนำเสนอโดย (Herencsar และคณะ. 2013 : 17-20) ซึ่ง VDDDA สามารถปรับแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ผ่านความนำถ่ายโอนภายใน VDDDA และมีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ด้วยข้อดีดังกล่าวจึงมีผู้สนใจนำ VDDDA มาใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่จำนวนมากดังนี้ วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์หลายอินพุตหลายเอาต์พุต (Multiple-Inputs Multiple-Outputs : MIMO) ที่สร้างจาก VDDDA นำเสนอโดย (Koton, et. al. 2013) สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันกรองความถี่พื้นฐาน แต่ไม่สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังชันก์ในเวลาเดียวกัน ซึ่งเป็นข้อเสียของวงจรกรองความถี่หลายอินพุต วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์หลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (Multiple-Inputs Single-Output : MISO) โดยใช้ VDDDA มีนักวิจัยนำเสนอไว้ดังนี้ (Siripongdee & W. Jaikla, 2015 : 39-42 ; Sangyaem, et. al. 2016 ; Chaichana, et. al. 2017) ใช้ VDDDA เพียงหนึ่งตัวสามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชัน แต่ไม่สามารถทำให้ทุกอินพุตมีอิมพีแดนซ์ที่สูงได้ ในงานวิจัยของ (Sangyaem, et. al. 2017 : 14-25 ; Supavarasuwat, et. al. 2018 : 290-299) นำเสนอวงจรกรองความถี่ห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่มีอินพุตมีอิมพีแดนซ์ที่สูง แต่อย่างไรก็ตามใน (Siripongdee & W. Jaikla, 2015 : 39-42 ; Sangyaem, et. al. 2016 ; Sangyaem, et. al. 2017 : 14-25) ไม่สามารถควบคุมค่า ω_0 และ Q ได้อย่างอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์

จากการศึกษาบทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์อันดับที่สองโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟใน (1-33) พบว่าวงจรเหล่านั้นมีข้อจำกัดดังนี้

1. อุปกรณ์พาสซีฟไม่ต่อลงกราวด์ (1, 2, 4, 5, 9, 12, 14-16, 18-20, 22-24, 27, 30, 31)
2. อินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูง (2, 5, 7, 9, 12, 15, 18-20, 22-24, 27, 30)
3. เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ไม่ต่ำ (1-5, 7-28, 30)
4. ไม่สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐานได้แก่ วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน, วงจรกรองหยุดแถบความถี่ และวงจรกรองทุกแถบความถี่ผ่าน (2, 3, 5, 7-10, 18-22, 24, 25, 27, 29-32)
5. ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ในการตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชัน (1, 2, 5, 12, 15, 16, 18, 23, 27, 33)
6. ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันอย่างโดยสิ้นเชิง (1-13, 15-24, 26, 27, 29, 30, 32)
7. ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ (1, 3-7, 9, 16-24, 27, 31)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเหตุ : การอ้างอิงระบบนามปี

(1) (Horng and Chiu, 2016 : 577-582), (2) (Singh, et. al. 2013 : 226-230), (3) (Chen, 2010 : 1-5), (4) (Chiu, et. al. 2011: 39-42), (5) (Chiu and Horng, 2012 : 297-303), (6) (Yuce, 2017 : 97-106), (7) (Khateb, et. al. 2017 : 631-637), (8) (Udorn, et. al. 2011 : 15-18), (9) (Chen, et. al. 2012 : 2234-2237), (10) (Tangsrirat and Channumsin, 2011 : 905-910), (11) (Pandey, et. al. 2012 : 46-51), (12) (Channumsin and Tangsrirat, 2013 : 1084-1091), (13) (Chen, 2014 : 280-290), (14) (Chen, et. al. 2014 : 234), (15) (Chen, et. al. 2016 : 1403-1411), (16) (Chiu, et. al. 2010 : 121-125), (17) (Minaei and Yuce, 2010 : 295-309), (18) (Horng, 2011 : 1-10), (19) (Chen, et. al. 2014 : 1828-1841), (20) (Chen, et. al. 2009 : 367-370), (21) (Kaçar and Yesil, 2010 : 137-142), (22) (Wang, et. al. 2012 : 2080-2083), (23) (Mohan, et. al. 2014), (24) (Chen, et. al. 2014 : 227), (25) (Kumngern, et. al. 2011 : 251-254), (26) (Kumngern, et. al. 2011 : 774-777), (27) (Anurag, et. al. 2016), (28) (Satansup, et. al. 2013 : 945-957), (29) (Jaikla, et. al. 2014 : 914-921), (30) (Sagbas, et. al. 2015 : 698-702), (31) (Soisang, et. al. 2015 : 155-159), (32) (Chaimongkol and Jaikla, 2017), (33) (Tuntrakool, et. al. 2017 : 324-332)

จากปัญหาข้างต้น ผู้วิจัยจึงมีแนวคิดที่จะสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ออกแบบให้อุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ทั้งหมดต่อลงกราวด์ สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐานของวงจรกรองความถี่โดยไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำที่จุดเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน และกรองทุกแถบความถี่ผ่าน มีการนำเสนอกระบวนการสังเคราะห์วงจรโดยใช้หลักการของวงจรกรองความถี่เงา สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

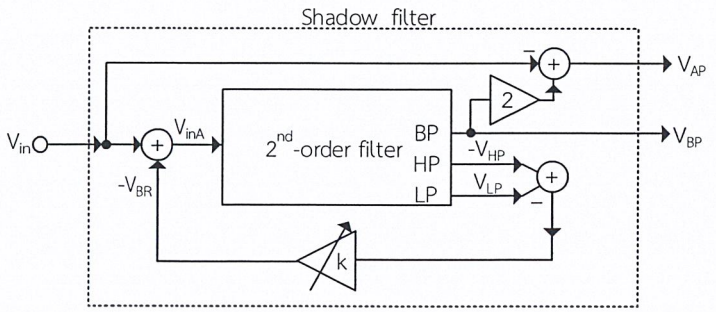
1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานวงจรที่สังเคราะห์ในเชิงอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรที่สังเคราะห์โดยใช้โปรแกรม PSpice และการทดสอบต่อวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย



ภาพที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ประกอบด้วยวงจรกรองความถี่อันดับที่สองซึ่งให้สามเอาต์พุต ได้แก่ ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟส และกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อต่อจุดเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสเข้าที่ขั้วบวกและต่อฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านเข้าที่ขั้วลบของวงจรขยายแล้วป้อนกลับไปที่จุดอินพุตของวงจรกรองความถี่อันดับที่สองตามหลักการของวงจรกรองความถี่เงา (Lakys and Fabre, 2010 : 276-277, Biolkova, 2010 : 830-831) เพื่อให้สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน ที่จุดรวมสัญญาณของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟสและกรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสจะได้ฟังก์ชันหยุดแถบความถี่ผ่านแบบกลับเฟส และที่จุดรวมสัญญาณสองเท่าของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านกับสัญญาณอินพุตแบบกลับเฟสจะได้ฟังก์ชันกรองทุกแถบความถี่ผ่านแบบกลับเฟสดังภาพที่ 1.1 เมื่อสังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 1.1 จะได้วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์ที่สามารถตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชันดังนี้ กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟส กรองแถบความถี่ผ่าน หยุดแถบความถี่ผ่านแบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกแถบความถี่แบบกลับเฟส ซึ่งสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อิสระจากกันอย่างสมบูรณ์

1.4 ขอบเขตในการวิจัย

1.4.1 วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์อันดับสองโหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.2 ใช้วงจรขยายผลต่างแรงดันอินพุต (VDDDA) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ และอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ทุกตัวต่อลงกราวด์

1.4.3 มีอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตสูง

1.4.4 สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์

1.4.5 สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐาน ได้แก่ วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองหยุดแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ ได้ในเวลาเดียวกัน

1.4.6 ไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ในการตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชัน

1.4.7 ทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และต่อวงจรจริง

1.4.8 มีการวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion: THD) และ Power Consumption เพื่อให้ทราบระดับแรงดันอินพุตที่เหมาะสมกับวงจรที่สังเคราะห์

1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

เพื่อความเข้าใจที่ถูกต้องตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย ผู้วิจัยจึงได้กำหนดความหมายของคำศัพท์ต่างๆ ดังนี้

1.5.1 วงจรขยายผลต่างแรงดันอินพุต (Voltage Differencing Differential Difference Amplifier : VDDDA) หมายถึง อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จภาพที่สามารถควบคุมอัตราขยายค่าความนำถ่ายโอนได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ประกอบไปด้วย 6 ขั้ว โดยมีขั้วแรงดันอินพุตอิมพีแดนซ์สูงได้แก่ขั้ว V_+ , V_- , N และ P ขั้วกระแสเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงคือขั้ว Z และขั้วแรงดันเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำคือขั้ว W

1.5.2 การสังเคราะห์วงจร (Circuit Synthesis) หมายถึง การนำอุปกรณ์แอคทีฟ VDDDA, ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุมาต่อร่วมกันให้เป็นวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์อันดับสองโหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

1.5.3 การออกแบบวงจร (Circuit Design) หมายถึง การปรับค่าอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์อันดับสองโหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้ตอบสนองตามค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5.4 การควบคุมด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง วิธีการปรับค่าความถี่ธรรมชาติหรือค่าตัวประกอบคุณภาพผ่านกระแสหรือแรงดันจากภายนอก

1.5.5 การควบคุมอย่างอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์ (Completely Independent Control) หมายถึง การปรับค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน เมื่อปรับค่าความถี่ธรรมชาติจะไม่ส่งผลกระทบต่อค่าตัวประกอบคุณภาพ และเมื่อปรับค่าตัวประกอบคุณภาพจะไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติ

1.5.6 วงจรกรองความถี่เงา (Shadow Filter) หมายถึง หลักการสร้างวงจรกรองความถี่ โดยการต่อวงจรขยายที่ขาเอาต์พุตของบางฟังก์ชันแล้วป้อนกลับที่จุดอินพุตของวงจรกรองความถี่นั้น มีวัตถุประสงค์ให้ความถี่ธรรมชาติ สามารถปรับแบบอิเล็กทรอนิกส์

1.5.7 วงจรกรองอเนกประสงค์ (Universal Filter) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถใช้งานได้หลายฟังก์ชันโดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน สามารถตอบสนองการใช้งานได้หลายฟังก์ชันในเวลาเดียวกัน โดยการป้อนอินพุตที่จุดเดียว และเลือกใช้งานฟังก์ชันที่จุดเอาต์พุตของแต่ละฟังก์ชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัยเรื่องการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA มีทฤษฎีและหลักการที่จะนำมาใช้ประกอบการสังเคราะห์และออกแบบวงจรซึ่งผู้วิจัยได้ศึกษาจากเอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยมีรายละเอียดดังนี้

2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

2.2 หลักการของวงจรกรองความถี่เงา

2.3 หลักการของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่เป็นองค์ประกอบที่สำคัญอย่างยิ่งในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ ทำหน้าที่แยกสัญญาณความถี่ที่ต้องการออกจากสัญญาณความถี่ไม่พึงประสงค์ วงจรกรองความถี่เป็นโครงข่ายที่ประมวลผลสัญญาณโดยที่ขึ้นอยู่กับความถี่ แนวคิดของวงจรกรองสามารถอธิบายได้โดยการพิจารณาคุณลักษณะขึ้นอยู่กับความถี่ของอิมพิแดนซ์ของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงการตอบสนองเมื่อความถี่เปลี่ยน (Thede, 2004 : 5) วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทได้แก่ ประเภทพาสซีฟจะใช้อุปกรณ์ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเป็นหลัก อีกประเภทคือ ประเภทแอกทีฟจะใช้อุปกรณ์แอกทีฟต่อร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ ไม่นิยมใช้ตัวเหนี่ยวนำเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาขนาดวงจรใหญ่ (จีรสุดา โกษียาภรณ์, 2551 : 161)

2.1.1 ภาพแบบของวงจรกรองความถี่

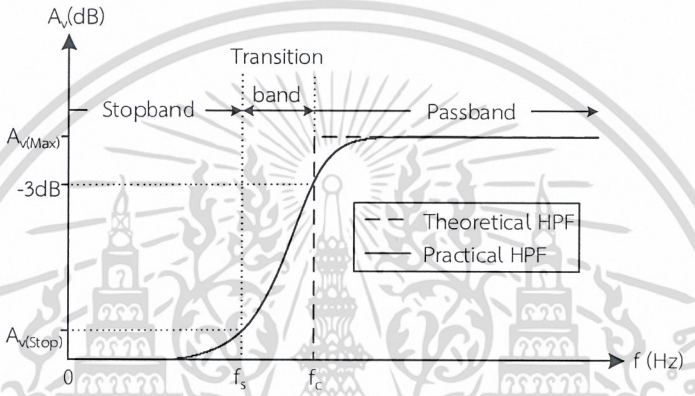
Thede (2004 : 3) กล่าวไว้ว่าวงจรกรองความถี่สัญญาณแอนาลอกนอกจากสามารถแบ่งตามประเภทอุปกรณ์ที่ใช้ในการสังเคราะห์แล้วยังแบ่งได้จากการแยกการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรได้ดังนี้

2.1.1.1 วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน

การตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านแสดงดังภาพที่ 2.1 โดยช่วงความถี่ของถูกแบ่งออกเป็นสามส่วนคือ ช่วงหยุดแถบความถี่(Stopband) เริ่มจากความถี่ 0 Hz ไปยัง f_s, ช่วงแถบความถี่ผ่าน (Passband) คือช่วงจากความถี่ f_c ซึ่งเป็นความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ -3 dB ถึงอนันต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(สำหรับวงจรกรองความถี่แบบแอนาลอก) และช่วงความถี่เปลี่ยนผ่าน (Transition band) ซึ่งเป็นช่วงเปลี่ยนแปลงจากช่วงหยุดแถบความถี่ไปยังช่วงแถบความถี่ผ่านหรือจาก f_s ไปยัง f_c การตอบสนองของวงจรกรองภายในช่วงแถบความถี่ผ่านจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายแรงดันยังคงอยู่ในช่วงระหว่าง 0 dB และ $A_{V(Max)}$ และช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านจะเปลี่ยนแปลงได้จาก $A_{V(Stop)}$ จนถึงลบอินฟินิตี้ โดยการตอบสนองเชิงอุดมคติที่แสดงโดยใช้เส้นประจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันในช่วงความถี่เปลี่ยนผ่านในขณะที่ทางปฏิบัติที่แสดงโดยใช้เส้นทึบจะค่อยๆเกิดการเปลี่ยนแปลง วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านมีความสำคัญอย่างมากในการใช้กำจัดสัญญาณในแถบความถี่ต่ำ เช่นในเครื่องเล่นแผ่นเสียงบางรุ่น

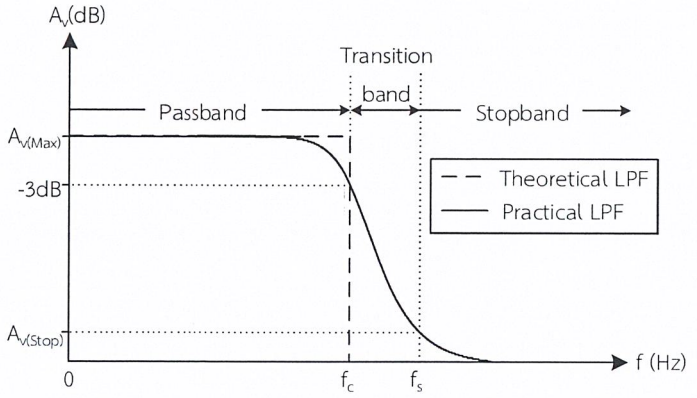


ภาพที่ 2.1 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน

2.1.1.2 วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน

การตอบสนองของวงจรกรองความถี่แถบต่ำผ่านแสดงดังภาพที่ 2.2 โดยช่วงความถี่ของถูกแบ่งออกเป็นสามส่วนคือ ช่วงแถบความถี่ผ่านซึ่งเริ่มจากความถี่ 0 Hz ไปยัง f_c, ช่วงหยุดแถบความถี่คือช่วงจากความถี่ f_s ถึงอนันต์และช่วงความถี่เปลี่ยนผ่านซึ่งเป็นช่วงเปลี่ยนแปลงจากช่วงแถบความถี่ผ่านไปยังช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านหรือจาก f_c ไปยัง f_s การตอบสนองของวงจรกรองภายในช่วงแถบความถี่ผ่านจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายแรงดัน (gain) อยู่ในช่วงระหว่าง 0 dB และ $A_{V(Max)}$ ขณะที่อัตราขยายแรงดันของช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านอาจเปลี่ยนแปลงได้จาก $A_{V(Stop)}$ จนถึงลบอนันต์โดยการตอบสนองเชิงอุดมคติที่แสดงโดยใช้เส้นประจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันในช่วงความถี่เปลี่ยนผ่านในขณะที่ทางปฏิบัติที่แสดงโดยใช้เส้นทึบจะค่อยๆเกิดการเปลี่ยนแปลง วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านมีความสำคัญอย่างมากในการใช้กำจัดสัญญาณในแถบความถี่สูง เช่นเครื่องบันทึกเสียงรุ่นเก่ามีเสียงความถี่สูงปนเข้ามา อาจใช้ตัวกรองความถี่ต่ำที่มีความถี่ขอบความถี่ f_c ที่ 8 kHz ขจัดเสียงความถี่สูงที่ปนเข้ามาได้ แต่อย่างไรก็ตามควรระลึกไว้ว่าวงจรกรองใด ๆ สามารถแยกความแตกต่างได้เฉพาะระหว่างคลื่นความถี่เท่านั้น ไม่สามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกจากสัญญาณรบกวนได้

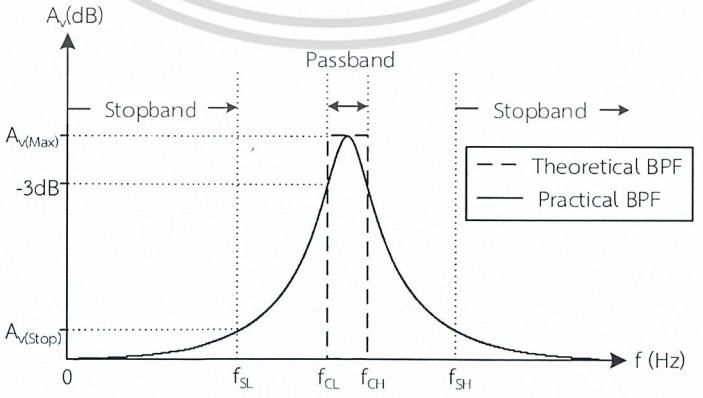
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.2 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน

2.1.1.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

การตอบสนองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแสดงดังภาพที่ 2.3 โดยช่วงความถี่ของถูกแบ่งออกเป็นสามส่วนคือ ช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านช่วงที่ 1 เริ่มจากความถี่ 0 Hz ไปยัง f_{SL} (ความถี่ที่อัตราขยายลดลงถึง -60 dB หรือ $A_{V(Stop)}$ ด้านความถี่ต่ำ), ช่วงแถบความถี่ผ่านคือช่วงจากความถี่ f_{CL} (ความถี่ที่อัตราขยายลดลงถึง -3 dB ในด้านความถี่ต่ำ) ถึง f_{CH} (ความถี่ที่อัตราขยายลดลงถึง -3 dB ในด้านความถี่สูง) ซึ่งค่าแบนด์วิธหาได้จาก $f_{CH} - f_{CL}$ และช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านช่วงที่ 2 เริ่มจากความถี่ f_{SH} (ความถี่ที่อัตราขยายลดลงถึง -60 dB หรือ $A_{V(Stop)}$ ด้านความถี่สูง) ไปยังอนันต์โดยการตอบสนองเชิงอุดมคติที่แสดงโดยใช้เส้นประจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันในช่วงเปลี่ยนจากความถี่ f_{SL} ไปยัง f_{CL} และ f_{CH} ไปยัง f_{SH} ในขณะที่ทางปฏิบัติที่แสดงโดยใช้เส้นทึบจะค่อยๆเกิดการเปลี่ยนแปลง วงจรกรองแถบความถี่ผ่านมีประโยนช์อย่างมากในระบบสื่อเช่น ใช้กรองเสียงของมนุษย์ซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วง 300–3,000 Hz จึงต้องกำหนดให้ f_{CL} เท่ากับ 300 และ f_{CH} เท่ากับ 3,000 Hz เป็นต้น เพื่อกรองเอาเฉพาะแถบความถี่ที่ต้องการ

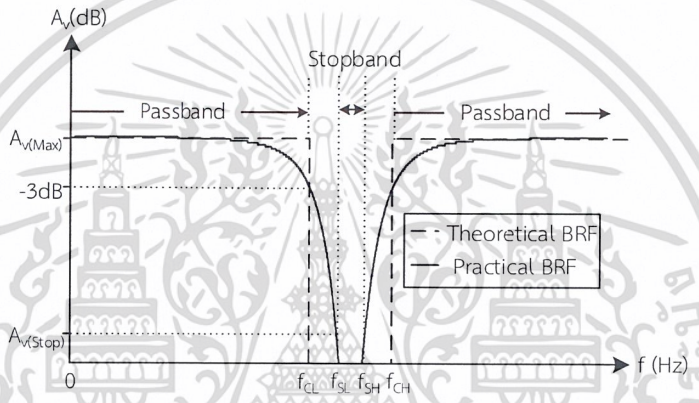


ภาพที่ 2.3 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.4 วงจรกรองหยุดแถบความถี่

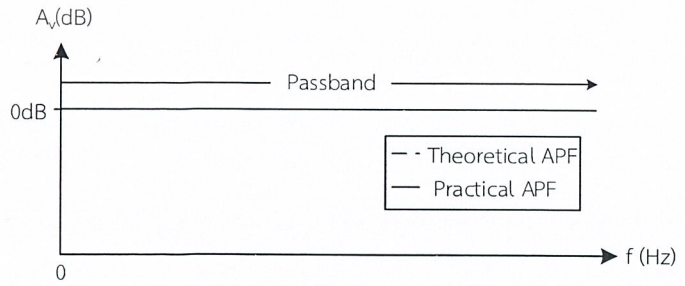
การตอบสนองของวงจรกรองหยุดความถี่ผ่านแสดงดังภาพที่ 2.4 โดยช่วงความถี่ของถูกแบ่งออกเป็นสามส่วนคือ ช่วงแถบความถี่ผ่านช่วงที่ 1 เริ่มจากความถี่ 0 Hz ไปยัง f_{CL} , ช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านคือช่วงจากความถี่ f_{SL} , ถึง f_{SH} และช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านช่วงที่ 2 เริ่มจากความถี่ f_{CH} ไปยังอนันต์การตอบสนองของวงจรกรองภายในช่วงแถบความถี่ผ่านจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายแรงดันยังคงอยู่ในช่วงระหว่าง 0 dB และ $A_{V(Max)}$ และช่วงหยุดแถบความถี่ผ่านจะเปลี่ยนแปลงได้จาก $A_{V(Stop)}$ จนถึงลบอนันต์โดยการตอบสนองเชิงอุดมคติที่แสดงโดยใช้เส้นประจะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันในช่วงเปลี่ยนจากความถี่ f_{CL} ไปยัง f_{SL} และ f_{SH} ไปยัง f_{CH} ในขณะที่ทางปฏิบัติที่แสดงโดยใช้เส้นทึบจะค่อยๆเกิดการเปลี่ยนแปลง



ภาพที่ 2.4 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่

2.1.1.5 วงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่

การตอบสนองของวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่แสดงดังภาพที่ 2.5 มีช่วงความถี่เดียวคือช่วงแถบความถี่ผ่าน เริ่มจากความถี่ 0 Hz ไปยังอนันต์ ไม่มีช่วงแถบความถี่หยุดผ่าน แต่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงที่เฟสของเอาต์พุตที่ได้แทน



ภาพที่ 2.5 การตอบสนองในเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 วงจรกรองความถี่อันดับสอง

Hank (2008 : 8.5) กล่าวไว้ว่าวงจรกรองสัญญาณแอนาลอกที่ผลการการตอบสนองขึ้นอยู่กับความถี่เกิดจากตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำที่มีอิมพีแดนซ์ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงต่อความถี่แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$Z_L = sL \tag{2.1}$$

$$Z_C = \frac{1}{sC} \tag{2.2}$$

เมื่อกำหนดให้ $s = \sigma + j\omega$ (2.3)

เมื่อใช้วิเคราะห์วงจรเพื่อให้ได้สมการการถ่ายโอนของวงจรกรองสามารถจะแสดงความสัมพันธ์ของอิมพีแดนซ์ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนกับสมการการถ่ายโอนดังนี้

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \ldots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \ldots + b_1 s + b_0} \tag{2.4}$$

จากสมการที่ 2.4 พบว่า H(s) เป็นสมการโพลีโนเมียลในฟังก์ชันของ s ซึ่งประด้วยสัมประสิทธิ์จำนวนจริง, เลขชี้กำลัง m สำหรับตัวเศษ และเลขชี้กำลัง n สำหรับตัวส่วนหรือตัวหาร ซึ่งเลขชี้กำลังของตัวส่วนจะแสดงอันดับของวงจรกรองความถี่ เมื่อหารากทุกตัวของ B(s) คือ ค่าโพล (Pole) ของ H(s) และรากทุกตัวของ A(s) คือ ค่าซีโร่ (Zeros) ของ H(s) จะพบว่าสามารถเขียนในภาพของจำนวนจริงและจำนวนเชิงซ้อนได้ โดยสามารถพล็อตในระนาบ s (s-plane) กำหนดให้แกนนอนเป็น σ (แกนจำนวนจริง) และแกนนอนเป็น $j\omega$ (แกนจำนวนจินตภาพ) โดยค่าโพลจะอยู่ที่ด้านซ้ายของระนาบ s เสมอ (จิรยุทธ์ มหัทธนกุล. 2544 : 19)

วงจรกรองความถี่อันดับสองได้มาจากกำลังสูงสุดของสมการโพลีโนเมียลของตัวส่วนที่เป็นกำลังสอง สมการการถ่ายโอนตอบสนองของวงจรกรองความถี่อันดับสองสามารถใช้งานได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐานได้แก่ วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน, วงจรกรองหยุดแถบความถี่และวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ มีพารามิเตอร์ที่สำคัญได้แก่ ความถี่ธรรมชาติมีค่าเท่ากับ $2\pi f_0$ ซึ่งเป็นความถี่ที่อัตราขยายลดลงถึง -3 dB และตัวประกอบคุณภาพ ถ้า $Q > 0.707$ การตอบสนองของวงจรกรอง จะมีอัตราขยายที่สูงเกิน 0 dB แทรกเข้ามาช่วงเข้าใกล้ความถี่ธรรมชาติ ถ้าค่า $Q < 0.707$ ช่วงแถบความถี่เปลี่ยนผ่านจะกว้างมาก โดยสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่อันดับสองได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s) = k\frac{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \qquad (2.5)$$

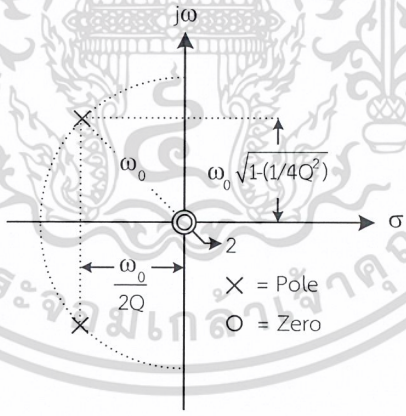
เมื่อ k หมายถึง สัมประสิทธิ์ของตัวเศษซึ่งสามารถเป็นได้ทั้งค่าบวก, ค่าลบ และศูนย์

2.1.2.1 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านอันดับที่สอง

Van Valkenburg (1982) กล่าวไว้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านอันดับที่สองมีจำนวนโพลที่มีค่าน้อยกว่าอนันต์หรือจำนวนโพลจำกัด (Finite Pole) เท่ากับ 2 ตัว และมีซีโร่อยู่ที่ศูนย์เท่ากับ 2 ตัว สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$H(s) = k\frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \qquad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) พบว่าสามารถแสดงตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ดังภาพที่ 2.6



ภาพที่ 2.6 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านอันดับที่สอง

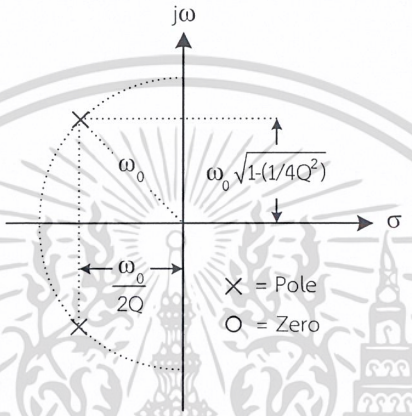
2.1.2.2 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สองมีจำนวนโพลจำกัดเท่ากับ 2 ตัวและมีซีโร่อยู่ที่อนันต์หรือจำนวนซีโร่อนันต์ (Infinite Zero) เท่ากับ 2 ตัวสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s) = k\frac{\omega_0^{\ 2}}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^{\ 2}} \qquad (2.7)$$

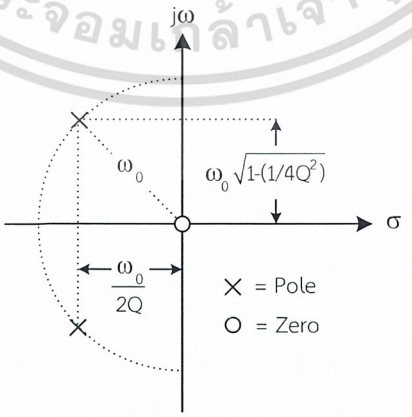
จากสมการที่ (2.7) พบว่าเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนแบบโพลล้วน (All-Pole Network Function) เนื่องจากไม่มีจำนวนซีโร่จำกัด (Finite Zero) แสดงตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ดังภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านอันดับที่สอง

2.1.2.3 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่สอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่สองมีจำนวนโพลจำกัดเท่ากับ 2 ตัว และมีซีโร่อยู่ที่ศูนย์เท่ากับ 1 ตัว และจำนวนซีโร่อนันต์เท่ากับ 1 ตัวแสดงตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ได้ดังภาพที่ 2.8 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้



ภาพที่ 2.8 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านอันดับที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

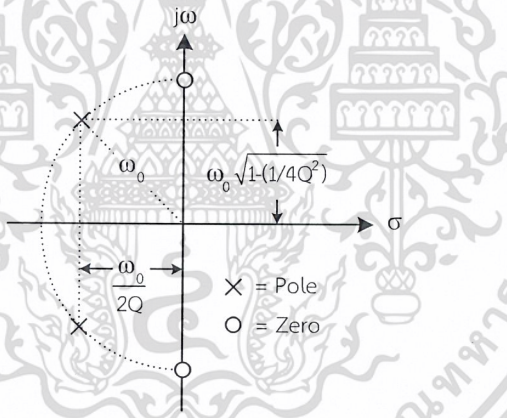
$$H(s) = k\frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.8)$$

2.1.2.4 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองหยุดแถบความถี่อันดับที่สอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองหยุดแถบความถี่อันดับที่สองมีจำนวนโพลจำกัดเท่ากับ 2 ตัว และมีซีโร่อยู่ที่ $j\omega$ เท่ากับ 2 ตัวสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$H(s) = k\frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) สามารถแสดงตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ได้ดังภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.9 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่อันดับที่สอง

จากสมการที่ (2.8)-(2.9) โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านและฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองหยุดแถบความถี่พารามิเตอร์ $Q = \frac{f_0}{BW} = \frac{\sqrt{f_{CH} \times f_{CL}}}{f_{CH} - f_{CL}}$ ถ้าค่าตัวประกอบคุณภาพมีค่าสูงหมายความว่ามีแบนวิดธ์ (Bandwidth : BW) แคบมาก ในทางกลับกันเมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพค่าต่ำหมายความว่ามีแบนวิดธ์กว้างมาก

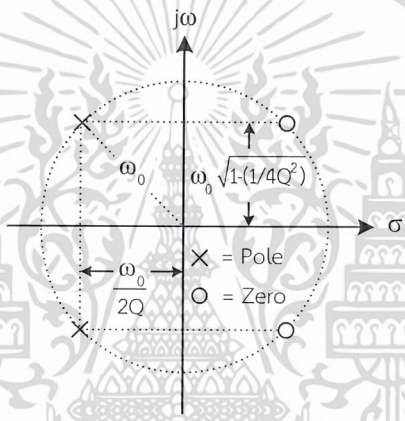
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2.5 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่อันดับที่สอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่อันดับที่สองมีจำนวนโพลจำกัดเท่ากับ 2 ตัวและมีซีโร่อยู่ที่ตำแหน่งสมมาตรกับโพลเท่ากับ 2 ตัวสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \qquad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) แสดงตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ดังภาพที่ 2.10



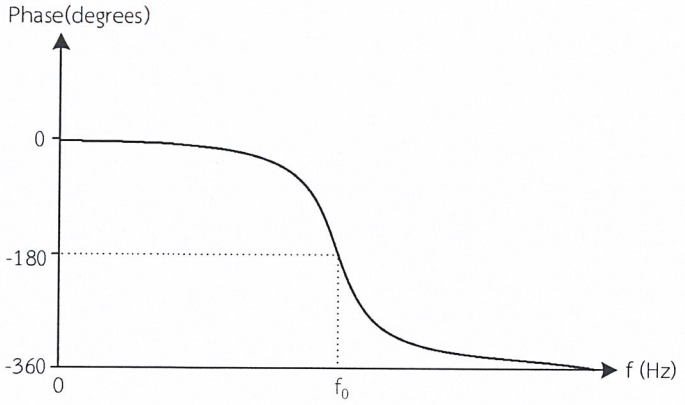
ภาพที่ 2.10 ตำแหน่งของซีโร่และโพลบนระนาบ s ของวงจรกรองทุกแถบความถี่ผ่านอันดับที่สอง

จากสมการที่ (2.10) สามารถเขียนสมการการตอบสนองเชิงเฟสได้ดังนี้

$$\phi(\omega) = -2\tan^{-1}\left(\frac{1}{Q}\cdot\frac{x}{1-x^2}\right) \qquad (2.11)$$

สมการที่ (2.11) กำหนดให้ x มีค่าเท่ากับ ω / ω_0 โดยเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสจะเลื่อนเฟส 0 องศา ที่ค่าความถี่ 0 Hz และจะเลื่อนไปเรื่อยๆจนถึง 360 องศาเมื่อความถี่สูงขึ้น และที่ความถี่เท่ากับความถี่ธรรมชาติจะเลื่อนเฟสไป 180 องศา แสดงการตอบสนองของเฟสในเชิงความถี่ของฟังก์ชันวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสได้ดังภาพที่ 2.11 (Taylor. 2015)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.11 การตอบสนองของเฟสในเชิงความถี่ของฟังก์ชันวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่

2.1.3 ความไวของวงจรกรองความถี่

พิพัฒน์ พรหมมี (2553) ความไววงจรกรองเป็นวิธีหนึ่งที่ใช้ในการบอกว่าวงจรกรองที่ออกแบบมานั้น มีประสิทธิภาพดีหรือไม่นั้นก็คืออุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรกรองนั้นโดยปกติแล้วจะมีความผิดพลาดจากเปลี่ยนแปลงตามองค์ประกอบต่างๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความผิดพลาดของอุปกรณ์เอง การออกแบบที่ต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง องค์ประกอบของวงจรจะต้องไม่ เปลี่ยนแปลงเลย แต่ในทางปฏิบัติไม่เป็นเช่นนั้นจะเกิดความเปลี่ยนแปลงเสมอ จึงมีความจำเป็นต้องรู้ถึงค่าความเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อวงจร ซึ่งเรียกว่าการวิเคราะห์ความไว

ความไวของของโครงข่ายเป็นเครื่องมือวัดประสิทธิภาพของโครงข่ายโดยสามารถพิจารณาได้จากความไวของความถี่ธรรมชาติ, ความไวของตัวประกอบคุณภาพ ซึ่งพิจารณาจากการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ที่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรความถี่ธรรมชาติหรือตัวประกอบคุณภาพ โดยค่าความไวจะมีค่าไม่เกิน 1 หมายความว่า เมื่ออุปกรณ์ที่พิจารณาเปลี่ยนแปลงไป 1% ตัวแปรนั้นๆจะเปลี่ยนแปลงไป 1% เช่นกัน ตัวอย่างการหาค่าความไวของความถี่ธรรมชาติที่เปลี่ยนไปเมื่อ ตัวตานทานเปลี่ยนไปเขียนสมการดังนี้

$$S_R^{\omega} = \lim_{\Delta R \to 0} \frac{\frac{\Delta \omega}{\omega}}{\frac{\Delta R}{R}} \qquad (2.12)$$

การหาค่าความไวมีกฎดังนี้

เมื่อ p คือ ค่าคงที่หรือไม่เป็นฟังก์ชันของ x จะได้สมการค่าความไวดังนี้

$$S_x^p = 0 \qquad (2.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ p = cx หรือเป็นฟังก์ชันของ x และ c เป็นค่าคงที่จะได้สมการค่าความไวดังนี้

$$S_x^p = 1 \tag{2.14}$$

เมื่อ p หมายถึง ฟังก์ชันของ x จะได้สมการค่าความไวดังนี้

$$S_x^{p_1 p_2} = S_x^{p_1} + S_x^{p_2} \tag{2.15}$$

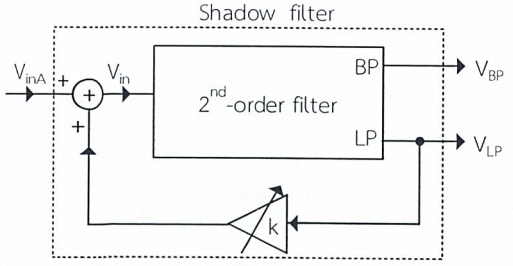
$$S_x^{p_1/p_2} = S_x^{p_1} - S_x^{p_2} \tag{2.16}$$

$$S_x^{p^n} = nS_x^p \tag{2.17}$$

$$S_x^{p_1+p_2} = \frac{p_1 S_x^{p_1} + p_2 S_x^{p_2}}{p_1 + p_2} \tag{2.18}$$

2.2 หลักการของวงจรกรองความถี่เงา

Lakys and Fabre (2010) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่แบบเงาเป็นครั้งแรก โดยการต่อวงจรขยายที่เอาต์พุตของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำในวงจรกรองความถี่อันดับที่สองที่มีสองเอาต์พุตคือฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำและกรองแถบความถี่ผ่านแล้วป้อนกลับไปที่อินพุตของวงจรกรองความถี่อันดับที่สอง ดังภาพที่ 2.12 ซึ่งการต่อวงจรขยายที่ขาเอาต์พุตฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำป้อนกลับที่จุดอินพุตของวงจรกรองความถี่นั้น ทำให้สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยผ่านอัตราขยาย (k) ของวงจรขยายแรงดันภายนอก ซึ่งวงจรกรองความถี่เงานี้เป็นประโยชน์อย่างมากในการปรับความถี่ธรรมชาติในระบบสื่อสาร



ภาพที่ 2.12 วงจรกรองความถี่เงาอันดับสองสองเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถเขียนสมการถ่ายโอนที่เอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านได้ดังนี้

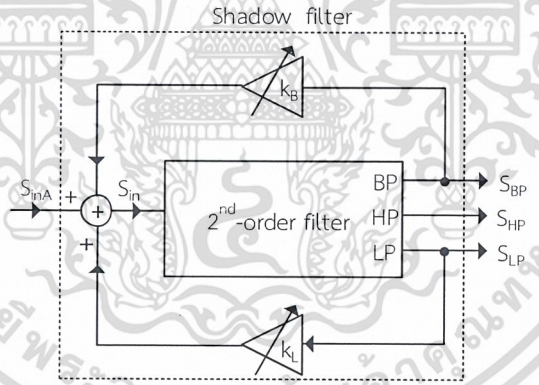
$$\omega_{0A} = \omega_0 \sqrt{1 - k\alpha_L} \tag{2.19}$$

$$Q_A = Q\sqrt{1 - k\alpha_L} \tag{2.20}$$

จากสมการที่ (2.19) จะพบว่าสามารถปรับความถี่ธรรมชาติของฟังก์ชันกรองแถบความถี่เงาผ่านได้จากอัตราขยาย k และค่าตัวประกอบคุณภาพปแสดงดังสมการที่ (2.20)

2.2.1 วงจรกรองความถี่เงาที่ปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพอย่างอิสระ

Biolkova and Biolek (2010) ได้นำเสนอวงจรสมมูลวงจรกรองความถี่เพื่อให้สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน โดยใช้วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง สามเอาต์พุต ได้แก่ ฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน ใช้วงจรขยายสองตัวต่อเข้าที่เอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านป้อนกลับไปยังจุดอินพุตของวงจรกรองดังภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 วงจรกรองความถี่เงาที่ปรับค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน

จากภาพที่ 2.13 จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

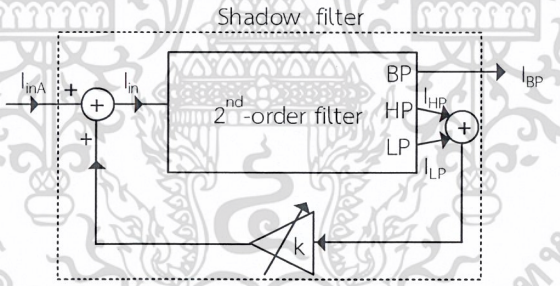
$$\omega_{0A} = \omega_0 \sqrt{1 - k_L \alpha_L} \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_A = Q\frac{\sqrt{1-k_L\alpha_L}}{\sqrt{1-k_B\alpha_B}} \qquad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.21) - (2.22) กำหนดให้ α_L และ α_B แทนอัตราขยายของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านตามลำดับ, k_L และ k_B แทนอัตราขยายของวงจรขยายที่ต่อที่เอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านตามลำดับ, ω_{0A} แทนความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองความถี่เงา และ ω_0 แทนความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองความถี่อันดับสอง จะพบว่าสามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้จากตัวแปร k_L ตัวประกอบคุณภาพปรับได้จากตัวแปร k_L และ k_B ซึ่งเมื่อปรับค่าตัวประกอบคุณภาพโดยใช้ตัวแปร k_B จะไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ

วงจรสมมูลของวงจรกรองความถี่เงาภาพแบบที่ 2 ทำได้โดยการต่อเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่อันดับที่สองโหมดกระแสซึ่งตอบสนองได้สามฟังก์ชัน ได้แก่ ฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน นำฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านและฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านเข้าที่อินพุตของวงจรขยายแล้วป้อนป้อนกลับที่จุดอินพุต ดังภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.14 วงจรกรองความถี่เงาอันดับสองโหมดกระแสสามเอาต์พุต

จากภาพที่ 2.14 จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_{0A} = \omega_0 \qquad (2.23)$$

$$Q_A = Q(1-k) \qquad (2.24)$$

จากสมการที่ (2.23) - (2.24) จะพบว่าสามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้จากวงจรกรองความถี่อันดับสอง ตัวประกอบคุณภาพปรับได้จากอัตราขยาย A โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 หลักการของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต

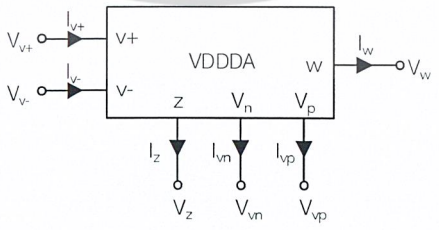
วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differencing Differential Difference Amplifier : VDDDA) ถูกนำเสนอโดย (Herencsar, et. al. 2013 : 17-20) โดยสร้างวงจรกรองทุกแถบความถี่ผ่าน ค่า ω_0 สามารถปรับแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ผ่านความนำถ่ายโอนภายในตัว VDDDA เป็นอุปกรณ์วงจรรวมสำเร็จภาพที่สามารถควบคุมอัตราขยายค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance : g_m) ได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ผ่านการปรับกระแสไบอัส (Bias Current : I_B) สัญลักษณ์ของวงจรแสดงในภาพที่ 2.15 โครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยวงจรขยายค่าความนำถ่านโอน (Operational Transconductance Amplifier : OTA) และวงจรขยายผลต่าง (Differential Difference Amplifier : DDA) แสดงวงจรสมมูลของวงจรดังภาพที่ 2.16 ประกอบไปด้วย 6 ขั้ว โดยมีขั้วแรงดันอินพุตอิมพีแดนซ์สูงคือขั้ว V_+, V_-, N และ P ขั้วกระแสเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงคือขั้ว Z และขั้วแรงดันเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำคือขั้ว W ความสัมพันธ์ของขั้วกระแสและขั้วแรงดันของวงจร VDDDA แสดงในสมการดังต่อไปนี้

$$I_z = g_m \left(V_{v+} - V_{v-} \right) \tag{2.25}$$

$$V_w = V_z - V_{vn} + V_{vp} \tag{2.26}$$

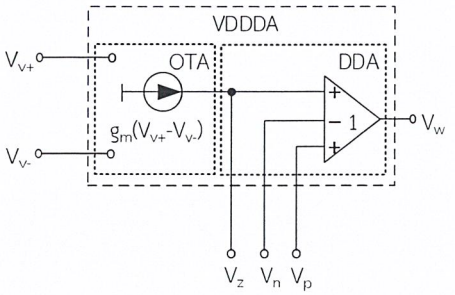
การต่อใช้งาน VDDDA โดยไอซีที่มีอยู่ในเชิงพาณิชย์แสดงดังภาพที่ 2.17 โดยใช้ LT1228 ผลิตโดยบริษัท Linear Technology เป็นวงจรขยายค่าความนำถ่ายโอนและ AD830 ผลิตโดยบริษัท Analog Device เป็นวงจรขยายผลต่างโดยสามารถปรับค่า g_m แบบอิเล็กทรอนิกส์ผ่าน I_B ที่ LT1228 ดังนั้นจะได้สมการ g_m ดังนี้

$$g_m = 10 I_B \tag{2.27}$$

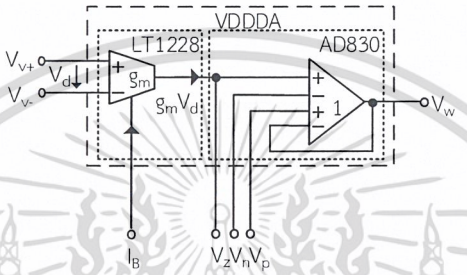


ภาพที่ 2.15 สัญลักษณ์ของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



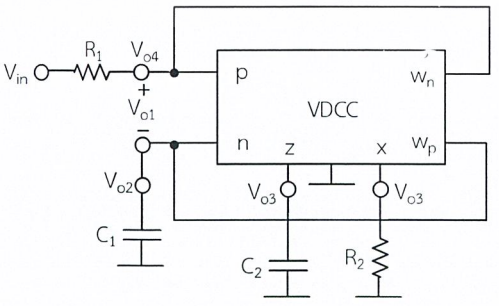
ภาพที่ 2.16 วงจรสมมูลของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต



ภาพที่ 2.17 วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุตออกแบบโดยไอซีในเชิงพาณิชย์

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.4.1 Sagbas, et. al. (2015) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-สี่เอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ VDCC จำนวน 1 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 4 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน และหยุดแถบความถี่ จุดเด่นของวงจรนี้ คือไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์และสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์



ภาพที่ 2.18 วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDCC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในภาพที่ 2.18 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \tag{2.28}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_m}{R_2 C_1 C_2}}{D(s)} \tag{2.29}$$

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\left(\frac{g_m}{C_2}\right)}{D(s)} \tag{2.30}$$

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s^2 + \left(\frac{g_m}{R_2 C_1 C_2}\right)}{D(s)} \tag{2.31}$$

เมื่อกำหนดให้

$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_m R_1}{R_2 C_2}\right) + \frac{g_m}{R_2 C_1 C_2} \tag{2.32}$$

และ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \tag{2.33}$$

จากสมการที่ (2.32) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_2 C_1 C_2}} \tag{2.34}$$

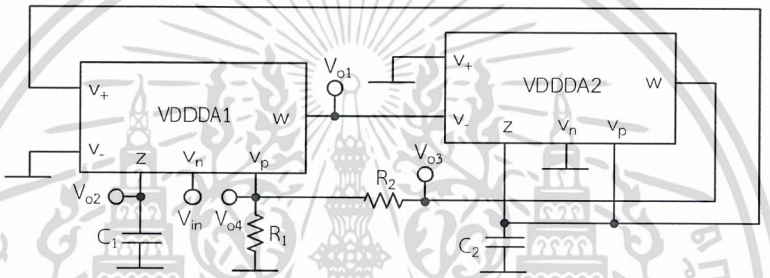
และ

$$Q = \frac{1}{R_1}\sqrt{\frac{R_2 C_2}{g_m C_1}} \tag{2.35}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ อุปกรณ์พาสซีพไม่ได้ต่อลงกราวด์ทุกตัว เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ไม่สามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ได้ และไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันอย่างโดยสิ้นเชิง

2.4.2 Soisang, et. al. (2015) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-สี่เอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 3 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และกรองแถบความถี่ผ่าน จุดเด่นของวงจรนี้คือ มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำที่กรองความถี่สูง และกรองแถบความถี่ผ่าน สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน



ภาพที่ 2.19 วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA 2 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.19 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2(C_1C_2)}{D(s)} \tag{2.36}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{D(s)} \tag{2.37}$$

$$H_{BP1}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s(2C_1g_{m2})}{D(s)} \tag{2.38}$$

$$H_{BP2}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s(2kC_1g_{m2})}{D(s)} \tag{2.39}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $$D(s) = s^2C_1C_2 + 2ksC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2} \quad (2.40)$$

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.41)$$

และ $$g_m = 10I_B \quad (2.42)$$

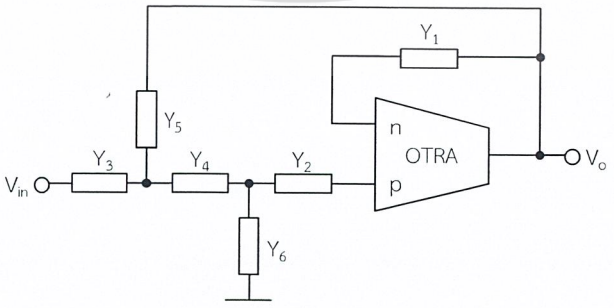
จากสมการที่ (2.40) กำหนดให้ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = g_m\sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (2.43)$$

และ $$Q = \frac{(R_1 + R_2)}{2R_1C_1}\sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (2.44)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ อุปกรณ์พาสซีพไม่ได้ต่อลงกราวด์ทุกตัว ไม่สามารถตอบสนองฟังก์ชันหยุดแถบความถี่ผ่านและฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ได้ ไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และไม่สามารถควบคุมตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

2.4.3 Anurag, et. al. (2016) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-สามเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ OTRA จำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 11 ตัวและตัวเก็บประจุ 4 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 3 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และกรองแถบความถี่ผ่าน



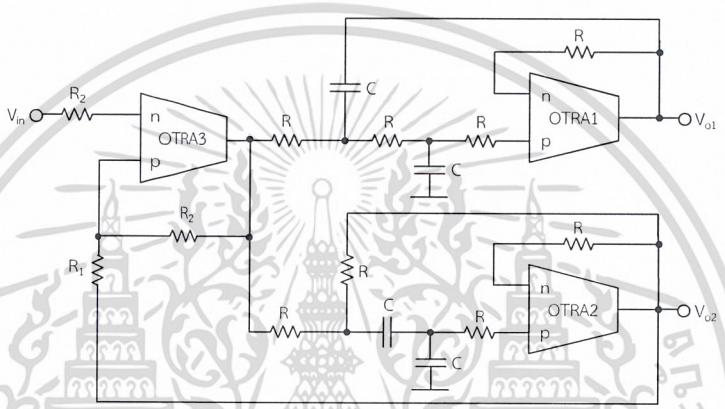
ภาพที่ 2.20 โครงสร้างวงจรกรองความถี่อันดับสองโดยใช้ OTRA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.20 สามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่อันดับที่สองฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และกรองแถบความถี่ผ่านโดยกำหนดอุปกรณ์ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การกำหนดอุปกรณ์พาสซีฟของวงจรกรองความถี่อันดับสองโดยใช้ OTRA

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6
ฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน	G_1	G_2	G_3	G_4	sC_1	sC_2
ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน	G_1	G_2	sC_1	sC_2	G_3	G_4
ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน	G_1	G_2	G_3	sC_1	G_4	sC_2



ภาพที่ 2.21 โครงสร้างวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์อันดับสองโดยใช้ OTRA

จากวงจรในภาพที่ 2.21 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{s^2}{s^2 + s\left(4CG/C^2\right) + \left(2G^2/C^2\right)} \tag{2.45}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{G^2/C^2}{s^2 + s\left(3CG/C^2\right) + \left(G^2/C^2\right)} \tag{2.46}$$

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{s\left(G/C\right)}{s^2 + s\left(4CG/C^2\right) + \left(2G^2/C^2\right)} \tag{2.47}$$

จากสมการที่ (2.45) และ (2.47) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านและกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{2}\left(\frac{G}{C}\right) \quad (2.48)$$

และ $$Q = \frac{1}{2\sqrt{2}} \quad (2.49)$$

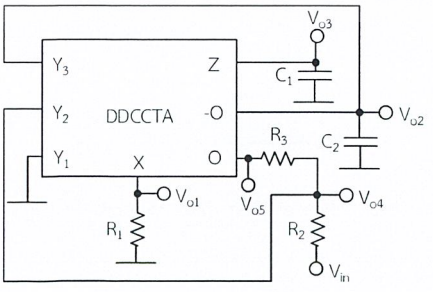
จากสมการที่ (2.46) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านดังนี้

$$\omega_0 = \frac{G}{C} \quad (2.50)$$

และ $$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (2.51)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ อุปกรณ์พาสซีพไม่ได้ต่อลงกราวด์ทุกตัว อินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ไม่สามารถตอบสนองฟังก์ชันหยุดแถบความถี่ผ่านและกรองผ่านทุกความถี่ได้ ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

2.4.4 Chen, et. al. (2016) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ (Differential Difference Current Conveyor Transconductance Amplifier: DDCCTA) จำนวน 1 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 3 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 5 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน หยุดแถบความถี่และกรองทุกแถบความถี่ผ่าน จุดเด่นของวงจรนี้คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟจำนวนน้อย สามารถใช้งานได้ครบทุกฟังก์ชันกรองความถี่พื้นฐาน สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์



ภาพที่ 2.22 วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ DDCCTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในภาพที่ 2.22 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2(C_1C_2R_1)}{D(s)} \tag{2.52}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{g_m}{D(s)} \tag{2.53}$$

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = -\frac{sC_2}{D(s)} \tag{2.54}$$

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s^2(C_1C_2R_1) + g_m}{D(s)} \tag{2.55}$$

$$H_{AP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2R_1 - sC_2g_mR_3 + g_m}{D(s)} \tag{2.56}$$

เมื่อกำหนดให้ $$D(s) = s^2C_1C_2R_1 + sg_mC_2R_2 + g_m \tag{2.57}$$

และ $$g_m = \sqrt{\mu C_{ox}(W/L)I_B} \tag{2.58}$$

จากสมการที่ (2.57) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

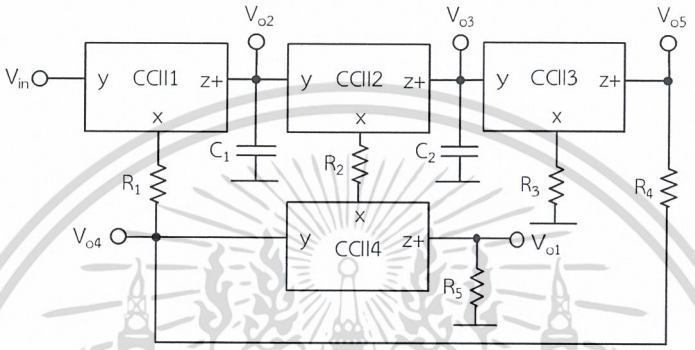
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_1C_1C_2}} \tag{2.59}$$

และ $$Q = \frac{1}{R_2}\sqrt{\frac{R_1C_1}{g_mC_2}} \tag{2.60}$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ อุปกรณ์พาสซีฟไม่ได้ต่อลงกราวด์ทุกตัว อินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.5 Horng and Chiu (2016) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second-generation Current Conveyor: CCII) จำนวน 4 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 5 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 5 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน หยุดแถบความถี่ และกรองทุกแถบความถี่ผ่าน จุดเด่นของวงจรนี้คือ มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง สามารถใช้งานได้ครบทุกฟังก์ชันกรองความถี่พื้นฐาน



ภาพที่ 2.23 วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ CCII

จากวงจรในภาพที่ 2.23 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{s^2\left(C_1C_2G_1G_2 / G_5\right)}{D(s)} \tag{2.61}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{G_1G_2G_3}{D(s)} \tag{2.62}$$

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = -\frac{sC_1G_1G_2}{D(s)} \tag{2.63}$$

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2G_1 + G_1G_2G_3}{D(s)} \tag{2.64}$$

$$H_{AP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2G_1 - s\left(C_1G_1G_2G_3 / G_4\right) + G_1G_2G_3}{D(s)} \tag{2.65}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $$D(s) = s^2C_1C_2G_1 + sC_1G_2G_3 + G_1G_2G_3 \quad (2.66)$$

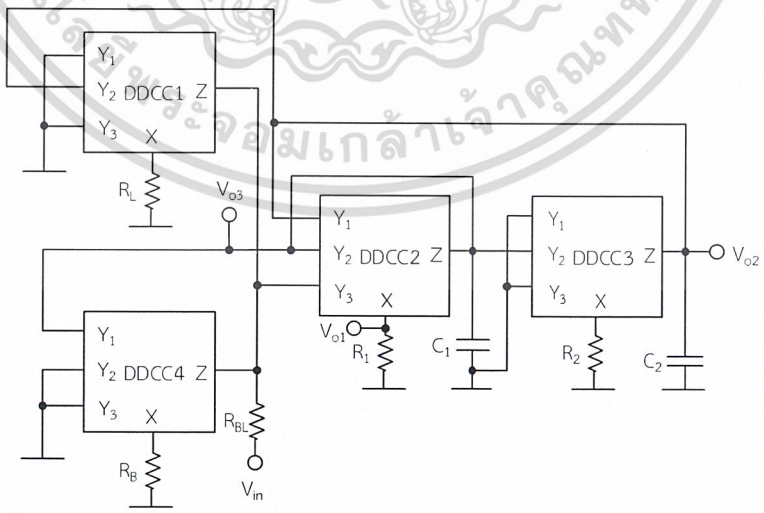
จากสมการที่ (2.66) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_2R_3}} \quad (2.67)$$

และ $$Q = \frac{1}{R_1}\sqrt{\frac{C_2R_2R_3}{C_1}} \quad (2.68)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ อุปกรณ์พาสซีพไม่ได้ต่อลงกราวด์ทุกตัว เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์โดยกำหนดให้ $G_1 = G_4$ เมื่อต้องการฟังก์ชันกรองทุกแถบความถี่ผ่าน ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันและไม่สามารถควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์

2.4.6 Khateb, et. al. (2017) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-สามเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ DDCC จำนวน 4 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 5 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 3 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และกรองแถบความถี่ผ่าน จุดเด่นของวงจรนี้คือ อุปกรณ์พาสซีพทุกตัวถูกต่อลงกราวด์ และไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์



ภาพที่ 2.24 วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ DDCC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในภาพที่ 2.24 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \tag{2.69}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{1/R_1R_2C_1C_2}{D(s)} \tag{2.70}$$

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\left(1/R_1C_1\right)}{D(s)} \tag{2.71}$$

เมื่อกำหนดให้

$$D(s) = s^2 + s\left(\frac{1-\frac{R_{BL}}{R_B}}{R_1C_1}\right) + \left(\frac{1-\frac{R_{BL}}{R_L}}{R_1R_2C_1C_2}\right) \tag{2.72}$$

จากสมการที่ (2.72) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1-\frac{R_{BL}}{R_L}}{R_1R_2C_1C_2}} \tag{2.73}$$

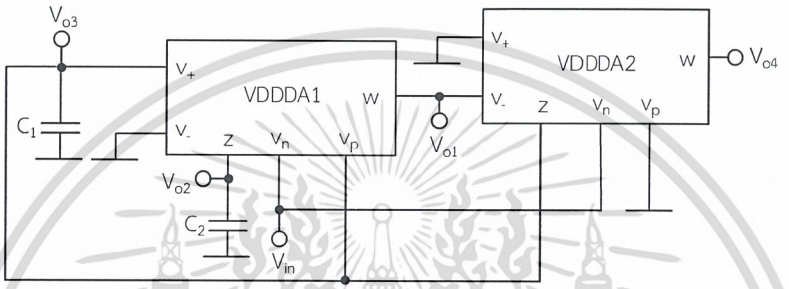
และ

$$Q = \frac{\sqrt{1-\frac{R_{BL}}{R_L}}}{1-A_B}\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} \tag{2.74}$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ อินพุตอิมพีแดนซ์ขึ้นอยู่กับค่า R_{BL} เอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ไม่สามารถตอบสนองฟังก์ชันหยุดแถบความถี่ผ่านและกรองผ่านทุกความถี่ได้ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน และไม่สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.7 Chaimongkol and Jaikla (2017) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-สี่เอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 4 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน และหยุดแถบความถี่จุดเด่นของวงจรนี้คือ อุปกรณ์พาสซีพทุกตัวถูกต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำที่ฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านและหยุดแถบความถี่ไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์



ภาพที่ 2.25 วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA 2 ตัว แบบไม่ใช้ตัวต้านทาน

จากวงจรในภาพที่ 2.25 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2}{D(s)} \tag{2.75}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \tag{2.76}$$

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\left(\frac{g_{m2}}{C_1}\right)}{D(s)} \tag{2.77}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \quad (2.78)$$

เมื่อกำหนดให้ $$D(s) = s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \quad (2.79)$$

และ $$g_m = \sqrt{\mu C_{ox}(W/L)I_B} \quad (2.80)$$

จากสมการที่ (2.79) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

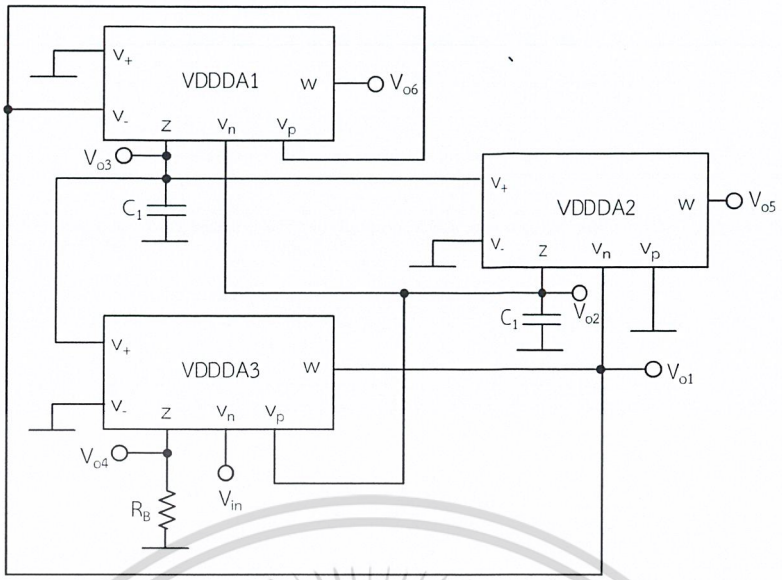
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.81)$$

และ $$Q = \sqrt{\frac{C_1g_{m1}}{C_2g_{m2}}} \quad (2.82)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ ไม่สามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ได้ และไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันได้

2.4.8 Tuntrakool, et. al. (2017) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-หกเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA จำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 1 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 5 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน หยุดแถบความถี่ และกรองทุกแถบความถี่ผ่าน จุดเด่นของวงจรนี้คือ อุปกรณ์พาสซีพทุกตัวถูกต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำที่ฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, หยุดแถบความถี่และกรองทุกแถบความถี่ผ่าน และสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน และควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.26 วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA 3 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.26 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2}{D(s)} \tag{2.83}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{D(s)} \tag{2.84}$$

$$H_{BP1}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\left(\frac{g_{m1}}{C_1}\right)}{D(s)} \tag{2.85}$$

$$H_{BP2}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s\left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}\right)}{D(s)} \tag{2.86}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = \frac{s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \quad (2.87)$$

$$H_{AP}(s) = \frac{V_{o6}}{V_{in}} = -\frac{s^2 - s\left(\frac{g_{m1}}{C_1}\right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{D(s)} \quad (2.88)$$

เมื่อกำหนดให้ $$D(s) = s^2 + s\left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}\right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right) \quad (2.89)$$

และ $$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.90)$$

จากสมการที่ (2.89) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

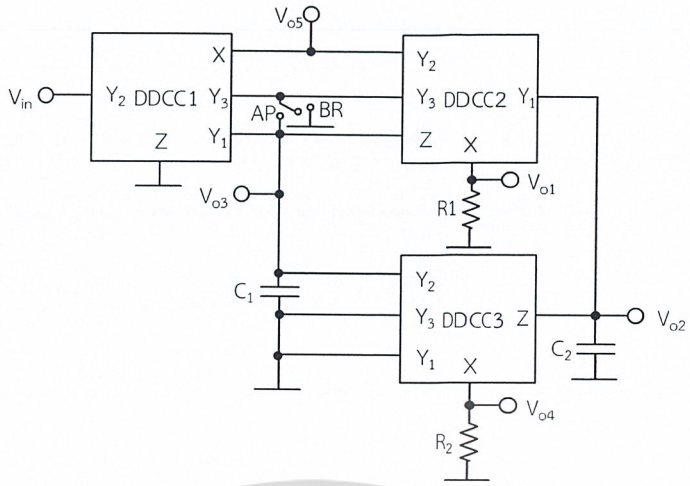
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.91)$$

และ $$Q = \frac{1}{g_{m3}R}\sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \quad (2.92)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อสร้างฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่โดยกำหนดให้ $g_{m3} = 1/R$

2.4.9 Yuce (2017) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จภาพ DDCC จำนวน 3 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถตอบสนองการใช้งานได้ 5 ฟังก์ชันได้แก่ กรองแถบความถี่สูงผ่าน กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน กรองแถบความถี่ผ่าน หยุดแถบความถี่ และกรองทุกแถบความถี่ผ่าน จุดเด่นของวงจรนี้คือ อุปกรณ์พาสซีพทุกตัวถูกต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำที่ฟังก์ชันหยุดแถบความถี่และกรองทุกแถบความถี่ผ่าน และไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.27 วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ DDCC 3 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.27 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(s)} \tag{2.93}$$

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = -\frac{1}{D(s)} \tag{2.94}$$

$$H_{BP1}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{sC_2R_2}{D(s)} \tag{2.95}$$

$$H_{BP2}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = -\frac{sC_2R_2}{D(s)} \tag{2.96}$$

เมื่อสวิตซ์ต่อที่จุด BR จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของ V_{o5} ดังนี้

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1}{D(s)} \tag{2.97}$$

เมื่อสวิตซ์ต่อที่จุด AP จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของ V_{o5} ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{AP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 - sC_2 R_2 + 1}{D(s)} \quad (2.98)$$

เมื่อกำหนดให้ $$D(s) = s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_2 R_2 + 1 \quad (2.99)$$

จากสมการที่ (2.99) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.100)$$

และ $$Q = \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}} \quad (2.101)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรดังกล่าวมีข้อบกพร่องดังนี้ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน และไม่สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
วิธีดำเนินการวิจัย

จากการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานของวงจรกรองความถี่เงา หลักการทำงานของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องตามที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 ในบทนี้ได้กล่าวการนำความรู้พื้นฐานดังกล่าวมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์ ซึ่งผู้วิจัยได้ดำเนินงานตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานในอุดมคติ

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรกรองความถี่เงากรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ

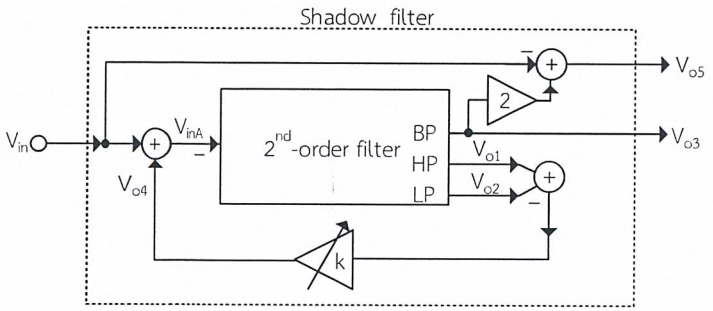
3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต

3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต

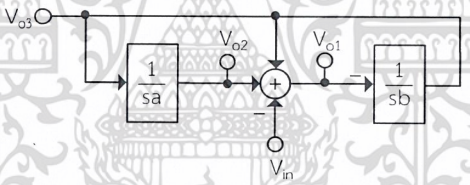
การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่อเนกประสงค์ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำแนวคิดมาจากวงจรกรองความถี่เงาตามกรอบแนวคิดที่ในภาพที่ 1.1 ซึ่งเป็นการนำวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์อันดับสองแบบหนึ่งอินพุตหลายเอาต์พุตซึ่งใช้งานได้ 3 ฟังก์ชันได้แก่วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน นำมาต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณเพื่อให้สามารถสามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ตามทฤษฎีของวงจรกรองความถี่เงา ทำได้โดยการนำเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านมารวมกัน จากนั้นต่อเข้ากับวงจรขยายแล้วป้อนเอาต์พุตกลับไปยังอินพุตของวงจรกรองความถี่ลำดับที่สอง เมื่อวัดที่จุดเอาต์พุตของวงจรขยายจะได้ฟังก์ชันหยุดแถบความถี่ ที่เอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อนำไปขยายเป็นสองเท่าแล้วต่อเข้ากับอินพุตแบบกลับเฟสจะได้เอาต์พุตเป็นฟังก์ชันกรองทุกแถบความถี่ผ่าน ทำให้ได้วงจรกรองความถี่เงาที่สามารถตอบสนองการใช้งานได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดัน แบบหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต

จากภาพที่ 3.1 เมื่อสังเคราะห์วงจรกรองวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์อันดับสองแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตซึ่งใช้งานได้ 3 ฟังก์ชันได้แก่ วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้วงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) จำนวน 2 ชุด ต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณจำนวน 1 ชุด ดังภาพที่ 3.2 มีรายละเอียดสมการเอาต์พุตดังนี้



ภาพที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์อันดับสองแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุตจากวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

จากภาพที่ 3.2 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o1} = \frac{V_{o3}}{sa} - V_{in} + V_{03} \qquad (3.1)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o3} = -\frac{V_{o1}}{sb} \qquad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ (3.2) ลงในสมการที่ (3.1) จะได้

$$V_{o1} = -\frac{V_{o1}}{s^2 ab} - V_{in} - \frac{V_{o1}}{sb} \tag{3.3}$$

จากสมการที่ (3.3) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2 V_{o1} = -\frac{V_{o1}}{ab} - s^2 V_{in} - s\frac{V_{o1}}{b} \tag{3.4}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1}

$$\left(s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab} \right) V_{o1} = -s^2 V_{in} \tag{3.5}$$

จากสมการที่ (3.5) เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2}{s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}} \tag{3.6}$$

จากภาพที่ 3.2 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o2} = \frac{V_{o3}}{sa} \tag{3.7}$$

แทนสมการที่ (3.1) และ (3.2) ลงในสมการที่ (3.7) จะได้

$$V_{o2} = -\frac{V_{o2} - V_{in} + saV_{02}}{s^2 ab} \tag{3.8}$$

จากสมการที่ (3.8) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2V_{o2} = -\frac{V_{o2}}{ab} + \frac{V_{in}}{ab} - s\frac{V_{02}}{b} \tag{3.9}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2}

$$\left(s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}\right)V_{o2} = \frac{V_{in}}{ab} \tag{3.10}$$

จากสมการที่ (3.10) เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านดังนี้

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{ab}}{s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}} \tag{3.11}$$

แทนสมการที่ (3.1) ลงในสมการที่ (3.2)จะได้

$$V_{o3} = -\frac{V_{o3}}{s^2ab} + \frac{V_{in}}{sb} - \frac{V_{03}}{sb} \tag{3.12}$$

จากสมการที่ (3.12) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o3} = -\frac{V_{o3}}{ab} + s\frac{V_{in}}{b} - s\frac{V_{03}}{b} \tag{3.13}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3}

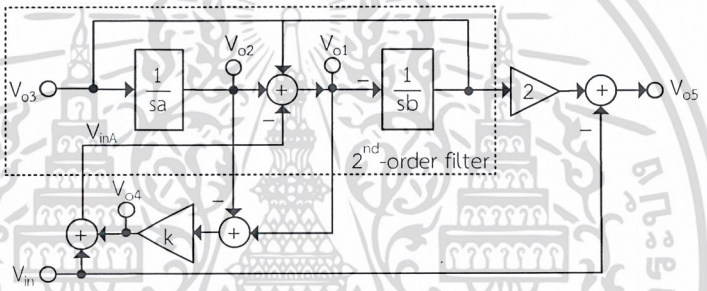
$$\left(s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}\right)V_{o3} = s\frac{V_{in}}{b} \tag{3.14}$$

จากสมการที่ (3.14) เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = -\frac{s\frac{1}{b}}{s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}} \qquad (3.15)$$

จากกรอบแนวความคิดในภาพที่ 3.1 เมื่อแทนวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์อันดับที่สองด้วยบล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์อันดับสองแบบหนึ่งอินพุต-สามเอาต์พุตในภาพที่ 3.2 จะได้บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์แบบหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตดังภาพที่ 3.3 ซึ่งประกอบด้วยวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียจำนวน 2 ชุด ต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณจำนวน 4 ชุด และวงจรขยายสัญญาณจำนวน 2 ชุด สามารถหาสมการเอาต์พุตได้ดังสมการที่ 3.16-3.20 วิธีหาสมการแสดงแสดงใน [ภาคผนวก ก.1]



ภาพที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์แบบหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตสร้างจากวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

จากภาพที่ 3.3 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านดังนี้

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2\left(\frac{1}{1+k}\right)}{s^2 + s\frac{1}{b(1+k)} + \frac{1}{ab}} \qquad (3.16)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{1}{ab(1+k)}}{s^2 + s\dfrac{1}{b(1+k)} + \dfrac{1}{ab}} \tag{3.17}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\dfrac{1}{b(1+k)}}{s^2 + s\dfrac{1}{b(1+k)} + \dfrac{1}{ab}} \tag{3.18}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ดังนี้

$$\frac{V_{o4}}{V_{in}} = -\frac{s^2\dfrac{k}{(1+k)} + \dfrac{k}{ab(1+k)}}{s^2 + s\dfrac{1}{b(1+k)} + \dfrac{1}{ab}} \tag{3.19}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$\frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{s^2 - s\dfrac{1}{b(1+k)} + \dfrac{1}{ab}}{s^2 + s\dfrac{1}{b(1+k)} + \dfrac{1}{ab}} \tag{3.20}$$

จากสมการที่ (3.16) - (3.20) เขียนสมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \tag{3.21}$$

และ

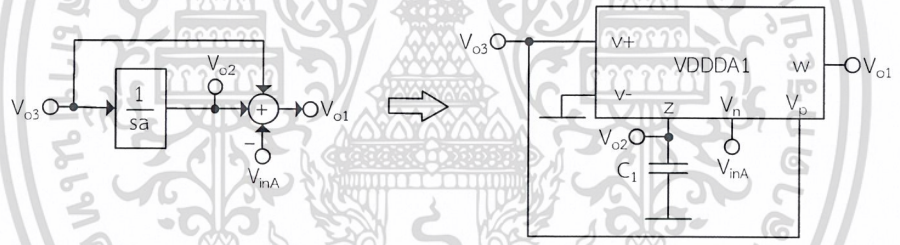
$$Q = (1+k)\sqrt{\frac{b}{a}} \tag{3.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.21) และ (3.22) จะเห็นได้ว่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพสามารถปรับได้ผ่านพารามิเตอร์ a และ b นอกจากนั้นแล้วยังสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติผ่านพารามิเตอร์ k ตามหลักการของวงจรกรองความถี่เงา สามารถทำงานได้ครบทุกฟังก์ชันกรองความถี่พื้นฐานในเวลาเดียวกันโดยไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันเพิ่มเติม

จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.3 ผู้วิจัยได้สังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์วงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA มีวัตถุประสงค์เพื่อให้พารามิเตอร์ a และ b ในสมการที่ (3.21) และ (3.22) สามารถปรับค่าได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ และอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรกรองความถี่ที่สูง ซึ่ง VDDDA 1 ตัว สามารถแทนวงจรอินติเกรเตอร์หรือวงจรขยายจำนวน 1 ตัวที่ต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณจำนวน 2 ตัว ซึ่งผู้วิจัยได้แบ่งบล็อกไดอะแกรมออกเป็น 3 ส่วนและทำการสังเคราะห์วงจรโดย VDDDA โดยมีรายละเอียดดังนี้

วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 1 สามารถสังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA ดังภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.4 วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 1 และวงจรที่สังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA

จากภาพที่ 3.4 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการเอาต์พุตดังนี้

$$V_{o1} = V_{o2} + V_{o3} - V_{inA} \tag{3.23}$$

$$V_{o2} = \frac{V_{o3}}{sa} \tag{3.24}$$

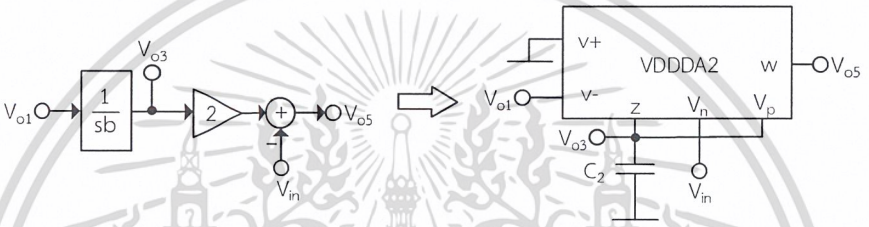
$$V_{o1} = \frac{V_{o3}}{sa} + V_{o3} - V_{inA} \tag{3.25}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อวงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 1 สังเคราะห์โดยใช้ VDDDA จะพบว่าพารามิเตอร์ a ในสมการที่ (3.25) มีค่าเท่ากับ $\frac{C_1}{g_{m1}}$ จะได้สมการ V_{o1} ดังนี้

$$V_{o1} = \frac{g_{m1} V_{o3}}{sC_1} + V_{o3} - V_{inA} \tag{3.26}$$

วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 2 สามารถสังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA ดังภาพที่ 3.5



ภาพที่ 3.5 วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 2 และวงจรที่สังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA

จากภาพที่ 3.5 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการเอาต์พุตดังนี้

$$V_{o5} = 2V_{o3} - V_{in} \tag{3.27}$$

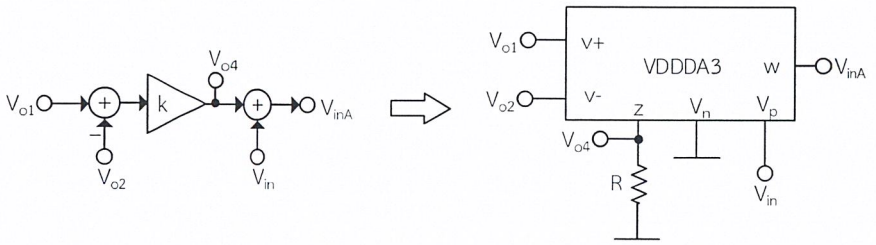
$$V_{o5} = -2\frac{V_{o1}}{sb} - V_{in} \tag{3.28}$$

เมื่อวงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 2 สังเคราะห์โดยใช้ VDDDA จะพบว่าพารามิเตอร์ b ในสมการที่ (3.28) มีค่าเท่ากับ $\frac{C_2}{g_{m2}}$ จะได้สมการ V_{o5} ดังนี้

$$V_{o5} = -2\frac{g_{m2} V_{o1}}{sC_2} - V_{in} \tag{3.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขยายสัญญาณและวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 3 สามารถสังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA ดังภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 วงจรขยายสัญญาณและวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 3 และวงจรที่สังเคราะห์ได้จากวงจรรวมสำเร็จภาพ VDDDA

จากภาพที่ 3.6 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{inA} จะได้สมการเอาต์พุตดังนี้

$$V_{inA} = V_{o4} + V_{in} \tag{3.30}$$

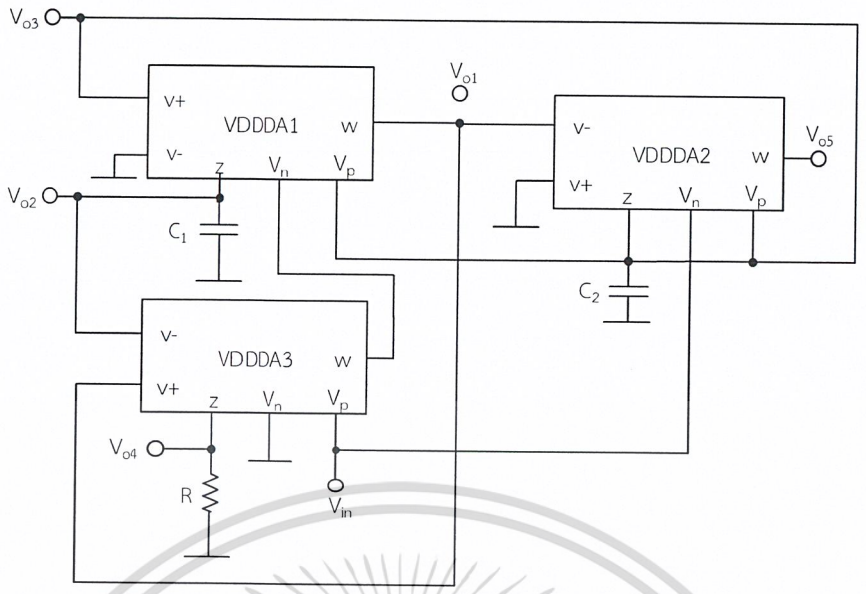
$$V_{inA} = k\left(V_{o1} - V_{o2}\right) + V_{in} \tag{3.31}$$

เมื่อวงจรขยายสัญญาณและวงจรรวมสัญญาณส่วนที่ 3 สังเคราะห์โดยใช้ VDDDA จะพบว่าพารามิเตอร์ k ในสมการที่ (3.31) มีค่าเท่ากับ $g_{m3}R$ จะได้สมการ V_{inA} ดังนี้

$$V_{inA} = g_{m3}R\left(V_{o1} - V_{o2}\right) + V_{in} \tag{3.32}$$

จากการสังเคราะห์บล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์แบบหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตสร้างจากวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียตามกรอบแนวคิดวงจรกรองความถี่เงาในภาพที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียจำนวน 2 ชุด ต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณจำนวน 4 ชุด และวงจรขยายแรงดันจำนวน 2 ชุด เมื่อนำมาสังเคราะห์โดยใช้ VDDDA จะได้วงจรดังภาพที่ 3.7 จากสมการที่ (3.16) - (3.20) จะพบว่าวงจรสามารถตอบสนองการใช้งานได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐานได้แก่ ฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน, ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่ โดยสามารถสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติ และปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.7 วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ที่สังเคราะห์ตามกรอบแนวคิดภาพที่ 3.1

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานในอุดมคติ

การวิเคราะห์สมรรถนะวงจรในภาพที่ 3.7 วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต ใช้ VDDDA ซึ่งใช้ความสัมพันธ์ของขั้วกระแสและขั้วแรงดันของวงจร VDDDA แสดงในสมการดังต่อไปนี้

$$I_z = g_m \left(V_{v+} - V_{v-} \right) \tag{3.33}$$

$$V_w = V_z - V_{vn} + V_{vp} \tag{3.34}$$

จากภาพที่ 3.7 และสมการที่ (3.33) และ (3.34) สามารถหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนโดยมีรายละเอียดดังแสดงใน [ภาคผนวก ก.2]

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2\left(\frac{1}{1+g_{m3}R}\right)}{s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.35}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านดังนี้

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2\left(1+g_{m3}R\right)}}{s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.36}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}}{s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.37}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ดังนี้

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = -\frac{\frac{g_{m3}R}{1+g_{m3}R}\left(s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.38}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ดังนี้

$$H_{AP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{s^2 - s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.39}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.35) - (3.39) เขียนสมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{3.40}$$

และ

$$Q = \left(1 + g_{m3}R\right)\sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \tag{3.41}$$

จากสมการที่ (3.35) - (3.39) จะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่เงาที่นำเสนอสามารถทำงานได้ครบทุกฟังก์ชันกรองความถี่พื้นฐานในเวลาเดียวกันโดยไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันเพิ่มเติม ค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถปรับได้ผ่าน g_{m1}, g_{m2}, C_1 และ C_2 นอกจากนั้นแล้วยังสามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติผ่าน g_{m3} และ R ค่าความถี่ธรรมชาติและค่าตัวประกอบคุณภาพสามารถปรับแบบอิเล็กทรอนิกส์โดยผ่านพารามิเตอร์ g_{m1}, g_{m2} และ g_{m3} ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยได้ใช้อุปกรณ์ LT1228 เป็นตัวขยายค่าความนำถ่ายโอน ส่งผลให้ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรความนำถ่ายโอนหรือ g_m มีค่าเท่ากับ $10I_B$ ทำให้สามารถปรับแบบอิเล็กทรอนิกส์ผ่านกระแสไบอัสภายนอก (I_B) ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\omega_0 = 10\sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \tag{3.42}$$

และ

$$Q = \left(1 + 10I_{B3}R\right)\sqrt{\frac{I_{B1}C_2}{I_{B2}C_1}} \tag{3.43}$$

จากสมการที่ (3.42) และ (3.43) ค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพสามารถปรับได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ผ่าน I_{B1} และ I_{B2} และสามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติผ่าน I_{B3} แต่ยังไม่สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้อิสระจากตัวประกอบคุณภาพ ซึ่งสามารถทำได้โดยกำหนดให้ $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = 10I_B\sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \tag{3.44}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $$Q = \left(1 + 10I_{B3}R\right)\sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.44) และ (3.45) ค่าความถี่ธรรมชาติสามารถปรับได้แบบอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจากตัวประกอบคุณภาพผ่าน I_B และสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติผ่าน I_{B3}

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรกรองความถี่เงากรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรกรองความถี่ในภาพที่ 3.7 กรณีทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติแบ่งออกได้ 2 กรณี คือ ความคาดเคลื่อนที่เกิดจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต และความคาดเคลื่อนที่เกิดจากผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงมีรายละเอียดดังนี้

3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต

ผลกระทบต่อสมรรถนะของวงจรให้คลาดเคลื่อนจากอุดมคติซึ่งเกิดจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตของ VDDDA ได้แก่ขั้วอินพุต Z, N และ P ไปยังขั้วเอาต์พุต W สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_w = \beta_Z V_z - \beta_N V_{vn} + \beta_P V_{vp} \quad (3.46)$$

จากสมการ (3.46) กำหนดให้ค่า β_Z, β_N และ β_P แทนค่าความผิดพลาดที่เกิดจากขั้วอินพุต Z, N และ P ไปยังขั้วเอาต์พุต W สามารถหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังแสดงใน [ภาคผนวก ก.3]

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{-s^2\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2 + s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}V_{in} \quad (3.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านดังนี้

$$H_{LP}(s)=\frac{V_{o2}}{V_{in}}=\frac{\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \quad (3.48)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$H_{BP}(s)=\frac{V_{o3}}{V_{in}}=\frac{s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \quad (3.49)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ดังนี้

$$H_{BR}(s)=\frac{V_{o4}}{V_{in}}=-\frac{s^2\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \quad (3.50)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$H_{AP}(s)=\frac{V_{o5}}{V_{in}}=-\frac{\left[\begin{array}{l}s^2\beta_{N2}+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}\beta_{N2}-\beta_{N1}\beta_{Z2}\beta_{P3}-\beta_{N1}\beta_{P2}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)\\+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\beta_{N2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)\end{array}\right]}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \quad (3.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.47) - (3.51) เขียนสมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\frac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \qquad (3.52)$$

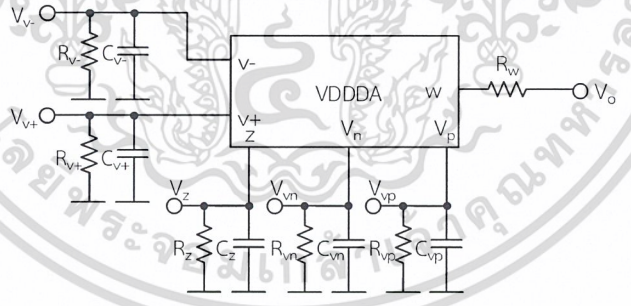
และ

$$Q = \left(\frac{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{\beta_{P1}}\right)\sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}\left(\frac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \qquad (3.53)$$

จากสมการที่ (3.47) - (3.53) พบว่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตของ VDDDA หรือพารามิเตอร์ β_Z, β_N และ β_P มีผลต่อกระทบต่อคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์ทุกฟังก์ชัน ค่าความถี่ธรรมชาติ และตัวประกอบคุณภาพ ทำให้การทำงานของวงจรในทางปฏิบัติเกิดความคลาดเคลื่อนจากอุดมคติ

3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝง

นอกจากผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตของ VDDDA อีกสาเหตุที่ทำให้วงจรทำงานคลาดเคลื่อนจากอุดมคติ คือ ค่าความจุและความต้านทานแฝงของขั้วอิมพีแดนซ์สูง VDDDA เกิดจากปัจจัยทางการผลิตของอุปกรณ์แสดงดังภาพที่ 3.8

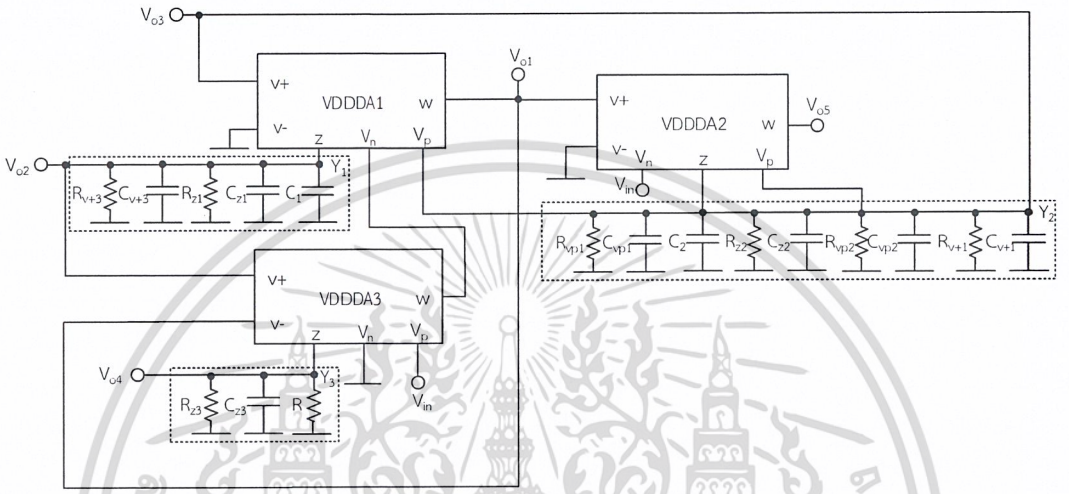


ภาพที่ 3.8 ค่าความจุและความต้านทานแฝงที่ขั้ว VDDDA

จากภาพที่ 3.8 ในสภาวะปกติ VDDDA จะมีค่าความจุและความต้านทานแฝงของขั้วอิมพีแดนซ์สูงได้แก่ขั้ว V_+, V_-, Z, N และ P ซึ่งจะถูกต่อขนานกับความจุแฝงที่ต่ำและความต้านทานแฝงที่สูงโดยที่ขั้ว V_+ และ V_- เป็นขั้วอินพุตของวงจรขยายผลต่างแรงดันมีอิมพีแดนซ์สูงมีค่าความจุและความต้านทานแฝงคือ R_{V+} และ C_{V+} เกิดขึ้นที่ขั้ว V_+ และ R_{V-} และ C_{V-} เกิดขึ้นที่ขั้ว V_- ที่ขั้ว Z ซึ่งเป็นขั้วกระแสเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูงมีค่าความจุและความต้านทานแฝงคือ R_Z และ C_Z ที่ขั้ว N และ P เป็นขั้วอินพุตของวงจรผลต่างแรงดันมีอิมพีแดนซ์สูงมีค่าความจุและความต้านทานแฝง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ R_{vn} และ C_{vn} เกิดขึ้นที่ขั้ว N และ R_{vp} และ C_{vp} เกิดขึ้นที่ขั้ว P ที่ขั้ว W เป็นขั้วแรงดันเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำต่ออนุกรมความต้านทานแฝงต่ำส่งผลต่อการทำงานของวงจรน้อยมากผู้วิจัยจึงไม่นำมาพิจารณา และขั้วที่ต่อเข้าสัญญาณอินพุตจะไม่ถูกนำมาพิจารณาเช่นกัน เนื่องขั้วสัญญาณอินพุตมีอิมพีแดนซ์ต่ำทำให้ค่าความจุและความต้านทานแฝงส่งผลต่อวงจรน้อยมาก เมื่อพิจารณาค่าความจุและความต้านทานแฝงของวงจรในภาพที่ 3.7 สามารถเขียนวงจรได้ดังนี้



ภาพที่ 3.9 วงจรกรองความถี่เอกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตกรณีพิจารณาค่าความจุและความต้านทานแฝง

จากภาพที่ 3.9 กำหนดให้ $C_{T1} = C_1 + C_{z1} + C_{v+3}$, $C_{T2} = C_2 + C_{z2} + C_{vp1} + C_{vp2} + C_{v+1}$, $G_{T1} = G_{z1} + G_{v+3}$ และ $G_{T2} = G_{z2} + G_{vp1} + G_{vp2} + G_{v+1}$ เมื่อพิจารณาค่าความจุและความต้านทานแฝงสามารถหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังแสดงใน [ภาคผนวก ก.4]

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านดังนี้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{\left[s^2 \frac{1}{1 + \frac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}} + \frac{s}{\left(1 + \frac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right)} \left(\frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1 + \frac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right)} \right]}{D(s)} \quad (3.54)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านดังนี้

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}}{D(s)} \tag{3.55}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}}{D(s)} \tag{3.56}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ดังนี้

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = -\frac{\left[\begin{array}{l} s^2\left(\dfrac{\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}\right) \\ +s\left(\dfrac{\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}\right)\left(\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right) \\ +\left(\dfrac{\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}\right)\dfrac{g_{m1}g_{m2}+G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{array}\right]}{D(s)} \tag{3.57}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ผ่านดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{AP}(s)=\frac{V_{o5}}{V_{in}}=-\frac{\left\{\begin{array}{l}s^2+s\left[-\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right]\\ +\dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\end{array}\right\}}{D(s)} \quad (3.58)$$

เมื่อ $$D(s)=\left\{\begin{array}{l}s^2+s\left[\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right]\\ +\dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\end{array}\right\} \quad (3.59)$$

กำหนดให้ $C_{T1}=C_1+C_{z1}+C_{v+3}$, $C_{T2}=C_2+C_{z2}+C_{vp1}+C_{vp2}+C_{v+1}$, $G_{T1}=G_{z1}+G_{v+3}$, $G_{T2}=G_{z2}+G_{vp1}+G_{vp2}+G_{v+1}$ และ $G_{T3}=G_{Z3}+G_R$ ค่าความต้านทานและความจุแฝงจะส่งผลกับการทำงานของวงจรที่ความถี่สูงมากกว่าค่าความถี่ใช้งานมาก $f_{op}>>1/C_{z3}R_{z3}$ ดังนั้นเมื่อใช้งานในความถี่ที่ต่ำกว่ามากจึงไม่นำค่าความต้านทานและความจุแฝงที่จุดนี้มาพิจารณาเขียนสมการ (3.54-3.59) ได้ใหม่ดังนี้

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่านดังนี้

$$H^*_{HP}(s)=\frac{V_{o1}}{V_{in}}=-\frac{\left[\begin{array}{l}s^2\dfrac{1}{1+g_{m3}R}+\dfrac{s}{\left(1+g_{m3}R\right)}\left(\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right)\\ +\dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\end{array}\right]}{D^*(s)} \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่านดังนี้

$$H^*_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}}{D^*(s)} \tag{3.61}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$H^*_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} + \dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}}{D^*(s)} \tag{3.62}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ดังนี้

$$H^*_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = -\frac{\left[\begin{array}{l} s^2\left(\dfrac{g_{m3}R}{1+g_{m3}R}\right) + s\left(\dfrac{g_{m3}R}{1+g_{m3}R}\right)\left(\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}} + \dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right) \\ + \left(\dfrac{g_{m3}R}{1+g_{m3}R}\right)\dfrac{g_{m1}g_{m2} + G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{array}\right]}{D^*(s)} \tag{3.63}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ผ่านดังนี้

$$H^*_{AP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{\left\{\begin{array}{l} s^2 + s\left[-\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} + \dfrac{G_{T1}}{C_{T1}} + \dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right] \\ + \dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} + \dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{array}\right\}}{D^*(s)} \tag{3.64}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ
$$D^*(s)=\left\{\begin{array}{l} s^2+s\left[\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}+\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right] \\ +\dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{array}\right\} \quad (3.65)$$

จากสมการที่ (3.65) เขียนสมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้ดังนี้

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}+\left(\frac{g_{m1}g_{m2}+G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\right)} \quad (3.66)$$

$$Q^* = \frac{C_{T1}C_{T2}}{\dfrac{g_{m2}C_{T1}}{\left(1+g_{m3}R\right)}+G_{T2}C_{T2}+G_{T1}C_{T1}}\sqrt{\frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}+\left(\frac{g_{m1}g_{m2}+G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\right)} \quad (3.67)$$

จากสมการที่ (3.60) - (3.67) พบว่าค่าความจุและความต้านทานแฝงมีผลต่อกระทบต่อคุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์ทุกฟังก์ชัน, ค่าความถี่ธรรมชาติ และตัวประกอบคุณภาพ ทำให้การทำงานของวงจรในทางปฏิบัติเกิดความคลาดเคลื่อนจากอุดมคติ แต่อย่างไรก็ตามค่าความจุและความต้านทานแฝงที่จุด Z_1 และ Z_2 จะถูกดูดกลืนโดย C_1 และ C_2 ซึ่งมีค่ามากกว่ามาก

3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต

การออกแบบวงจรให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ซึ่งโดยปกติจะมีความผิดพลาดที่เกิดจากปัจจัยต่างๆเช่น อุณหภูมิ ความชื้น ความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต หรือ ค่าความจุและความต้านทานแฝงของอุปกรณ์ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.3 เพื่อให้เป็นไปตามอุดมคติวงจรที่ออกแบบต้องไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ในทางปฏิบัติเกิดการเปลี่ยนเสมอ จึงจำเป็นต้องทราบค่าความเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์นั้นมีผลเกี่ยวของโดยตรงกับการทำงานของวงจร ทำให้คาพารามิเตอร์ต่าง ๆ เช่น ความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพอาจเบี่ยงเบนไปจากที่กำหนด ซึ่งการวัดคาการเบี่ยงเบนของอุปกรณ์ในวงจรว่าสงผลมากน้อยเพียงใดต่อค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรคือค่าความไว (พิพัฒน์, 2553) โดยมีรายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวกรณีทำงานในอุดมคติ

การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA กรณีทำงานในอุดมคติ มีตัวแปรจากอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีพที่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แก่ g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}, C_1, C_2 และ R ดังสมการที่ (3.40) และ (3.41) ซึ่งมีสมการความไวดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{3.68}$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{Q} = S_{C_2}^{Q} = -\frac{1}{2} \tag{3.69}$$

$$S_{g_{m3}}^{Q} = S_{R}^{Q} = 1 \tag{3.70}$$

3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวกรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งเกิดจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต และเกิดจากผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงมีรายละเอียดดังนี้

3.4.2.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต

การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ เนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต มีตัวแปรจากอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีพที่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แก่ g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}, C_1, C_2, R, β_{Z1}, β_{N1}, β_{P1} และ β_{Z3} ดังสมการที่ (3.52) และ (3.53) ซึ่งมีสมการความไวดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^{Q} = S_{C_2}^{Q} = \frac{1}{2} \tag{3.71}$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{Q} = S_{C_1}^{Q} = -\frac{1}{2} \tag{3.72}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{g_{m3}}^{\omega_0} = S_R^{\omega_0} = S_{\beta_{Z3}}^{\omega_0} = S_{\beta_{N1}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{Q} = S_R^{Q} = S_{\beta_{Z3}}^{Q} = S_{\beta_{N1}}^{Q} = \frac{1}{2}\left(\begin{array}{c}\dfrac{\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R} \\ +\dfrac{\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\end{array}\right) \quad (3.73)$$

$$S_{\beta_{Z1}}^{\omega_0} = S_{\beta_{Z1}}^{Q} = \frac{1}{2}\beta_{Z1} \quad (3.74)$$

$$S_{\beta_{P1}}^{Q} = -1 \quad (3.75)$$

3.4.2.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวเนื่องจากผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝง

การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติ เนื่องจากผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝง มีตัวแปรจากอุปกรณ์แอคทีฟและอุปกรณ์พาสซีพที่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แก่ g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}, C_{T1}, C_{T2}, R, G_{T1} และ G_{T2} ดังสมการที่ (3.66) และ (3.67) ซึ่งมีสมการความไวดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^{Q} = -\frac{1}{2}\left[\frac{g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}G_{T1}+g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right)+G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \quad (3.76)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}\left[\frac{g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}G_{T1}+g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right)+G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \quad (3.77)$$

$$S_{C_{T1}}^{\omega_0} = S_{C_{T2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.78)$$

$$S_{g_{m3}}^{\omega_0} = S_R^{\omega_0} = \frac{1}{2}\left[\begin{array}{c}\dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R+G_{T1}G_{T2}g_{m3}R}{g_{m2}G_{T1}+g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right)+G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} \\ -\dfrac{C_{T1}C_{T2}g_{m3}R}{C_{T1}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\end{array}\right] \quad (3.79)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{G_{T1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}\left[\frac{g_{m2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}G_{T1} + g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \tag{3.80}$$

$$S_{G_{T2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2}\left[\frac{G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}G_{T1} + g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \tag{3.81}$$

$$S_{g_{m2}}^{Q} = \left[\begin{array}{l} -\dfrac{g_{m2}C_{T1}}{g_{m2}C_{T1} + G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} \\ +\dfrac{1}{2}\left[\dfrac{g_{m2}G_{T1} + g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}G_{T1} + g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \end{array}\right] \tag{3.82}$$

$$S_{g_{m3}}^{Q} = S_{R}^{Q} = \left[\begin{array}{l} \dfrac{C_{T1}C_{T2}g_{m3}R}{2C_{T1}C_{T2}C_{T1}C_{T2}} - \dfrac{G_{T1}C_{T1}g_{m3}R + G_{T2}C_{T2}g_{m3}R}{g_{m2}C_{T1} + G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} \\ +\dfrac{1}{2}\left[\dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R + G_{T1}G_{T2}g_{m3}R}{g_{m2}G_{T1} + g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \end{array}\right] \tag{3.83}$$

$$S_{C_{T1}}^{Q} = \frac{1}{2} - \left[\frac{g_{m2}C_{T1} + G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}C_{T1} + G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \tag{3.84}$$

$$S_{C_{T2}}^{Q} = \frac{1}{2} - \left[\frac{G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}C_{T1} + G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \tag{3.85}$$

$$S_{G_{T1}}^{Q} = \left[\begin{array}{l} -\dfrac{G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}C_{T1} + G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} \\ +\dfrac{1}{2}\left[\dfrac{g_{m2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}G_{T1} + g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right) + G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \end{array}\right] \tag{3.86}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{G_{T2}}^{Q} = \left[\begin{array}{l} -\dfrac{G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}C_{T1}+G_{T1}C_{T1}\left(1+g_{m3}R\right)+G_{T2}C_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)} \\ +\dfrac{1}{2}\left[\dfrac{G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}{g_{m2}G_{T1}+g_{m1}g_{m2}\left(1+g_{m3}R\right)+G_{T1}G_{T2}\left(1+g_{m3}R\right)}\right] \end{array} \right] \quad (3.87)$$

จากสมการที่ (3.68) - (3.70) แสดงค่าเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพของวงจรในกรณีอุดมคติเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของ g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}, C_1, C_2 และ R สมการที่ (3.71) - (3.75) แสดงค่าเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพที่ไม่เป็นตามอุดมคติกรณีที่เกิดความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของ g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}, C_1, C_2, R, β_{Z1}, β_{N1}, β_{P1} และ β_{Z3} สมการที่ (3.76) - (3.87) แสดงค่าเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพที่ไม่เป็นตามอุดมคติกรณีมีความความจุและความต้านทานแฝงในตัวอุปกรณ์ VDDDA เนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของ g_{m1}, g_{m2}, g_{m3}, C_{T1}, C_{T2}, R, G_{T1} และ G_{T2} จากสมการข้างต้นเมื่อตัวแปรที่พิจารณามีค่าความไวมีสูงจะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความถี่ธรรมชาติหรือตัวประกอบคุณภาพได้สูง กรณีที่ค่าความไวติดลบการเปลี่ยนของตัวแปรที่พิจารณาจะแปรผกผันกับค่าความถี่ธรรมชาติหรือตัวประกอบคุณภาพที่พิจารณา

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต

เมื่อสังเคราะห์และวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์แล้ว ในหัวข้อนี้จะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรโดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

การออกแบบวงจรที่นำเสนอใช้ VDDDA ที่มีโครงสร้างเป็นไอซีที่มีอยู่ในเชิงพาณิชย์ โดยใช้ LT1228 เป็นวงจรขยายค่าความนำถ่านโอนและ AD830 เป็นวงจรขยายผลต่างโดยสามารถปรับค่า g_m แบบอิเล็กทรอนิกส์ผ่าน I_B ที่ LT1228 ซึ่งจะได้สมการ $g_m = 10I_B$

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันฟังก์ชันวงจรกรองแถบความถี่ผ่านให้มีความถี่คัทออฟด้านต่ำเท่ากับ 94 kHz ความถี่คัทออฟด้านสูงเท่ากับ 165 kHz

กำหนดให้ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, R = 1 kΩ และ $C = C_1 = C_2 = 1nF$ เมื่อต้องการให้ $f_{CL} = 94\,kHz$, $f_{CH} = 165\,kHz$ โดยสามารถหาความกว้างของแบนวิดท์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \tag{3.88}$$

แทนค่า $f_{CL} = 94\,kHz$, $f_{CH} = 165\,kHz$ ในสมการที่ (3.88) เพื่อหาความกว้างของแบนวิดท์

$$BW = 165\,kHz - 94\,kHz = 71\,kHz \tag{3.89}$$

หาค่าความถี่ธรรมชาติได้จาก $f_0 = \sqrt{f_{CH} \times f_{CL}}$ จะได้สมการดังนี้

$$f_0 = \sqrt{165kHz \times 94\,kHz} = 125\,kHz \tag{3.90}$$

หาค่าตัวประกอบคุณภาพได้จากได้จาก $Q = \frac{f_0}{BW}$ จะได้สมการดังนี้

$$Q = \frac{125\,kHz}{71\,kHz} = 1.75 \tag{3.91}$$

จากสมการที่ (3.42) แทนค่า $C = C_1 = C_2 = 1nF$ และ $f_0 = 125kHz$ จะได้สมการดังนี้

$$I_B = \frac{2\pi f_0 C}{10} = \frac{2\pi(125kHz \times 10^{-9})}{10} = 78\,uA \tag{3.92}$$

จากสมการที่ (3.43) แทนค่า R = 1 kΩ และ Q = 1.75 จะได้สมการดังนี้

$$I_{B3} = \frac{Q-1}{10R} = \frac{1.75-1}{10(1k)} = 75\,uA \tag{3.93}$$

ดังนั้นเมื่อต้องการออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันฟังก์ชันวงจรกรองแถบความถี่ผ่านให้มีความถี่คัทออฟ -3 dB หรือ 0.707 ด้านต่ำเท่ากับ 94 kHz ความถี่คัทออฟด้านสูงเท่ากับ 165 kHz จะต้องปรับ $I_B = 78\,uA$ และ $I_{B3} = 75\,uA$ เมื่อกำหนดให้ R = 1 kΩ และ $C = C_1 = C_2 = 1nF$

จากการสังเคราะห์และการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA และตัวอย่างการออกแบบจะถูกนำไปทดสอบโดยโปรแกรม Pspice และต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันสมการที่วิเคราะห์ในบทนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

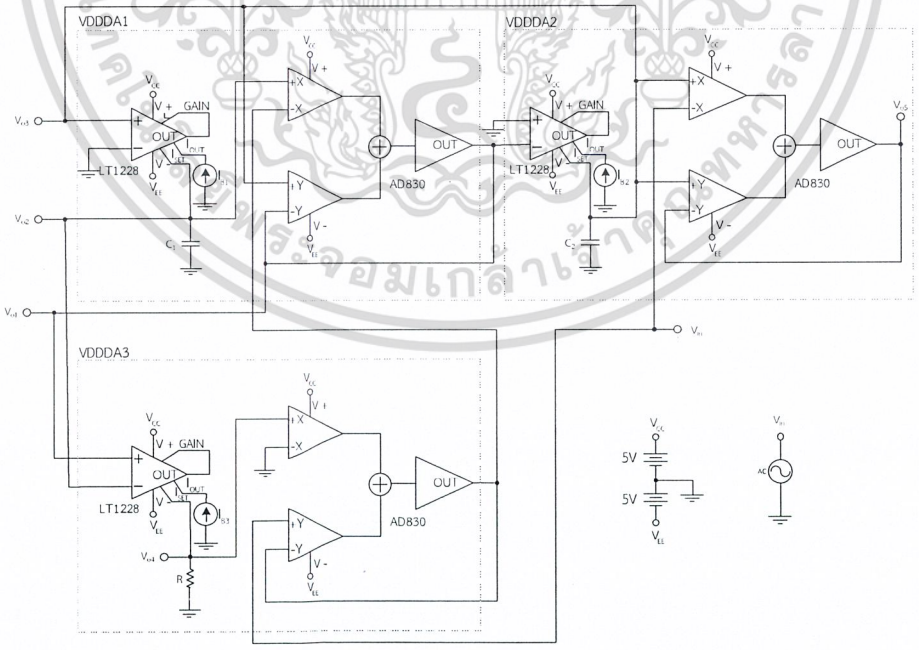
เพื่อตรวจสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันที่สังเคราะห์และออกแบบในบทที่ 3 ว่ามีคุณสมบัติตามวัตถุประสงค์ที่กำหนดไว้ ในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice, ผลการทดสอบต่อวงจรจริงของวงจรที่สังเคราะห์ และการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ออกแบบไว้ โดยอภิปรายผลการทดสอบเปรียบเทียบกับทฤษฎีโดยมีรายละเอียดดังนี้

4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันด้วยโปรแกรม PSpice

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันด้วยการต่อวงจรจริง

4.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร

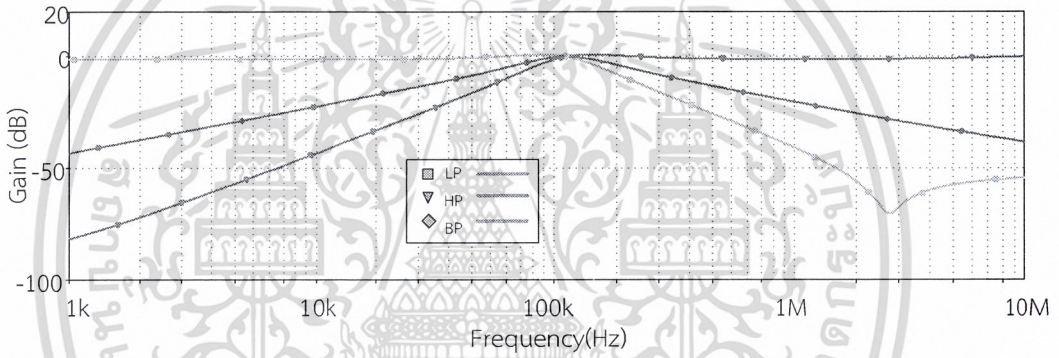
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันด้วยโปรแกรม PSpice



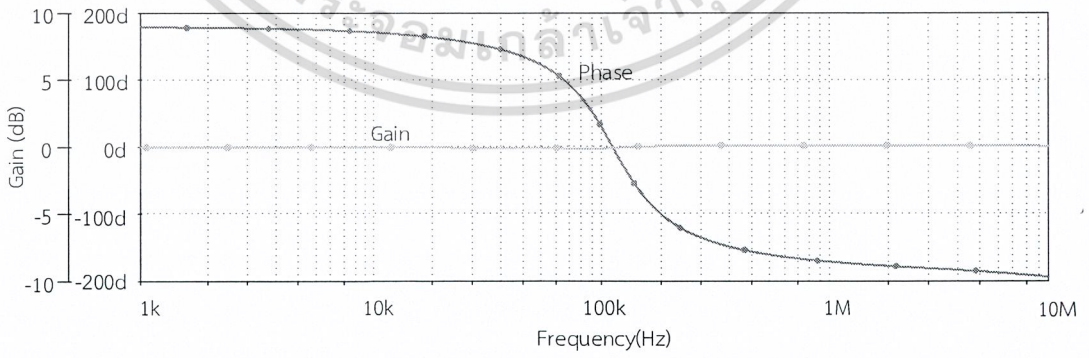
ภาพที่ 4.1 วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA ด้วยโปรแกรม PSpice

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่เอาอเนกประสงค์โหมดแรงดันด้วยโปรแกรม PSpice ทดสอบโดยสร้างวงจร VDDDA โดยใช้ไอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน และไอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ±5V แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์ 50 mV แสดงดังภาพที่ 4.1 เมื่อกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF ตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ 1 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ 78 μA และ I_{B3} มีค่าเท่ากับ 16 μA ฟังก์ชันฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน และฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่ จะได้อัตราขยายเท่ากับ 0 dB จากสมการที่ (3.43) ตัวประกอบคุณภาพมีค่าเท่ากับ 1.16 จากสมการที่ (3.42) ความถี่ธรรมชาติมีค่าเท่ากับ 125 kHz โดยสามารถวัดสัญญาณเอาต์พุตฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านที่จุด V_{o1}, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o2}, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านที่จุด V_{o3}, และฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่ที่จุด V_{o5}



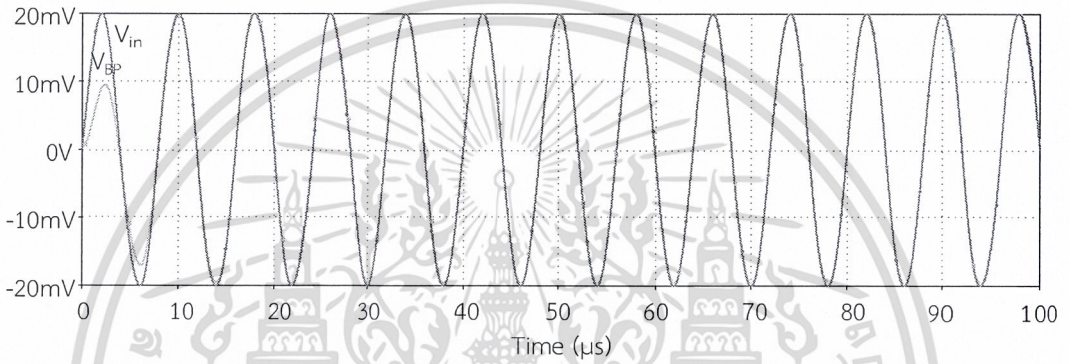
ภาพที่ 4.2 ผลการตอบสนองการทำงานฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน



ภาพที่ 4.3 ผลการตอบสนองเชิงความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่

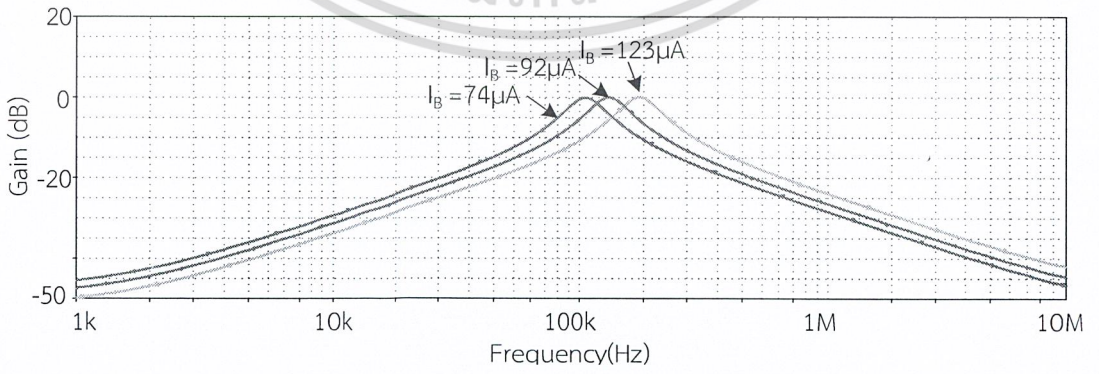
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดสอบฟังก์ชันฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน และฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน โดยใช้โปรแกรม PSpice แสดงดังภาพที่ 4.2 การตอบสนองเชิงความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่แสดงดังภาพที่ 4.3 พบว่าอัตราขยายเท่ากับ 0 dB ตัวประกอบคุณภาพมีค่าเท่ากับ 1.15 ค่าตัวประกอบคุณภาพคาดเคลื่อนจากทฤษฎี 0.86%ความถี่ธรรมชาติมีค่าเท่ากับ 123.8 kHz ค่าความถี่ธรรมชาติคาดเคลื่อนจากทฤษฎี 0.96% เนื่องจากผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝงที่วิเคราะห์ในหัวข้อที่ 3.3.2 นอกจากนั้นยังส่งผลต่อความผิดเพี้ยนของอัตราขยายในฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่สูงมากกว่า 3 MHz ดังสมการที่ (3.55)



ภาพที่ 4.4 ผลการตอบสนองเชิงเวลาของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต

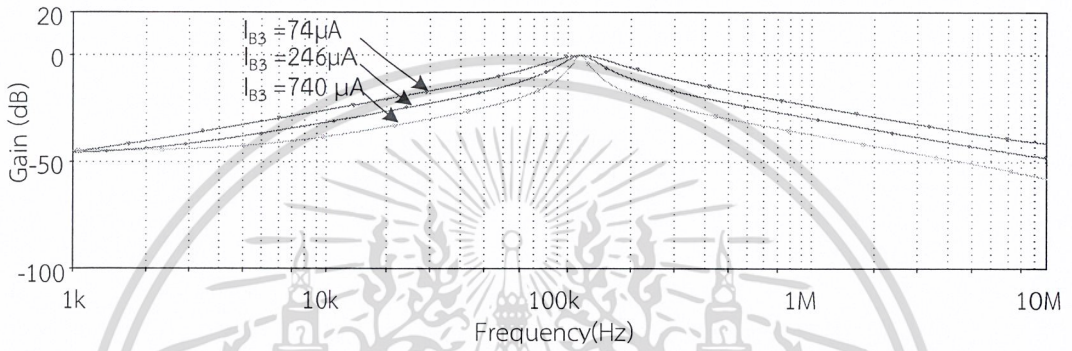
การตอบสนองเชิงเวลาของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 125 kHz โดยเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตแสดงดังภาพที่ 4.4 พบว่าความเพี้ยนโดยรวมของสัญญาณฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD) เท่ากับ 0.016%.



ภาพที่ 4.5 ผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ I_B

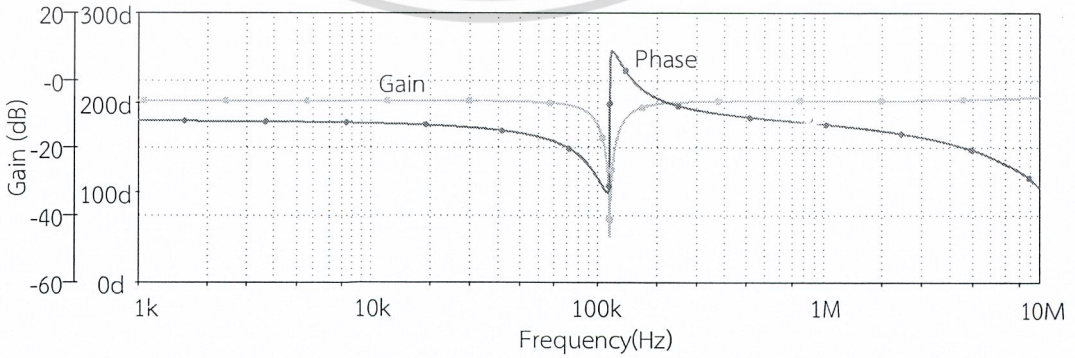
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับความถี่ธรรมชาติของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านโดยไม่ส่งผลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพผ่านกระแสไบอัส I_B กำหนดให้ $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ โดยค่าที่ทดสอบมีค่าเท่ากับ 74 μA, 92 μA และ 123 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 185 μA พบว่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 115 kHz, 144 kHz และ 191 kHz ตามลำดับ ค่าความคลาดเคลื่อนจากสมการที่ (3.42) เท่ากับ 0.85%, 1.36% และ 1.89% เนื่องจากค่าความจุและความต้านทานแฝงในสมการที่ (3.66) ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2.831, 2.832, 2.82 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความถี่ธรรมชาติสามารถปรับได้อย่างอิสระจากตัวประกอบคุณภาพผ่าน I_B แสดงดังภาพที่ 4.5



ภาพที่ 4.6 ผลการควบคุมตัวประกอบคุณภาพฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านโดยใช้ I_{B3}

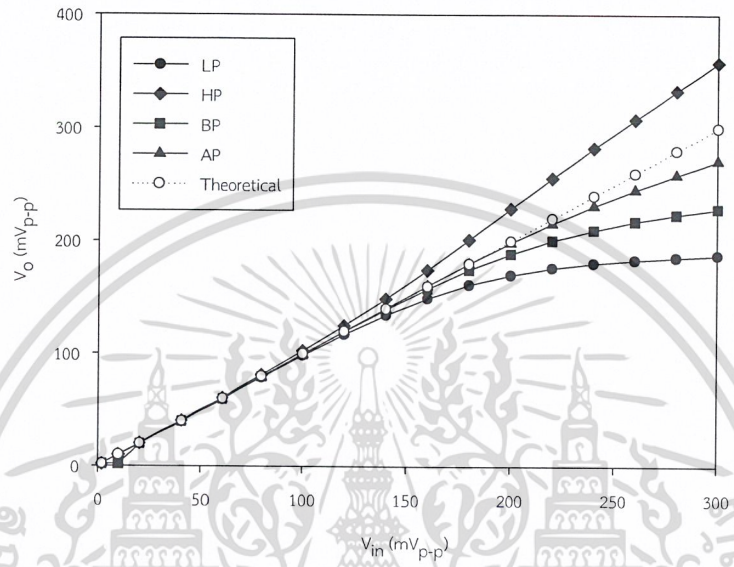
การควบคุมตัวประกอบคุณภาพโดยไม่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติกำหนดให้กระแสไบอัส I_B เท่ากับ 78 μA โดยค่ากระแสไบอัส I_{B3} มีค่าเท่ากับ 74 μA, 246 μA และ 740 μA พบว่าค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 1.76, 3.53 และ 8.5 ค่าความคลาดเคลื่อนจากสมการที่ (3.43) เท่ากับ 1.14%, 1.84% และ 1.19% เนื่องจากค่าความจุและความต้านทานแฝงในสมการที่ (3.67) ค่าความถี่ธรรมชาติเมื่อเปลี่ยน I_{B3} มีค่าเท่ากันคือ 121.619 kHz แสดงให้เห็นว่าสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติผ่าน I_{B3} แสดงดังภาพที่ 4.6



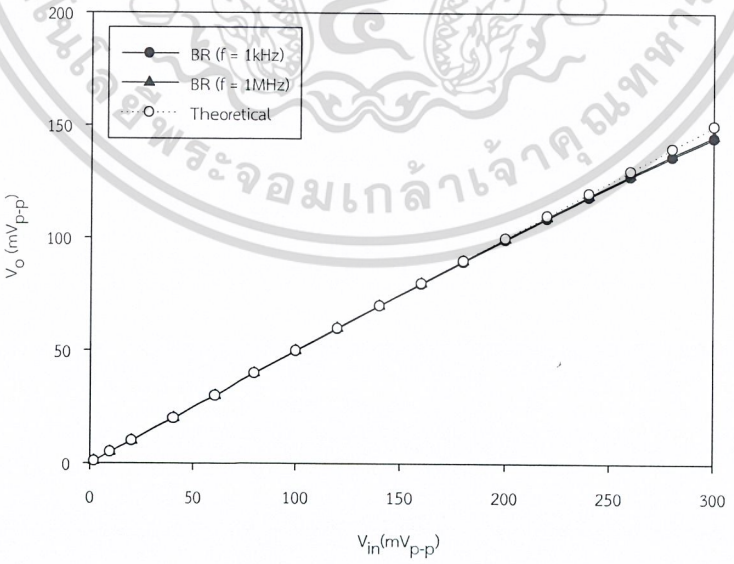
ภาพที่ 4.7 ผลการตอบสนองเชิงความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบวงจรกรองหยุดแถบความถี่ทำได้โดยกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF ตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 2.7 kΩ กระแสไบอัส I_B เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 37 μA ทำให้สามารถคำนวณอัตราขยายได้เท่ากับ -6 dB จากสมการที่ (3.38) ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 125 kHz เท่ากับค่าที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.42) แสดงอัตราขยายและเฟสดังภาพที่ 4.7



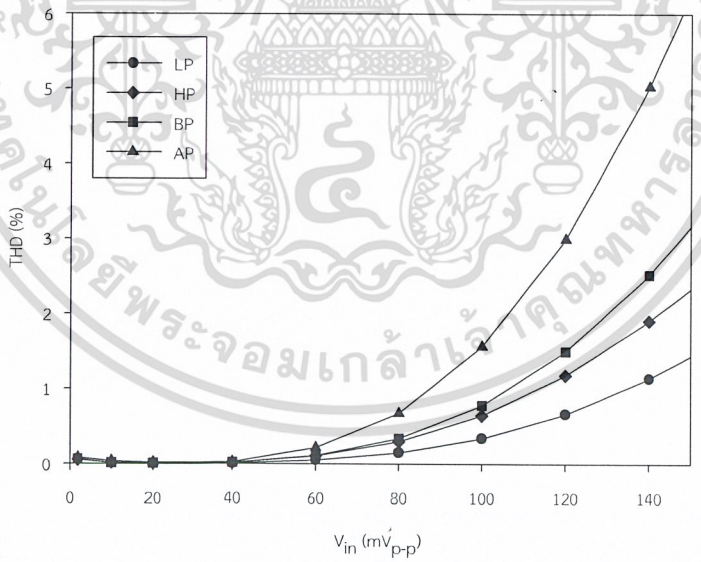
ภาพที่ 4.8 ขนาดแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชัน LP, HP, BP และ AP เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 125 kHz.



ภาพที่ 4.9 ขนาดแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชัน BR เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz และ 1 MHz

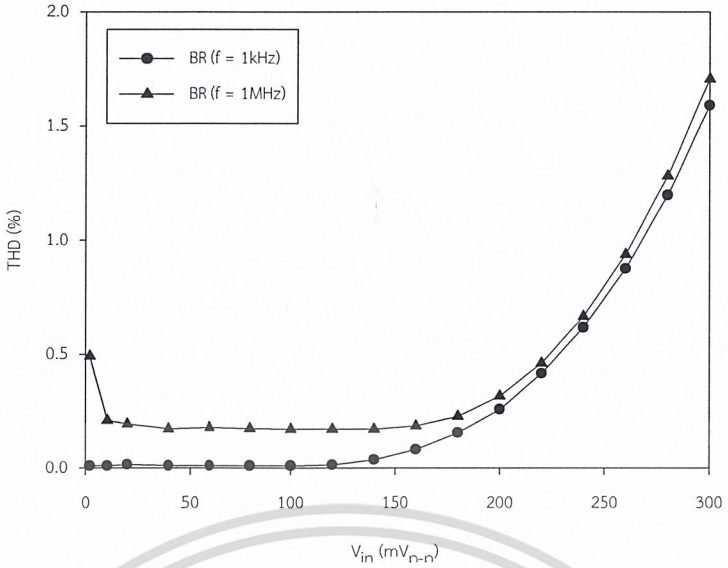
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทดสอบโดยป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 125 kHz แล้วเปลี่ยนขนาดอินพุตตั้งแต่ 10 mV_{p-p} ถึง 300 mV_{p-p} เป็นช่วงแถบความถี่ผ่านของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF และตัวต้านทาน R มีค่าเท่ากับ 1 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 16 μA จากผลการทดสอบภาพที่ 4.8 พบว่าฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านและกรองผ่านทุกความถี่มีแรงดันเอาต์พุตใกล้เคียงกับเส้นอุดมคติที่สุด และฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านมีความเป็นเชิงเส้นต่ำสุด โดยช่วงแรงดันอินพุตที่เหมาะสมกับการใช้งานคือช่วงที่ต่ำกว่า 150 mV_{p-p} เพราะเป็นช่วงที่ทั้งฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, กรองแถบความถี่ผ่าน และกรองผ่านทุกความถี่เป็นเชิงเส้นและใกล้เคียงกับเส้นอุดมคติมากที่สุด เนื่องจากที่แรงดันสูงขึ้นความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายค่าความนำถ่ายโอนจะส่งผลต่อวงจร จากภาพที่ 4.9 เป็นการทดสอบฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ผ่านอัตราขยายได้เท่ากับ -6 dB ทำได้โดยการใช้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF และต่อตัวต้านทาน R มีค่าเท่ากับ 2.7 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 37 μA ผลการทดสอบพบว่าฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่มีความเป็นเชิงเส้นสูงใกล้เคียงเส้นอุดมคติ โดยช่วงแรงดันอินพุตที่เหมาะสมกับการใช้งานคือช่วงที่ต่ำกว่า 300 mV_{p-p} เนื่องจากเอาต์พุตที่ได้อยู่ในช่วงไม่เกิน 150 mV_{p-p} ซึ่งเป็นช่วงที่วงจรขยายค่าความนำถ่ายโอนยังทำเป็นเป็นเชิงเส้นเช่นเดียวกับภาพที่ 4.8



ภาพที่ 4.10 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์รวมของฟังก์ชัน LP, HP, BP และ AP เทียบกับขนาดแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 125 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

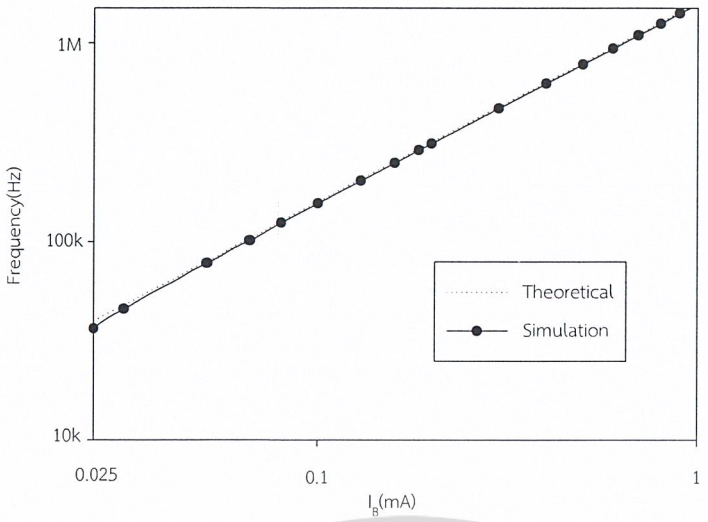


ภาพที่ 4.11 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์รวมของฟังก์ชัน BR เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุตเมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz และ 1 MHz

จากภาพที่ 4.10 เมื่อทดสอบความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์โดยป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 125 kHz แล้วเปลี่ยนขนาดอินพุตตั้งแต่ 10 mV_{p-p} ถึง 300 mV_{p-p} เป็นช่วงแถบความถี่ผ่านของวงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน และวงจรกรองผ่านทุกความถี่ ทดสอบโดยใช้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF และตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์ R มีค่าเท่ากับ 1 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 16 μA จากผลการทดสอบพบว่าช่วงแรงดันอินพุตที่เหมาะสมกับการใช้งานคือช่วงที่ต่ำกว่า 100 mV_{p-p} เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุตสูงขึ้นวงจรขยายผลต่างจะทำงานไม่เป็นเชิงเส้นส่งผลต่อความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ ซึ่งช่วงแรงดันอินพุตที่ต่ำกว่า 100 mV_{p-p} เป็นช่วงที่ทั้งฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, กรองแถบความถี่ผ่าน และกรองผ่านทุกความถี่ มีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 1% จากภาพที่ 4.11 เป็นทดสอบความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ผ่านอัตราขยายได้เท่ากับ -6 dB ทำได้โดยการใช้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF ตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์ R มีค่าเท่ากับ 2.7 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 37 μA ผลการทดสอบพบว่าช่วงแรงดันอินพุตที่เหมาะสมกับการใช้งานคือช่วงที่ต่ำกว่า 100 mV_{p-p} เพราะเป็นช่วงที่ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ผ่านมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 1%

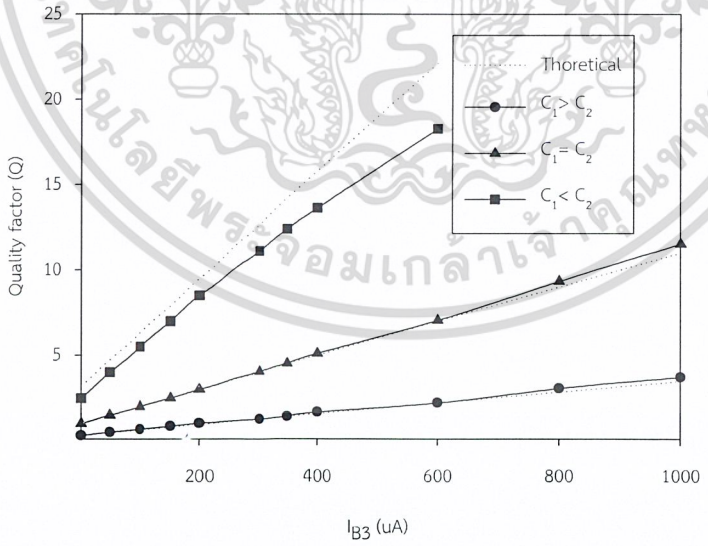
สามารถสรุปได้ว่าแรงดันที่เหมาะสมกับวงจรกรองความถี่เอนกประสงค์โหมดแรงดันที่นำเสนอคือช่วงแรงดันที่ต่ำ 100 mV_{p-p} เนื่องจากสามารถใช้งานทุกฟังก์ชันได้พร้อมกันโดยที่วงจรขยายค่าความนำถ่ายโอนทำงานเป็นเชิงเส้น และมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 1%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.12 ความถี่ธรรมชาติของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับกระแสไบอัส I_B 25uA ถึง 1mA เทียบกับอุดมคติ

จากภาพที่ 4.12 เมื่อทดสอบการปรับค่าความถี่ธรรมชาติโดยปรับกระแสไบอัส I_B ให้มีค่า 25 uA ถึง 1 mA ในฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน ทดสอบโดยป้อนสัญญาณอินพุต 50 mV_{p-p} กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 16 μA จากผลการทดสอบพบว่าวงจรสามารถตอบสนองการใช้งานได้ในช่วงความถี่ 40 kHz ถึง 1.5 MHz โดยมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 1%

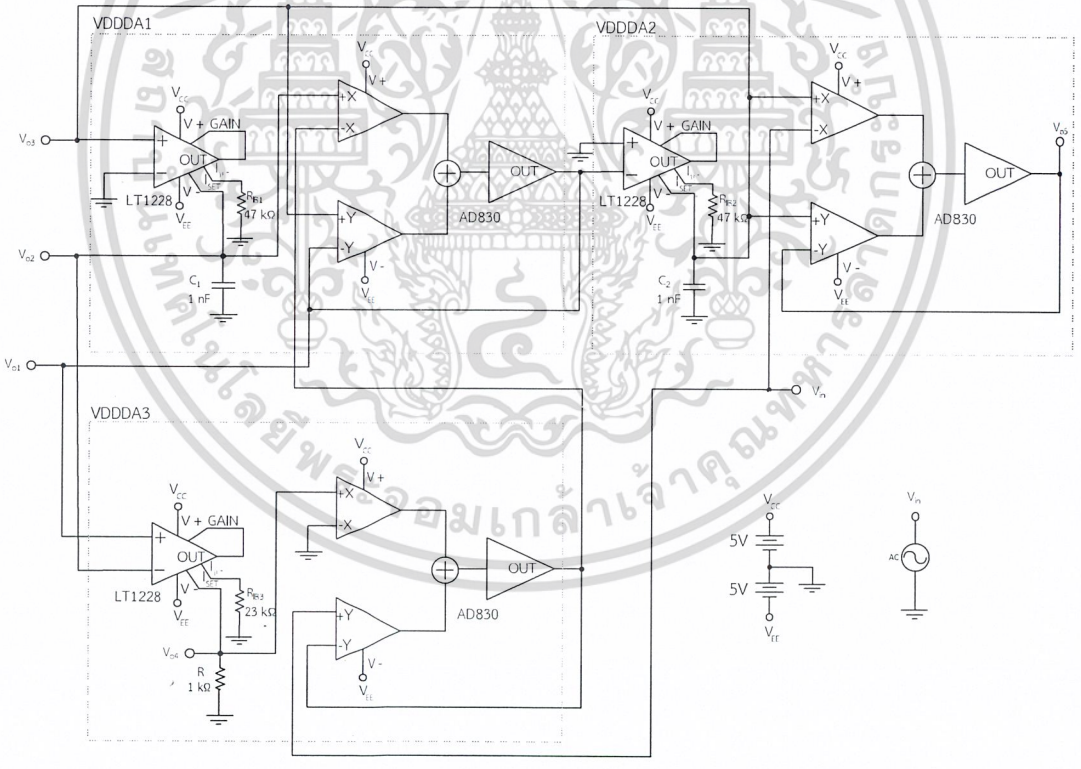


ภาพที่ 4.13 ค่าตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับกระแสไบอัส I_{B3} ช่วง 1 uA ถึง 1 mA เทียบกับอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

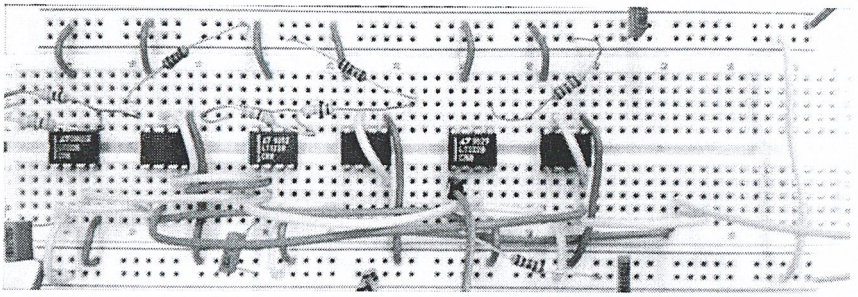
จากภาพที่ 4.13 เมื่อทดสอบการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพโดยปรับกระแสไบอัส I_{B3} ให้มีค่า 1 uA ถึง 1 mA ในฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่าน ทดสอบโดยป้อนสัญญาณอินพุต 50 mV_{p-p} กระแสไบอัส I_B เท่ากับ 78 μA จากผลการทดสอบเปรียบเทียบกับค่าตัวประกอบคุณภาพที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.45) พบว่าวงจรสามารถตอบสนองการใช้งานได้ในช่วงค่าตัวประกอบคุณภาพ 0.3 ถึง 18 .27 โดยมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกส์ไม่เกิน 5% เมื่อ C_1 มากกว่า C_2 กำหนดให้ C_1 เท่ากับ 1nF และ C_2 มีค่าเท่ากับ 0.1 nF โดยปรับกระแสไบอัส I_{B3} ให้มีค่า 1 uA ถึง 1 mA พบว่าค่าตัวประกอบคุณภาพอยู่ในช่วง 0.3 ถึง 3.72 เมื่อ C_1 เท่ากับ C_2 กำหนดให้ C_1 เท่ากับ 1 nF และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF โดยปรับกระแสไบอัส I_{B3} ให้มีค่า 1uA ถึง 1mA พบว่าค่าตัวประกอบคุณภาพอยู่ในช่วง 1.0 ถึง 11.52 เมื่อ C_1 น้อยกว่า C_2 กำหนดให้ C_1 เท่ากับ 0.1 nF และ C_2 มีค่าเท่ากับ 1 nF โดยปรับกระแสไบอัส I_{B3} ให้มีค่า 1 uA ถึง 600 uA พบว่าค่าตัวประกอบคุณภาพอยู่ในช่วง 3.0 ถึง 18.27

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันด้วยการต่อวงจรจริง



(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

ภาพที่ 4.14 (ก) วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA ที่ทดสอบสมรรถนะ (ข) วงจรใช้เพื่อทดสอบสมรรถนะด้วยการต่อวงจรจริง

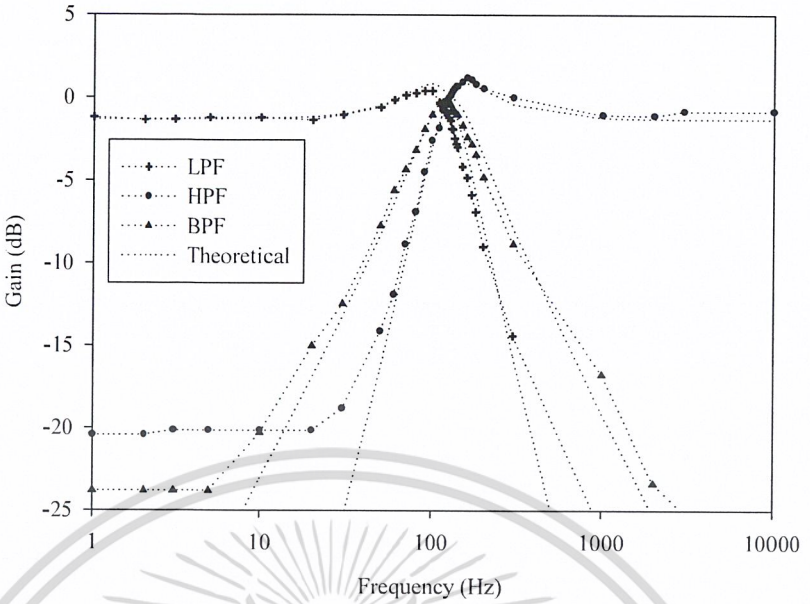
เมื่อทดลองต่อวงจรโดยสร้าง VDDDA จากไอซีเบอร์ LT1228 และ AD830 ดังภาพที่ 4.14 (ก) จากสมการที่ (3.44) เมื่อต้องการให้อัตราขยายเท่ากับ 0 dB และความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 125 kHz สามารถต่อวงจรได้โดยต่อตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ 2 ตัวมีค่าเท่ากับ 1 nF และตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 1 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 16 μA ดังภาพที่ 4.14 (ข) ทำ โดยในการทดลองต่อวงจรจริงสามารถทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุตที่จุด V_{in} จากนั้นวัดสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณอินพุตโดยวัดฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านที่จุด V_{o1}, ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o2}, ฟังก์ชันกรองแถบความถีผ่านที่จุด V_{o3}, ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ V_{o4}, ฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่ที่จุด V_{o5}

โดยเครื่องมือที่ใช้ทดสอบมีดังนี้

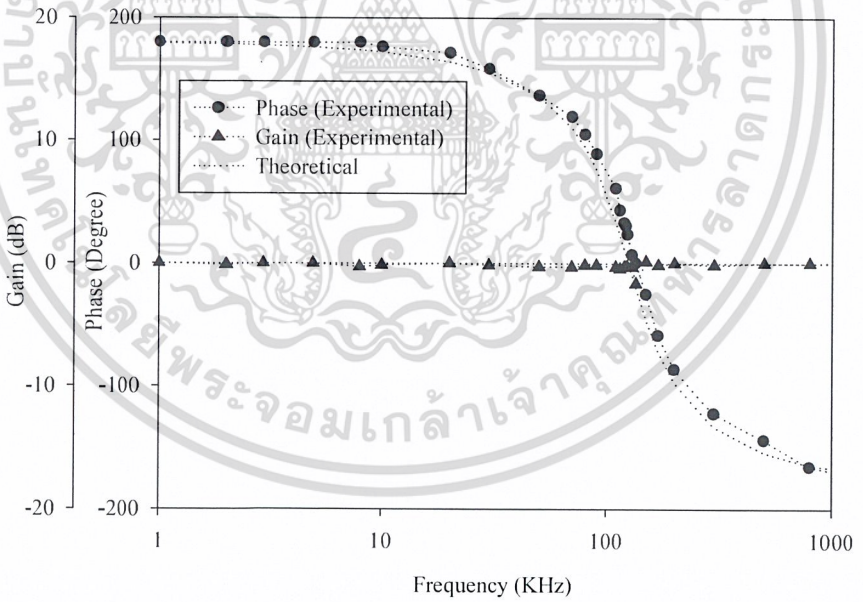
1. เครื่องจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงยี่ห้อ GW INSTEK รุ่น GPS-3303
2. เครื่องกำเนิดสัญญาณ ยี่ห้อ GW INSTEK รุ่น SFG-1003
3. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้า ยี่ห้อ GW INSTEK รุ่น GDS-1072-U และ ยี่ห้อ KEYSIGHT รุ่น DSOX1102G

เมื่อปรับความถี่ของสัญญาณอินพุตให้มีค่าตั้งแต่ 1 kHz ถึง 10 MHz พบว่าจะมีอัตราขยายที่บันทึกได้จากอัตราส่วนของเอาต์พุตส่วนอินพุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่าน, กรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, กรองแถบความถี่ผ่านเทียบกับเส้นอุดมคติดังภาพที่ 4.15 และ เฟสและอัตราขยายที่วัดได้จากการทดลองต่อจริงในฟังก์ชันการทำงานกรองทุกความถี่ผ่านเทียบกับอุดมคติจะได้ผลการทดลองดังภาพที่ 4.16 ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการทดลองต่อวงจรจริงมีค่าใกล้เคียงกับเส้นอุดมคติ โดยค่าความถี่ธรรมชาติจะมีค่าเท่ากับ 123 kHz คาดเคลื่อนจากอุดมคติ 1.6% เนื่องจากค่าความจุและความต้านทานแฝงในสมการที่ (3.66) และความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตในสมการที่ (3.52)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

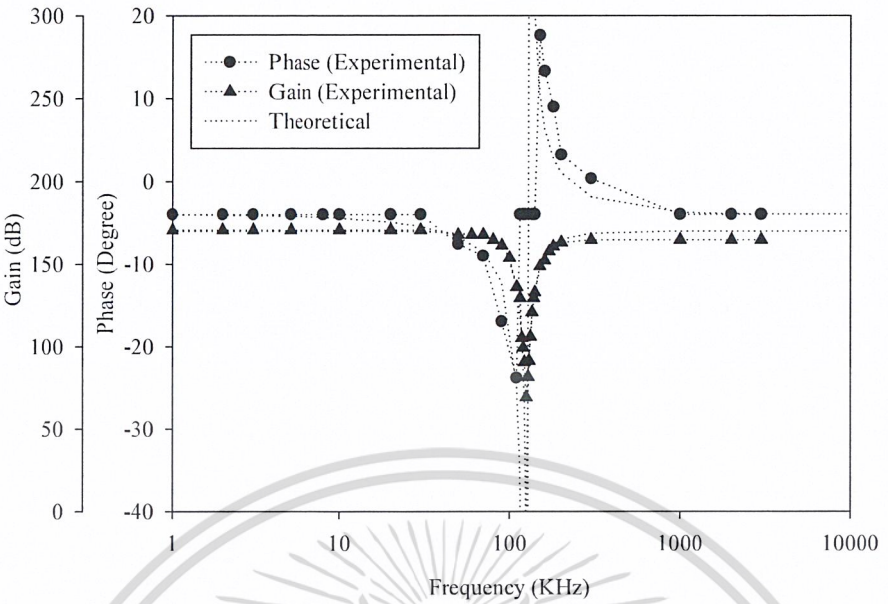


ภาพที่ 4.15 อัตราขยายที่ได้จากการทดลองต่อจริงในฟังก์ชัน LP ,HP ,BP และ BR เทียบกับอุดมคติ



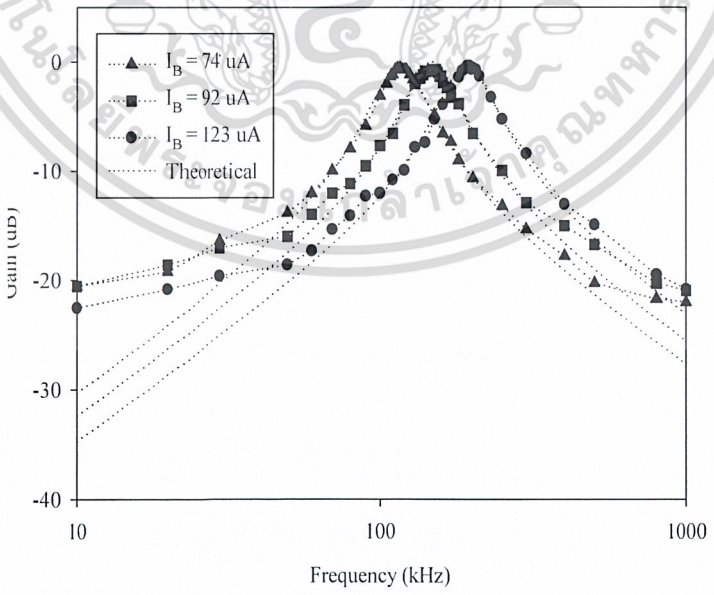
ภาพที่ 4.16 เฟสและอัตราขยายที่วัดได้จากการทดลองต่อจริงในฟังก์ชันทำงาน AP เทียบกับอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.17 เฟสและอัตราขยายที่วัดได้จากการทดลองต่อจริงฟังก์ชัน BR เทียบกับอุดมคติ

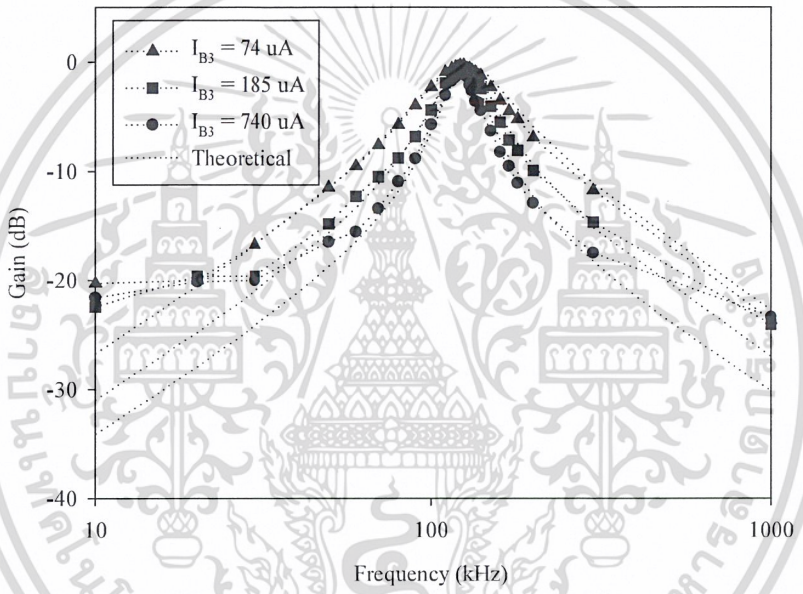
เมื่อทดลองต่อวงจรกรองหยุดความถี่ผ่านอัตราขยายได้เท่ากับ -6 dB ทำได้โดยให้ตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 2.7 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 37 μA สามารถวัดความถี่ธรรมชาติได้ 125 kHz พบว่าวงจรที่ออกแบบสามารถตอบสนองฟังก์ชันหยุดแถบความถี่ผ่านได้ใกล้เคียงกับเส้นอุดมคติจะแสดงอัตราขยายและเฟสดังภาพที่ 4.17



ภาพที่ 4.18 การตอบสนองของความถี่ธรรมชาติจากการต่อจริงในวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ I_B ต่างๆ เทียบกับอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

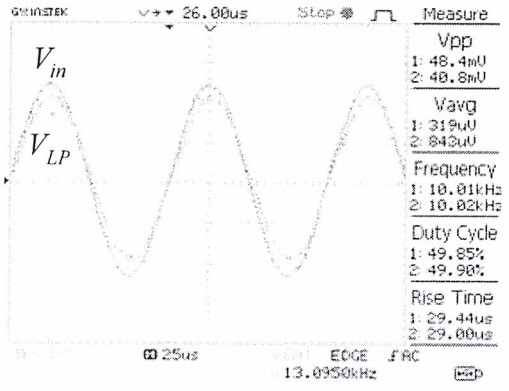
การทดลองควบคุม ω_0 ผ่าน I_B ได้กำหนดให้ $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ โดยค่า I_B ที่ทดลองมีค่าเท่ากับ 74 μA, 92 μA และ 92 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 123 μA ตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 1 kΩ จากสมการที่ (3.42) จะได้ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 117 kHz, 147 kHz และ 196 kHz ตามลำดับผลการทดลองจริงพบว่ามีค่าความถี่ธรรมชาติ 116 kHz, 145 kHz และ 193 kHz ซึ่งค่าความคาดเคลื่อนเท่ากับ 0.85% ,1.3% ,1.5% เนื่องจากค่าความจุและความต้านทานแฝงในสมการที่ (3.66) และความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตของ VDDDA ในสมการที่ (3.52) ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2.82, 2.88, 2.75 ตามลำดับ ซึ่งแสดงให้เห็นว่าค่าความถี่ธรรมชาติสามารถปรับได้แบบอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจากตัวประกอบคุณภาพผ่าน I_B ตามลำดับดังภาพที่ 4.18



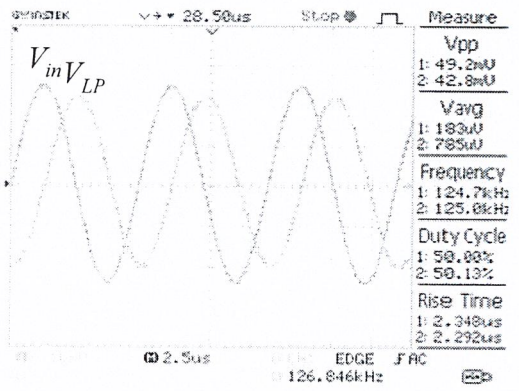
ภาพที่ 4.19 การตอบสนองของค่าตัวประกอบคุณภาพจากการทดลองต่อจริงในวงจร BP ที่ I_{B3} ต่างๆ เทียบกับอุดมคติ

การทดลองควบคุมตัวประกอบคุณภาพผ่าน I_{B3} ได้กำหนดให้ $I_B = I_{B1} = I_{B2}$ เท่ากับ 78 μA ค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 1 nF ตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 1 kΩ โดยค่า I_{B3} ที่ทดลองมีค่าเท่ากับ 74 μA, 185 μA และ 740 μA จากสมการที่ (3.43) จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 1.95, 2.76 และ 7.35 ค่าความถี่ธรรมชาติเมื่อเปลี่ยน I_{B3} มีค่าเท่ากันทั้งสามค่าเท่ากับ 122 kHz ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าความถี่ธรรมชาติผ่าน I_{B3} ตามลำดับดังภาพที่ 4.19

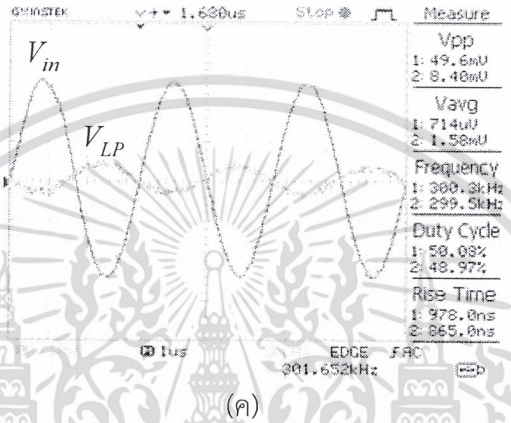
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



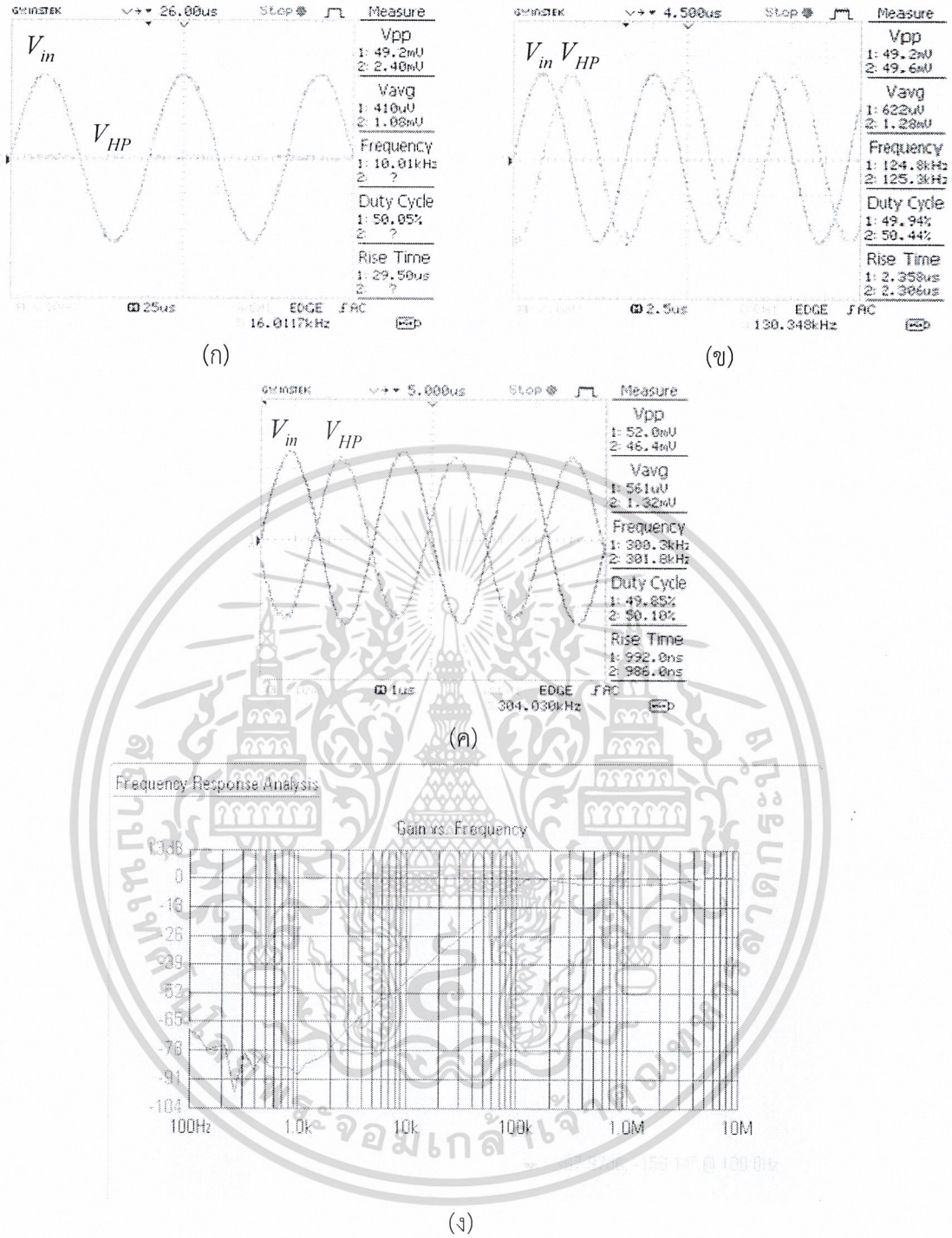
(ค)

(ง)

ภาพที่ 4.20 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o1} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10 kHz, (ข) f = 125 kHz (ค) f = 300 kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่

จากสมการ (3.35) เมื่อกำหนดให้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ 2 ตัวมีค่าเท่ากับ 1 nF และตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 1 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 16 μA วัดสัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o1} พบว่าผลการทดลองที่ได้ที่ความถี่ 10 kHz เป็นช่วงแถบความถี่ผ่าน ความถี่ที่มากกว่า 125 kHz เป็นช่วงหยุดแถบความถี่ผ่าน ดังภาพที่ 4.20

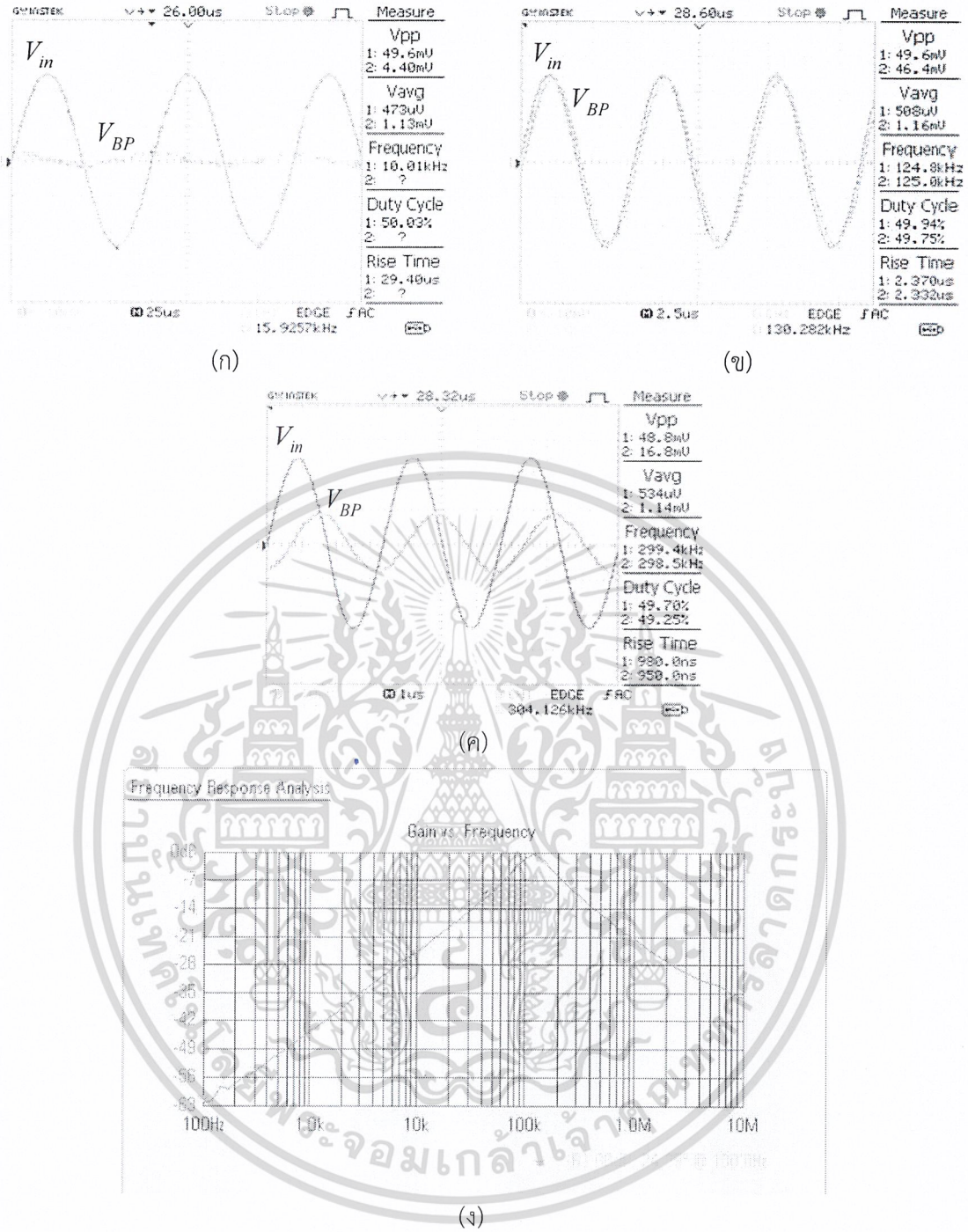
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.21 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o2} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10 kHz, (ข) f = 125 kHz (ค) f = 300 kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่

จากสมการ (3.36) เมื่อกำหนดให้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ 2 ตัวมีค่าเท่ากับ 1 nF และตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 1 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 16 μA วัดสัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o2} พบว่าผลการทดลองที่ได้ที่ความถี่น้อยกว่า 125 kHz เป็นช่วงหยุดแถบความถี่ผ่าน ความถี่ที่มากกว่า 125 kHz เป็นช่วงแถบความถี่ผ่าน ดังภาพที่ 4.21

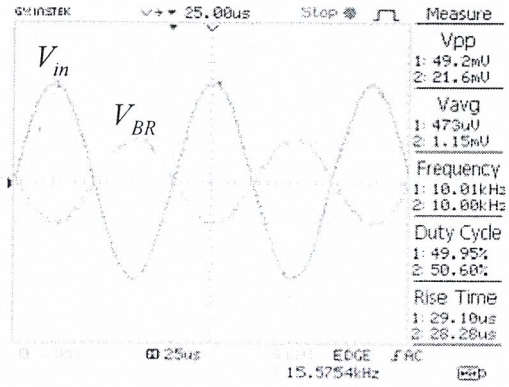
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



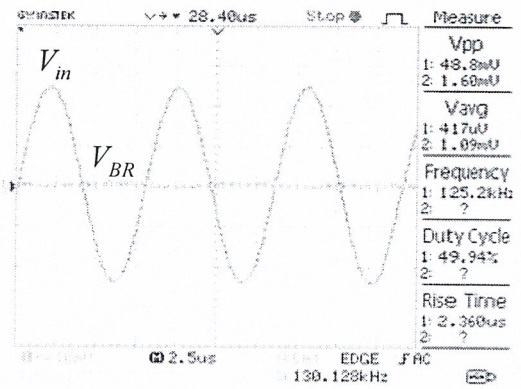
ภาพที่ 4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o3} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10 kHz, (ข) f = 125 kHz (ค) f = 300 kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่

จากสมการ (3.37) เมื่อวัดสัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o3} พบว่าผลการทดลองที่ได้ที่ความถี่ที่น้อยกว่า 125 kHz เป็นช่วงหยุดแถบความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 125 kHz สัญญาณอินพุตเท่ากับเอาต์พุต เป็นช่วงแถบความถี่ผ่าน ความถี่ที่มากกว่า 125 kHz เป็นช่วงหยุดแถบความถี่ผ่าน ดังภาพที่ 4.22

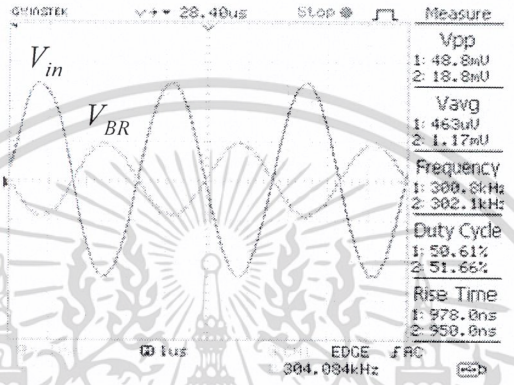
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



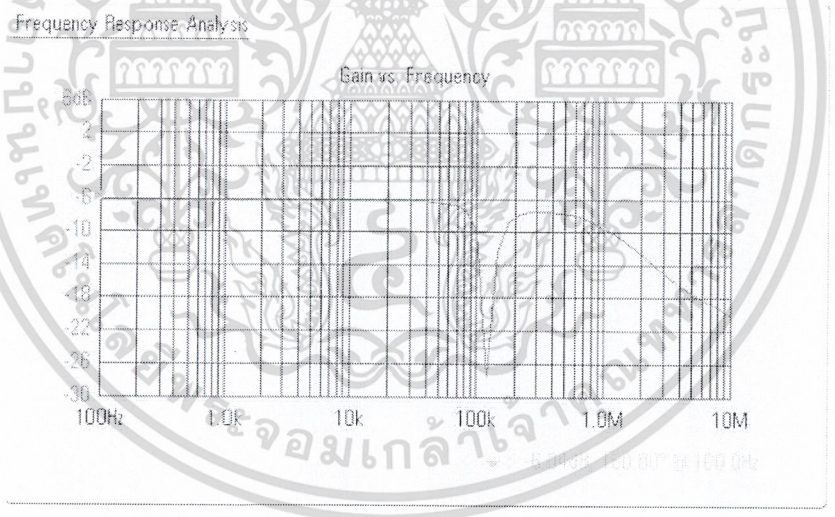
(ก)



(ข)



(ค)

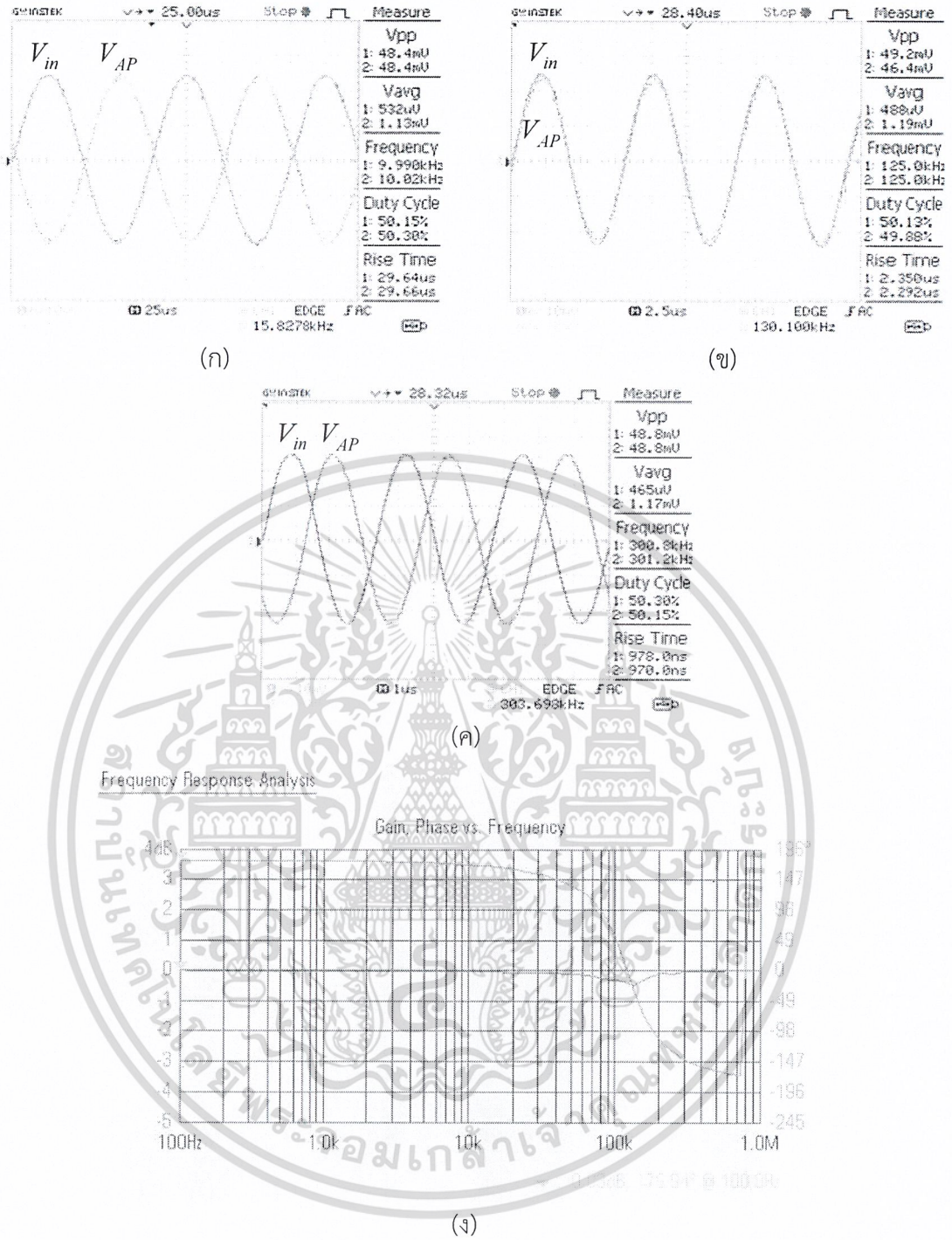


(ง)

ภาพที่ 4.23 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o4} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10 kHz, (ข) f = 125 kHz (ค) f = 300 kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่

จากสมการ (3.38) เมื่อกำหนดให้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ 2 ตัวมีค่าเท่ากับ 1 nF และตัวตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 2.7 kΩ กระแสไบอัส I_B เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 37 μA วัดสัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{o4} พบว่าผลการทดลองที่ได้ที่ความถี่ 10 kHz เป็นช่วงแถบความถี่ผ่าน ความถี่ที่มากกว่า 125 kHz เป็นช่วงหยุดแถบความถี่ผ่าน ดังภาพที่ 4.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{O5} เมื่อ V_{in} มีความถี่ดังนี้ (ก) f = 10 kHz, (ข) f = 125 kHz (ค) f = 300 kHz และ (ง) ผลการตอบสนองเชิงความถี่

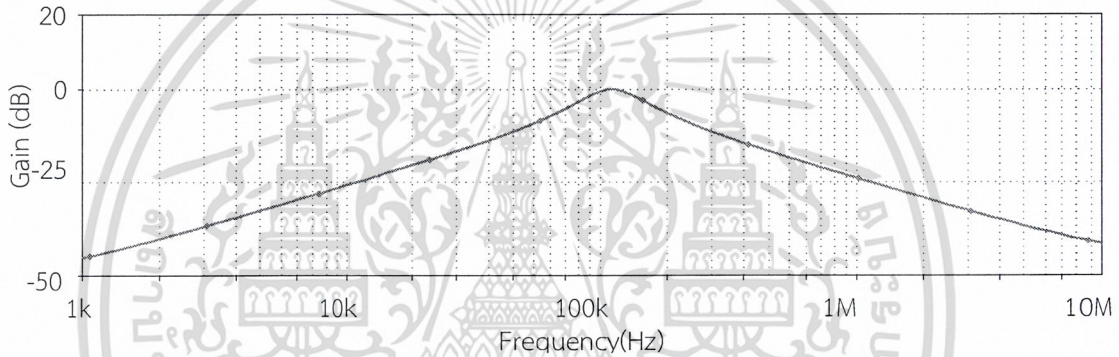
จากสมการ (3.39) เมื่อกำหนดให้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ 2 ตัวมีค่าเท่ากับ 1 nF และตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 1 kΩ กระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เท่ากับ 78 μA กระแสไบอัส I_{B3} เท่ากับ 16 μA วัดสัญญาณเอาต์พุตที่จุด V_{O5} พบว่าผลการทดลองที่ได้ที่ความถี่ 10 kHz เป็นช่วงแถบความถี่ผ่าน ความถี่ที่มากกว่า 125 kHz เป็นช่วงหยุดแถบความถี่ผ่าน ดังภาพที่ 4.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร

จากการออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดันที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์ ในหัวข้อนี้จะทดสอบค่าอุปกรณ์ที่ออกแบบในหัวข้อที่ 3.5 ด้วยโปรแกรม PSpice

การทดสอบการออกแบบวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่โหมดแรงดันฟังก์ชันวงจรกรองแถบความถี่ผ่านให้มีความถี่คัทออฟด้านต่ำเท่ากับ 94 kHz ความถี่คัทออฟด้านสูงเท่ากับ 165 kHz ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 125 kHz ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 1.75 โดยกำหนดให้ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, $R = 1\ k\Omega$ และ $C = C_1 = C_2 = 1nF$ จะต้องปรับกระแส $I_B = 78\,\mu A$ และ $I_{B3} = 75\,\mu A$



ภาพที่ 4.25 ผลการตอบสนองวงจรที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร

เมื่อจำลองวงจรที่ออกแบบด้วยโปรแกรม PSpice พบว่าความถี่คัทออฟด้านต่ำเท่ากับ 91 kHz ความคาดเคลื่อนจากทฤษฎี 3%, ความถี่คัทออฟด้านสูงเท่ากับ 161 kHz ความคาดเคลื่อนจากทฤษฎี 2.4%, ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 121 kHz ความคาดเคลื่อนจากทฤษฎี 3.2%, ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 1.72 ความคาดเคลื่อนจากทฤษฎี 1.7% เนื่องจากค่าความจุและความต้านทานแฝงในสมการที่ (3.66) และความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตของ VDDDA ในสมการที่ (3.52) แสดงดังภาพที่ 4.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน โดยใช้ VDDDA ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์ มีแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบใช้วงจรประกอบด้วยวงจรกรองความถี่อันดับที่สองซึ่งให้สามเอาต์พุตได้แก่ ฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, กรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟส และกรองแถบความถี่ผ่าน เมื่อต่อจุดเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสเข้าที่ขั้วบวกและต่อฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านเข้าที่ขั้วลบของวงจรขยายแล้วป้อนกลับไปที่จุดอินพุตของวงจรกรองความถี่อันดับที่สองตามหลักการของวงจรกรองความถี่เงา เพื่อให้สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน ที่จุดรวมสัญญาณของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟสและกรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสจะได้ฟังก์ชันหยุดแถบความถี่แบบกลับเฟส ที่จุดรวมสัญญาณสองเท่าของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านกับสัญญาณอินพุตแบบกลับเฟสจะได้ฟังก์ชันกรองทุกแถบความถี่ผ่านแบบกลับเฟส เมื่อสังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิด จะได้วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์ที่สามารถตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชันและสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อิสระจากกันอย่างสมบูรณ์ วงจรที่สังเคราะห์ถูกนำมาวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรณีทำงานในอุดมคติและไม่อุดมคติ และหาค่าความไวของวงจร จากนั้นทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และผลการทดสอบต่อวงจรจริง โดยมีอภิปรายผลการทดสอบเปรียบเทียบกับทฤษฎี สามารถสรุปผลการวิจัย อภิปรายผลงานวิจัย และข้อเสนอแนะของงานวิจัยได้ดังนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน โดยใช้ VDDDA ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์และอิสระจากกันอย่างสมบูรณ์ มีแนวความคิดในการสังเคราะห์โดยนำวงจรกรองความถี่อันดับที่สองที่ให้สามเอาต์พุต ซึ่งประกอบด้วยวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย 2 ชุด ต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณจำนวน 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุด สามารถสังเคราะห์โดยใช้ VDDDA 2 ตัว การทำงานของ g_{m1} ต่อร่วมกับ C_1 ที่ขั้ว z_1 เป็นวงจรอินติเกรเตอร์ชุดที่ 1 สังเคราะห์วงจรรวมสัญญาณโดยต่อขั้ว V_{+1} เข้ากับขั้ว V_{p1} และต่ออินพุตที่ขั้ว V_{n1} จากนั้นต่อขั้ว w_1 แบบกลับเฟสไปยังวงจรอินติเกรเตอร์ชุดที่ 2 โดยต่อไปยังขั้ว V_{-2} การทำงานของ g_{m2} ต่อร่วมกับ C_2 ที่ขั้ว z_2 เป็นวงจรอินติเกรเตอร์ชุดที่ 2 สังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่โดยขั้ว z_2 เข้ากับขั้ว V_{+1} ทำให้สามารถใช้งานได้ 3 ฟังก์ชันคือฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านที่ขั้ว z_1, กรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสที่ขั้ว w_1 และกรองแถบความถี่ผ่านที่ขั้ว z_2 เมื่อต้องการให้สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันตามหลักการของวงจรกรองความถี่เงา โดยใช้ VDDDA 1 ชุด ต่อกับวงจรกรองความถี่อันดับที่สองที่สังเคราะห์ สามารถทำได้โดยต่อจุดเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสที่ขั้ว w_1 และฟังก์ชันกรองแถบความถี่ต่ำผ่านที่ขั้ว z_1 เข้ากับวงจรรวมสัญญาณตัวที่ 2 โดยการต่อขั้ว w_1 เข้ากับขั้ว V_{+3}, ต่อ z_1 เข้ากับขั้ว V_{-3} ป้อนอินพุตที่ขั้ว V_{p3} จากนั้นนำไปผ่านวงจรขยายซึ่งสร้างจาก g_{m3} ต่อร่วมกับ R ที่ขั้ว z_3 แล้วป้อนกลับไปที่จุดอินพุตของวงจรกรองความถี่อันดับที่สองโดยต่อขั้ว w_3 เข้ากับขั้ว V_{n1} จะได้ฟังก์ชันหยุดแถบความถี่แบบกลับเฟสที่ขั้ว z_3 จากนั้นรวมสัญญาณสองเท่าของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านโดยต่อขั้ว z_2 เข้ากับขั้ว V_{p2} กับสัญญาณอินพุตแบบกลับเฟสโดยต่อที่ขั้ว V_{n2} จะได้ฟังก์ชันกรองทุกแถบความถี่ผ่านแบบกลับเฟสที่ขั้ว w_3

การวิเคราะห์เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานของวงจรที่สังเคราะห์ในเชิงอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ พบว่าการปรับค่าตัวประกอบคุณภาพจะส่งผลกระทบต่ออัตราขยายของฟังก์ชันวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ผ่าน ผลกระทบเนื่องจากค่าความจุและความต้านทานแฝงส่งผลต่อการทำงานของวงจรที่ความถี่ต่ำของฟังก์ชันกรองวงจรกรองแถบความถี่สูงและวงจรแถบความถี่ผ่าน และส่งผลต่อความคาดเคลื่อนของค่าตัวประกอบคุณภาพและความถี่ค่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 1.6% วงจรสามารถตอบสนองแบบเชิงเส้นที่แรงดันอินพุตต่ำกว่า 100 mV_{p-p} ช่วงความถี่ใช้งานคือ 40 kHz ถึง 1.5 MHz สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้ในช่วง 0.30 ถึง 18.27

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์โหมดแรงดัน หนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต ด้วยโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริง โดยสร้างวงจร VDDDA โดยใช้ไอซีเบอร์ LT1228 และไอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน พบว่าสอดคล้องกับทฤษฎีที่วิเคราะห์ในบทที่ 3 สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐานโดยไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้โดยไม่ส่งผลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพผ่านกระแสไบอัส I_B และควบคุมตัวประกอบคุณภาพโดยไม่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติโดยค่ากระแสไบอัส I_{B3}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 อภิปรายผลงานวิจัย

จากการศึกษาบทความวิชาการที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์อันดับที่สองโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟในบทที่ 1-2 พบว่างานวิจัยที่นำเสนอสามารถพัฒนาพัฒนาและแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้ดังนี้

5.2.1 วงจรกรองความถี่เงาอเนกประสงค์อันดับสองโหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุตสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

5.2.2 ใช้วงจรขยายผลต่างแรงดันอินพุต (VDDDA) เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ และอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ทุกตัวต่อลงกราวด์

5.2.3 มีอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตสูง

5.2.4 สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อิสระจากกัน

5.2.5 สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐานได้แก่ วงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่สูงผ่าน, วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน, วงจรกรองหยุดแถบความถี่ และวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่ ได้ในเวลาเดียวกัน

5.2.6 ไม่ต้องการเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ในการตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชัน

5.2.7 ทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และต่อวงจรจริง

จากคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันได้ว่างานวิจัยนี้ได้พัฒนาและแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้านี้ ทำให้สะดวกต่อการพัฒนาและประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความอเนกประสงค์อันดับที่สองโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต

5.3 ข้อเสนอแนะของงานวิจัย

เพื่อให้การวิจัยมีการพัฒนาและสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ต่อไป ผู้วิจัยจึงขอเสนอแนะความคิดเห็นในการพัฒนาและแก้ไขข้อจำกัดของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังกล่าวต่อไปนี้

5.3.1 ควรพัฒนาออกแบบให้สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้อิสระจากอัตราขยายของวงจรเพื่อความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งานด้านอิเล็กทรอนิกส์และระบบสื่อสาร

5.3.2 ควรพัฒนาโครงสร้างให้มีการใช้อุปกรณ์แอคทีฟลดน้อยลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

จิรยุทธ์ มหัทธนกุล, ผู้แปล. 2544. **การออกแบบวงจรแอนะล็อก.** กรุงเทพฯ : แมคกรอ-ฮิล

จีรสุดา โกษียาภรณ์. 2554. **วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์.** กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

พิพัฒน์ พรหมมี. 2553. **หลักการตัวกรองความถี่อนาลอก.** กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

AD830 "High Speed, Video Difference Amplifier" **Analog Devices,** [Online]. Available : http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD830.pdf

Abuelma'atti, M.T., and Almutairi, N. 2016. "New voltage-mode bandpass shadow filter." in **13th International Multi-Conference on Systems Signals & Devices (SSD)** : 412-415.

Abuelma'atti, M.T., and Almutairi, N. 2016. "New CFOA-based shadow banpass filter." in **15th International Conference on Electronics.**

Abuelma'atti, M.T., and Almutairi, N. 2016. "New current-feedack operational-amplifier based shadow filter." **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**: 471-480.

Anurag, R., Pandey, R., Pandey, N., Singh, M., and Jain, M. 2016. "OTRA based shadow filters." in **12th IEEE International Conference.**

Biolkova, V., and Biolek, D. 2010. "Shadow filter for orthogonal modification of characteristic frequency and bandwidth." **Electronics Letters** : 830-831.

Chaichana, A., Sangyaem, S., and Jaikla, W. 2017. "Multifunction Voltage-Mode Filter Using Single Voltage Differencing Differential Difference Amplifier." in **3rd International Conference on Mechatronics and Mechanical Engineering.**

Chaimongkol, S., and Jaikla, W. 2017. "A Voltage-Mode VDDDA-Based Universal Filter" **International Symposium on Multimedia and Communication Technology** : 146-149.

Channumsin, O., and Tangsrirat, W. 2013. "Single-input four-output voltage-mode universal filter using single DDCCTA." **Microelectronics Journal.** vol. 44 : 1084-1091.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Chen, H.P., Sun, Y., and Zhang, X. 2009. "Voltage-mode multifunction biquad filter using FDCCII." in **2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave**. Antenna. Beijing : 367-370.

Chen, H.P. 2010. "High-Input Impedance Voltage-Mode Multifunction Filter with Four Grounded Components and Only Two Plus-Type DDCCs." **Active and Passive Electronic Components. vol.** 2010 : 1-5.

Chen, H.P., Lin, Y.H., and Chang, Y.L. 2012. "Voltage-mode multifunction biquadratic filter with single input and five outputs." in 2012 2nd International Conference on Consumer Electronics. **Communications and Networks** : 2234-2237.

Chen, H.P., Wang, S.F., and Huang, W.Y. 2014. "Voltage-mode filter with one input and six outputs using two ICCIIs." **IEICE Electronics Express.** vol. 11 : 2010227-2010227.

Chen, H.P., Wang, S.F., Huang, W.Y., and Hsieh, M.Y. 2014. "Voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using two DDCCTAs." **IEICE Electronics Express.** vol. 11 : 2010234-2010234.

Chen, H.P., Chiu, Y.L., Chung, C.K., and Chou, C.C. 2014. "Voltage-mode multifunction filter with single input and three outputs based on single plus-type DVCC." in **2014 International Conference on Information Science**. Electronics and Electrical Engineering : 1828-1841.

Chen, H.P., 2014. "High-input impedance voltage-mode differential difference current conveyor transconductance amplifier-based universal filter with single input and five outputs using only grounded passive components." **IET Circuits, Devices & Systems.** vol. 8 : 280-290.

Chen, H.P., Hwang, Y.S., Ku, Y.T., and Lin, T.J. 2016. "Voltage-mode biquadratic filters using single DDCCTA." **AEU - International Journal of Electronics and Communications.** vol. 70 : 1403-1411.

Chiu, W.Y., Horng, J.W., Lee, H., and Huang, C.C. 2010. "DVCC-Based Voltage-Mode Biquadratic Filter with High-Input Impedance." in **2010 Fifth IEEE International Symposium on Electronic Design** : 121-125.

Chiu, W.Y., Horng, J.W., Guo, Y.S., and Tseng, C.Y. 2011. "DDCCs based voltage-mode one input five outputs biquadratic filter with high input impedance." in **2011 International Symposium on Integrated Circuits** : 39-42.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Chiu, W.Y., and Horng, J.W. 2012. "Voltage-mode highpass, bandpass, lowpass and notch bi quadratic filters using single DDCC." **Radioengineering.** vol. 21 : 297-303.

Hank, Z. 2008. **Linear Circuit Design Handbook** : Elsevier

Herencsar, N., Sotner, R., Metin, B., Koton, J., and Vrba, K. 2013. "VDDDA - New Voltage Differencing' Device for Analog Signal Processing." in **8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)** : 17-20.

Horng, J.W. 2011. "Voltage-mode multifunction biquadratic filter employing single DVCC." **International Journal of Electronics.** vol. 99 : 1-10.

Horng J.W., and Chiu, W.Y. 2016. "High input impedance voltage-mode biquad with one input and five outputs employing four CCII ICs." **Indian Journal of Pure and Applied Physics** : 577-582.

Ibrahim, M.A., Minaei, S., and Kuntman, H. 2005. "A 22.5MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements." **International Journal of Electronics and Communications** : 311-318.

Kaçar, F., and Yeşil, A. 2010. "Voltage mode universal filters employing single FDCCII." **Analog Integrated Circuits and Signal Processing.** vol. 63 : 137-142.

Khateb, F., Jaikla, W., Kulej, T., Kumngern, M., and Kubánek, D. 2017. "Shadow filters based on DDCC." **IET Circuits** : 631-637.

Koton, J., Herencsar, N., Vrba, K., and Metin, B. 2013. "The VDDDA in multifunction filterwith mutually independent Q and ω_0 control feature." in **8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering.** Bursa: 53-56.

Kumngern, M. Sarasri, J. and Knobnob, B. 2011. "Voltage-mode SIMO OTA-C universal filter." in **2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications** : 251-254.

Kumngern, M., Suwanjan, P., and Dejhan, K. 2011. "Electronically tunable voltage-mode SIMO OTA-C universal biquad filter." in **The 17th Asia Pacific Conference on Communications** : 774-777.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LT1228 "100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control" **Linear Technology Corporation,** [Online]. Available : http://cds.linear.com/docs /en/datasheet/1228fd.pdf

Jaikla, W., Biolek, D., Siripongdee, S., and Bajer, J. 2014. "High input impedance voltage-mode biquad filter using VD-DIBAs." **Radioengineering.** vol. 23 : 914-921.

Lakys, Y., and Fabre, A. 2010. "Shadow filters - new family of second-order filters." **Electronics Letters** : 276-277.

Minaei, S., and Yuce, E., 2010. "All-Grounded Passive Elements Voltage-Mode DVCC-Based Universal Filters." **Circuits, Systems and Signal Processing.** vol. 29 : 295-309.

Mohan, J., Chaturvedi, B., and Maheshwari, S., 2014. "Single Active Element Based Voltage-Mode Multifunction Filter." **Advances in Electrical Engineering.**

Pandey, N., Pandey, R., and Paul, S.K. 2012. "Novel Single Input Five Output Voltage Mode Universal Filter Based on DDCCTA." in **2012 Third International Conference on Computer and Communication Technology** : 46-51.

Roy, S.C. 2010. "Shadow Filters - A New Family of Electronically Tunable Filters." **IETE Journal of Education** : 75-78.

Sagbas, M., Ayten, U.E., Koksal, M., and Herencsar, N. 2015. "Electronically tunable universal biquad using a single active component." in **38th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)** : 698-702.

Sangyaem, S., Siripongdee, S., and Jaikla, W. 2016. "Electronically Controllable Three-Inputs Single- Output Voltage-Mode Filter Using Single VDDDA." in **SISA.**

Sangyaem, S., Siripongdee, S., Jaikla, W., and Khateb, F. 2017. "Five-inputs single-output voltage mode universal filter with high input and low output impedance using VDDDAs." **Optik** : 14-25.

Satansup, J., Pukkalanun, T., and Tangsrirat, W. 2013. "Electronically Tunable Single-Input Five-Output Voltage-Mode Universal Filter Using VDTAs and Grounded Passive Elements." **Circuits, Systems, and Signal Processing.** vol. 32 : 945-957.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Sedra, A.S., and Smith, K.C. 2009. **Microelectronic circuits** . Florida: Holt, Rinehart and Winston.

Singh, S.V., Maheshwari, S., Tomar, R.S., and Chauhan, D. S. 2013. "Single input four output voltage-mode biquad filter with electronic tuning." in **IMPACT-2013** : 226-230.

Siripongdee, S., and Jaikla, W. 2015. "Single VDDDA-based voltag-mode multifunction second order filter for analog signal processing." in **International Conference on Intelligent Informatics and Biomedical Sciences** : 39-42.

Soisang, S., Jirasereemomkul, K., Jaikla, W., and Higuchi, K. 2015. "Voltage – Mode Multifunctional Biquadratic Filter Using VDDDA." **Applied Mechanics and Materials** : 155-159

Supavarasuwat, P., Kumngern, M., Sangyaem, S., Jaikla, W., and Khateb, F. 2018. "Cascadable independently and electronically tunable voltage-mode universal filter with grounded passive components." **AEU - International Journal of Electronics and Communications** : 290-299

Tangsrirat, W., and Channumsin, O. 2011. "High-input impedance voltage-mode multifunction filter using a single DDCCTA and grounded passive elements." **Radioengineering.** vol. 20 : 905-910.

Taylor, R. 2015. **Second-Order Allpass Filters for Phase Alignment,** [Online]. Available : http://faculty.tru.ca/rtaylor/publications/allpass2_align.pdf

Tuntrakool, S., Kumngern, M., Sotner, R., Herencsar, N., Suwanjan, P., and Jaikla, W. 2017. "High input impedance voltage-mode universal filter and its modification as quadrature oscillator using VDDDAs." **Indian Journal of Pure and Applied Physics** : 324-332,

Thede, L. 2014. **Practical Analog and Digital Filter Design** : Artech House

Udorn, N., Duangmalai, D., and Noppakarn, A. 2011. "High input impedance current controlled voltage-mode universal filter using DDCC and OTA." in **Proceedings of 2011 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety** : 15-18.

Van Valkenburg, M.E., (editor) 1982. **Analog Filter Design.** New York : Saunders College

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Wang, S.F., Chen, H.P., Chang, C.H., Liao, C.Y., and Jhuang, C.Y. 2012. "Single FDCCII-based multifunction voltage-mode biquadratic filter." in **2012 2nd International Conference on Consumer Electronics**, Communications and Networks : 2080-2083.

Yuce, E. 2017. "A single-input multiple-output voltage-mode second-order universal filter using only grounded passive components." **Indian Journal of Engineering and Materials Sciences** : 97-106.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก
รายละเอียดการวิเคราะห์เพื่อหาสมการที่เกี่ยวข้อง

ก.1 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่แบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุตสร้างจากวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

ก.2 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานในอุดมคติ

ก.3 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานไม่เป็นตามอุดมคติเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุต

ก.4 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานไม่เป็นตามอุดมคติเนื่องจากผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.1 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของบล็อกไดอะแกรมวงจรกรองความถี่เงาหลายหน้าที่แบบหนึ่งอินพุตห้าเอาต์พุตสร้างจากวงจรอินติเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

จากภาพที่ 3.3 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o1} = V_{o2} + V_{o3} - V_{inA} \tag{ก.1}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o2} = \frac{V_{o3}}{sa} = -\frac{V_{o1}}{s^2ab} \tag{ก.2}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o3} = -\frac{V_{o1}}{sb} \tag{ก.3}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{inA} จะได้สมการดังนี้

$$V_{inA} = V_{o4} + V_{in} = k(-V_{o2} + V_{o1}) + V_{in} \tag{ก.4}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2), (ก.3), (ก.4) ลงในสมการที่ (ก.1) จะได้

$$V_{o1} = -\frac{V_{o3}}{sa} - \frac{V_{o1}}{sb} - k(-\frac{V_{o3}}{sa} + V_{o1}) - V_{in} \tag{ก.5}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2), (ก.3) ลงในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$V_{o1} = -\frac{V_{o1}}{s^2ab} - \frac{V_{o1}}{sb} - k\frac{V_{o1}}{s^2ab} - kV_{o1} - V_{in} \tag{ก.6}$$

จากสมการที่ (ก.6) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2V_{o1} = -\frac{V_{o1}}{ab} - s\frac{V_{o1}}{b} - k\frac{V_{o1}}{ab} - s^2kV_{o1} - s^2V_{in} \qquad \text{(ก.7)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1}

$$\left[s^2(1+k) + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}(1+k)\right]V_{o1} = -s^2V_{in} \qquad \text{(ก.8)}$$

จากสมการที่ (ก.8) หารด้วย $1+k$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2 + s\frac{1}{(1+k)b} + \frac{1}{ab}\right]V_{o1} = -s^2\frac{V_{in}}{1+k} \qquad \text{(ก.9)}$$

จากสมการที่ (ก.9) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1} ดังนี้

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = -\frac{s^2\left(\frac{1}{1+k}\right)}{s^2 + s\frac{1}{b(1+k)} + \frac{1}{ab}} \qquad \text{(ก.10)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 3.3 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} แทนค่าสมการที่ (ก.1) ลงในสมการที่ (ก.2) จะได้

$$V_{o2} = -\frac{V_{o2} + V_{o3} - V_{inA}}{s^2ab} \qquad \text{(ก.11)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.4) ลงในสมการที่ (ก.11) จะได้

$$V_{o2} = -\frac{V_{o2} + V_{o3} - k(-V_{o2} + V_{o1}) - V_{in}}{s^2ab} \qquad \text{(ก.12)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2) ลงในสมการที่ (ก.12) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2} = -\frac{V_{o2} + saV_{o2} + kV_{o2} + ks^2abV_{o2} - V_{in}}{s^2ab} \quad \text{(ก.13)}$$

$$V_{o2} = -\frac{V_{o2}}{s^2ab} - \frac{V_{o2}}{sb} - \frac{kV_{o2}}{s^2ab} - kV_{o2} + \frac{V_{in}}{s^2ab} \quad \text{(ก.14)}$$

จากสมการที่ (ก.14) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o2} = -\frac{V_{o2}}{ab} - s\frac{V_{o2}}{b} - \frac{kV_{o2}}{ab} - s^2kV_{o2} + \frac{V_{in}}{ab} \quad \text{(ก.15)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2}

$$\left[s^2(1+k) + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}(1+k)\right]V_{o2} = \frac{V_{in}}{ab} \quad \text{(ก.16)}$$

จากสมการที่ (ก.16) หารด้วย $1+k$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2 + s\frac{1}{b(1+k)} + \frac{1}{ab}\right]V_{o2} = \frac{V_{in}}{ab(1+k)} \quad \text{(ก.17)}$$

จากสมการที่ (ก.17) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2} ดังนี้

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{ab(1+k)}}{s^2 + s\frac{1}{b(1+k)} + \frac{1}{ab}} \quad \text{(ก.18)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

จากภาพที่ 3.3 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} แทนค่าสมการที่ (ก.1) ลงในสมการที่ (ก.3)

$$V_{o3} = -\frac{V_{o2} + V_{o3} - V_{inA}}{sb} \quad \text{(ก.19)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (ก.2), (ก.4) ลงในสมการที่ (ก.19) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{V_{o3}}{s^2ab} - \frac{V_{o3}}{sb} + \frac{-kV_{o2} + kV_{o1} + V_{in}}{sb} \qquad \text{(ก.20)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.2), (ก.3) ลงในสมการที่ (ก.20) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{V_{o3}}{s^2ab} - \frac{V_{o3}}{sb} - k\frac{V_{o3}}{s^2ab} - kV_{o3} + \frac{V_{in}}{sb} \qquad \text{(ก.21)}$$

จากสมการที่ (ก.21) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o3} = -\frac{V_{o3}}{ab} - s\frac{V_{o3}}{b} - k\frac{V_{o3}}{ab} - s^2kV_{o3} + s\frac{V_{in}}{b} \qquad \text{(ก.22)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3}

$$\left[s^2(1+k) + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}(1+k)\right]V_{o3} = s\frac{V_{in}}{b} \qquad \text{(ก.23)}$$

จากสมการที่ (ก.23) หารด้วย $1+k$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2 + s\frac{1}{b(1+k)} + \frac{1}{ab}\right]V_{o3} = s\frac{V_{in}}{b(1+k)} \qquad \text{(ก.24)}$$

จากสมการที่ (ก.24) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3} ดังนี้

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\dfrac{1}{b(1+k)}}{s^2 + s\dfrac{1}{b(1+k)} + \dfrac{1}{ab}} \qquad \text{(ก.25)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ผ่าน

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o4} = k\left(V_{o1} - V_{o2}\right) \tag{ก.26}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.1), (ก.4) ลงในสมการที่ (ก.26) จะได้

$$V_{o4} = k\left(V_{o2} + V_{o3} - V_{inA} - V_{o2}\right) \tag{ก.27}$$

$$V_{o4} = k\left(V_{o3} - V_{o4} - V_{in}\right) \tag{ก.28}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.1) ลงในสมการที่ (ก.19) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{V_{o3}}{s^2ab} - \frac{V_{o3}}{sb} + \frac{V_{inA}}{sb} \tag{ก.29}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการที่จุด V_{o3}

$$\left(1 + \frac{1}{s^2ab} + \frac{1}{sb}\right)V_{o3} = \frac{V_{inA}}{sb} \tag{ก.30}$$

$$V_{o3} = \frac{V_{inA}}{\left(1 + \frac{1}{s^2ab} + \frac{1}{sb}\right)sb} \tag{ก.31}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.31), (ก.4) ลงในสมการที่ (ก.29) จะได้

$$V_{o4} = k\frac{V_{o4} + V_{in}}{\left(1 + \frac{1}{s^2ab} + \frac{1}{sb}\right)sb} - kV_{o4} - kV_{in} \tag{ก.32}$$

จากสมการที่ (ก.32) คูณด้วย $\left(1 + \frac{1}{s^2ab} + \frac{1}{sb}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(1+\frac{1}{s^2ab}+\frac{1}{sb}\right)V_{o4}=k\frac{V_{o4}+V_{in}}{sb}-k\left(1+\frac{1}{s^2ab}+\frac{1}{sb}\right)V_{o4}-k\left(1+\frac{1}{s^2ab}+\frac{1}{sb}\right)V_{in} \quad \textbf{(ก.33)}$$

จากสมการที่ (ก.33) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$\left(s^2+s\frac{1}{b}+\frac{1}{ab}\right)V_{o4}=sk\frac{V_{o4}+V_{in}}{b}-k\left(s^2+s\frac{1}{b}+\frac{1}{ab}\right)V_{o4}-k\left(s^2+s\frac{1}{b}+\frac{1}{ab}\right)V_{in} \quad \textbf{(ก.34)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4}

$$\left[s^2(1+k)+s\frac{1}{b}+\frac{1}{ab}(1+k)\right]V_{o4}=\left(-s^2k-\frac{1}{ab}k\right)V_{in} \quad \textbf{(ก.35)}$$

จากสมการที่ (ก.35) หารด้วย $1+k$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2+s\frac{1}{b(1+k)}+\frac{1}{ab}\right]V_{o4}=\left[-s^2\frac{k}{(1+k)}-\frac{k}{ab(1+k)}\right]V_{in} \quad \textbf{(ก.36)}$$

จากสมการที่ (ก.36) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4} ดังนี้

$$\frac{V_{o4}}{V_{in}}=-\frac{s^2\dfrac{k}{(1+k)}+\dfrac{k}{ab(1+k)}}{s^2+s\dfrac{1}{b(1+k)}+\dfrac{1}{ab}} \quad \textbf{(ก.37)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5}=2V_{o3}-V_{in} \quad \textbf{(ก.38)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.21) ลงในสมการที่ (ก.38) จะได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o5} = 2\left(-\frac{V_{o3}}{s^2ab} - \frac{V_{o3}}{sb} - k\frac{V_{o3}}{s^2ab} - kV_{o3} + \frac{V_{in}}{sb} \right) - V_{in} \qquad \text{(ก.39)}$$

จากสมการที่ (ก.38) จัดภาพเพื่อหาสมการที่จุด V_{o3} ได้ดังนี้

$$V_{o3} = \frac{V_{o5} + V_{in}}{2} \qquad \text{(ก.40)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.40) ลงในสมการที่ (ก.39) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = -\frac{\left(V_{o5} + V_{in}\right)}{s^2ab} - \frac{\left(V_{o5} + V_{in}\right)}{sb} - k\frac{\left(V_{o5} + V_{in}\right)}{s^2ab} - k\left(V_{o5} + V_{in}\right) + 2\frac{V_{in}}{sb} - V_{in} \qquad \text{(ก.41)}$$

จากสมการที่ (ก.41) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o5} = -\frac{\left(V_{o5} + V_{in}\right)}{ab} - s\frac{\left(V_{o5} + V_{in}\right)}{b} - k\frac{\left(V_{o5} + V_{in}\right)}{ab} - s^2k\left(V_{o5} + V_{in}\right) + 2s\frac{V_{in}}{b} - s^2V_{in} \qquad \text{(ก.42)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o5}

$$\left[s^2\left(1+k\right) + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}\left(1+k\right) \right] V_{o5} = \left[-s^2\left(1+k\right) + s\frac{1}{b} - \frac{1}{ab}\left(1+k\right) \right] V_{in} \qquad \text{(ก.43)}$$

จากสมการที่ (ก.43) หารด้วย $1+k$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2 + s\frac{1}{b\left(1+k\right)} + \frac{1}{ab} \right] V_{o5} = \left[-s^2 + s\frac{1}{b\left(1+k\right)} - \frac{1}{ab} \right] V_{in} \qquad \text{(ก.44)}$$

จากสมการที่ (ก.44) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o5} ดังนี้

$$\frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{s^2 - s\dfrac{1}{b\left(1+k\right)} + \dfrac{1}{ab}}{s^2 + s\dfrac{1}{b\left(1+k\right)} + \dfrac{1}{ab}} \qquad \text{(ก.45)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานในอุดมคติ

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

จากภาพที่ 3.7 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o1} = V_{o2} - V_{w3} + V_{o3} \qquad \text{(ก.46)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o2} = \frac{g_{m1}}{sC_1}\left(V_{o3} - 0\right) = \frac{g_{m1}V_{o3}}{sC_1} \qquad \text{(ก.47)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o3} = \frac{g_{m2}}{sC_2}\left(0 - V_{o1}\right) = -\frac{g_{m2}V_{o1}}{sC_2} \qquad \text{(ก.48)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{w3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{w3} = V_{o4} + V_{in} = g_{m3}R(-V_{o2} + V_{o1}) + V_{in} \qquad \text{(ก.49)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.47), (ก.48), (ก.49) ลงในสมการที่ (ก.46) จะได้

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}V_{o3}}{sC_1} - \frac{g_{m2}V_{o1}}{sC_2} - g_{m3}R(-\frac{g_{m1}V_{o3}}{sC_1} + V_{o1}) - V_{in} \qquad \text{(ก.50)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.48) ลงในสมการที่ (ก.50) จะได้

$$V_{o1} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m2}V_{o1}}{sC_2} - g_{m3}R(\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{s^2C_1C_2} + V_{o1}) - V_{in} \qquad \text{(ก.51)}$$

จากสมการที่ (ก.51) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o1} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{C_1C_2} - s\frac{g_{m2}V_{o1}}{C_2} - g_{m3}R\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{C_1C_2} - s^2g_{m3}RV_{o1} - s^2V_{in} \qquad \text{(ก.52)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1}

$$\left[s^2\left(1+g_{m3}R\right)+s\frac{g_{m2}}{C_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(1+g_{m3}R\right)\right]V_{o1}=-s^2V_{in} \qquad \text{(ก.53)}$$

จากสมการที่ (ก.53) หารด้วย $1+g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2+s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right]V_{o1}=-s^2\frac{V_{in}}{\left(1+g_{m3}R\right)} \qquad \text{(ก.54)}$$

จากสมการที่ (ก.54) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1} ดังนี้

$$H_{HP}(s)=\frac{V_{o1}}{V_{in}}=-\frac{s^2\left(\dfrac{1}{1+g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \qquad \text{(ก.55)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 3.7 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} แทนค่าสมการที่ (ก.46) ลงในสมการที่ (ก.47) จะได้

$$V_{o2}=-\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{s^2C_1C_2}=-\frac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o2}+V_{o3}-V_{w3}\right)}{s^2C_1C_2} \qquad \text{(ก.56)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.49) ลงในสมการที่ (ก.56) จะได้

$$V_{o2}=-\frac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o2}+V_{o3}-g_{m3}R(-V_{o2}+V_{o1})-V_{in}\right)}{s^2C_1C_2} \qquad \text{(ก.57)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.47) ลงในสมการที่ (ก.57) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\left(-V_{o2} - s\frac{C_1V_{o2}}{g_{m1}} - g_{m3}RV_{o2} - s^2g_{m3}R\frac{C_1C_2V_{o2}}{g_{m1}g_{m2}} + V_{in} \right) \quad \text{(ก.58)}$$

$$V_{o2} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o2}}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m2}V_{o2}}{sC_2} - g_{m3}R\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o2}}{s^2C_1C_2} - g_{m3}RV_{o2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}V_{in} \quad \text{(ก.59)}$$

จากสมการที่ (ก.59) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o2} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o2}}{C_1C_2} - s\frac{g_{m2}V_{o2}}{C_2} - g_{m3}R\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o2}}{C_1C_2} - s^2g_{m3}RV_{o2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}V_{in} \quad \text{(ก.60)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2}

$$\left[s^2\left(1+g_{m3}R\right) + s\frac{g_{m2}V_{o2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(1+g_{m3}R\right) \right]V_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}V_{in} \quad \text{(ก.61)}$$

จากสมการที่ (ก.61) หารด้วย $1+g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right]V_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2\left(1+g_{m3}R\right)}V_{in} \quad \text{(ก.62)}$$

จากสมการที่ (ก.62) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2} ดังนี้

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2\left(1+g_{m3}R\right)}}{s^2 + s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \text{(ก.63)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

จากภาพที่ 3.7 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} แทนค่าสมการที่ (ก.46) ลงในสมการที่ (ก.48)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m2}\left(V_{o2} + V_{o3} - V_{w3}\right)}{sC_2} \qquad \text{(ก.64)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.47), (ก.49) ลงในสมการที่ (ก.64) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{sC_2} + \frac{g_{m2}\left(-g_{m3}RV_{o2} + g_{m3}RV_{o1} + V_{in}\right)}{sC_2} \qquad \text{(ก.65)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.47), (ก.48) ลงในสมการที่ (ก.65) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{sC_2} - g_{m3}R\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}V_{o3} - g_{m3}RV_{o3} + \frac{g_{m2}}{sC_2}V_{in} \qquad \text{(ก.66)}$$

จากสมการที่ (ก.66) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o3} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{C_1C_2} - s\frac{g_{m2}V_{o3}}{C_2} - g_{m3}R\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}V_{o3} - s^2g_{m3}RV_{o3} + s\frac{g_{m2}}{C_2}V_{in} \qquad \text{(ก.67)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3}

$$\left[s^2\left(1+g_{m3}R\right) + s\frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(1+g_{m3}R\right)\right]V_{o3} = s\frac{g_{m2}}{C_2}V_{in} \qquad \text{(ก.68)}$$

จากสมการที่ (ก.68) หารด้วย $1+g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right]V_{o3} = s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}V_{in} \qquad \text{(ก.69)}$$

จากสมการที่ (ก.69) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3} ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}}{s^2 + s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \text{(ก.70)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ผ่าน

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o4} = g_{m3}R\left(V_{o1} - V_{o2}\right) \quad \text{(ก.71)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.46), (ก.49) ลงในสมการที่ (ก.71) จะได้

$$V_{o4} = g_{m3}R\left(V_{o2} + V_{o3} - V_{w3} - V_{o2}\right) \quad \text{(ก.72)}$$

$$V_{o4} = g_{m3}R\left(V_{o3} - V_{o4} - V_{in}\right) \quad \text{(ก.73)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.47) ลงในสมการที่ (ก.64) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{sC_2} + \frac{g_{m2}V_{w3}}{sC_2} \quad \text{(ก.74)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการที่จุด V_{o3}

$$\left(1 + \frac{g_{m2}}{sC_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)V_{o3} = \frac{g_{m2}V_{w3}}{sC_2} \quad \text{(ก.75)}$$

$$V_{o3} = \frac{g_{m2}V_{w3}}{sC_2\left(1 + \dfrac{g_{m2}}{sC_2} + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)} \quad \text{(ก.76)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.76), (ก.49) ลงในสมการที่ (ก.73) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o4} = g_{m3}R\frac{g_{m2}\left(V_{o4}+V_{in}\right)}{sC_2\left(1+\frac{g_{m2}}{sC_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)} - g_{m3}RV_{o4} - g_{m3}RV_{in} \qquad \text{(ก.77)}$$

จากสมการที่ (ก.77) คูณด้วย $\left(1+\frac{g_{m2}}{sC_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้

$$\left(1+\frac{g_{m2}}{sC_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)V_{o4} = \left[\begin{array}{l} g_{m3}R\frac{g_{m2}\left(V_{o4}+V_{in}\right)}{sC_2} - g_{m3}R\left(1+\frac{g_{m2}}{sC_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)V_{o4} \\ -g_{m3}R\left(1+\frac{g_{m2}}{sC_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)V_{in} \end{array}\right] \qquad \text{(ก.78)}$$

จากสมการที่ (ก.78) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$\left(s^2+s\frac{g_{m2}}{C_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_{o4} = \left[\begin{array}{l} sg_{m3}R\frac{g_{m2}V_{o4}}{C_2} - g_{m3}R\left(s^2+s\frac{g_{m2}}{sC_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_{o4} \\ +sg_{m3}R\frac{g_{m2}V_{in}}{C_2} - g_{m3}R\left(s^2+s\frac{g_{m2}}{C_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_{in} \end{array}\right] \qquad \text{(ก.79)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4}

$$\left(s^2\left(1+g_{m3}R\right)+s\frac{g_{m2}}{C_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(1+g_{m3}R\right)\right)V_{o4} = -g_{m3}R\left(s^2+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_{in} \qquad \text{(ก.80)}$$

จากสมการที่ (ก.80) หารด้วย $1+g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้ดังนี้

$$\left(s^2+s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_{o4} = -\frac{g_{m3}R}{1+g_{m3}R}\left(s^2+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)V_{in} \qquad \text{(ก.81)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.81) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4} ดังนี้

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = -\frac{\dfrac{g_{m3}R}{1+g_{m3}R}\left(s^2 + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)}{s^2 + s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)} + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \qquad \text{(ก.82)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = 2V_{o3} - V_{in} \qquad \text{(ก.83)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.65) ลงในสมการที่ (ก.83) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = 2\left(-\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{sC_2} - g_{m3}R\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}V_{o3} - g_{m3}RV_{o3} + \frac{g_{m2}}{sC_2}V_{in}\right) - V_{in} \qquad \text{(ก.84)}$$

จากสมการที่ (ก.83) จัดภาพเพื่อหาสมการที่จุด V_{o3} ได้ดังนี้

$$V_{o3} = \frac{V_{o5} + V_{in}}{2} \qquad \text{(ก.85)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.85) ลงในสมการที่ (ก.84) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = \left[\begin{array}{l} -\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{s^2C_1C_2} - \dfrac{g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{sC_2} - g_{m3}R\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{s^2C_1C_2} \\ -g_{m3}R\left(V_{o5}+V_{in}\right) + 2\dfrac{g_{m2}V_{in}}{sC_2} - V_{in} \end{array}\right] \qquad \text{(ก.86)}$$

จากสมการที่ (ก.86) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2V_{o5} = \begin{bmatrix} -\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{C_1C_2} - s\dfrac{g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{C_2} - g_{m3}R\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{C_1C_2} \\ -s^2g_{m3}R\left(V_{o5}+V_{in}\right) + 2s\dfrac{g_{m2}V_{in}}{C_2} - s^2V_{in} \end{bmatrix} \quad \text{(ก.87)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o5}

$$\left[s^2\left(1+g_{m3}R\right)+s\frac{g_{m2}}{C_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(1+g_{m3}R\right)\right]V_{o5} = \begin{bmatrix} -s^2\left(1+g_{m3}R\right)+s\dfrac{g_{m2}}{C_2} \\ -\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(1+g_{m3}R\right) \end{bmatrix} V_{in} \quad \text{(ก.88)}$$

จากสมการที่ (ก.88) หารด้วย $1+g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[s^2+s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right]V_{o5} = \left[-s^2+s\frac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}-\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right]V_{in} \quad \text{(ก.89)}$$

จากสมการที่ (ก.89) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o5} ดังนี้

$$H_{AP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{s^2 - s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+g_{m3}R\right)}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad \text{(ก.90)}$$

ก.3 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานไม่เป็นตามอุดมคติเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันที่ขั้วอินพุตไปยังขั้วเอาต์พุตฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

จากภาพที่ 3.7 และสมการที่ (3.46) เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o1} = \beta_{Z1}V_{o2} - \beta_{N1}V_{w3} + \beta_{P1}V_{o3} \quad \text{(ก.91)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2} = \frac{g_{m1}V_{o3}}{sC_1} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{s^2C_1C_2} \quad \text{(ก.92)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m2}V_{o1}}{sC_2} \quad \text{(ก.93)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{w3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{w3} = \beta_{Z3}V_{o4} + \beta_{P3}V_{in} = \beta_{Z3}g_{m3}R(-V_{o2} + V_{o1}) + \beta_{P3}V_{in} \quad \text{(ก.94)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.92), (ก.93), (ก.94) ลงในสมการที่ (ก.91) จะได้

$$V_{o1} = \beta_{Z1}\frac{g_{m1}V_{o3}}{sC_1} - \beta_{P1}\frac{g_{m2}V_{o1}}{sC_2} - \beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R(-\frac{g_{m1}V_{o3}}{sC_1} + V_{o1}) - \beta_{N1}\beta_{P3}V_{in} \quad \text{(ก.95)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.93) ลงในสมการที่ (ก.95) จะได้

$$V_{o1} = -\beta_{Z1}\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{s^2C_1C_2} - \beta_{P1}\frac{g_{m2}V_{o1}}{sC_2} - \beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R(\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{s^2C_1C_2} + V_{o1}) - \beta_{N1}\beta_{P3}V_{in} \quad \text{(ก.96)}$$

จากสมการที่ (ก.96) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o1} = -\beta_{Z1}\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{C_1C_2} - \beta_{P1}s\frac{g_{m2}V_{o1}}{C_2} - \beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R(\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{C_1C_2} + s^2V_{o1}) - s^2\beta_{N1}\beta_{P3}V_{in} \quad \text{(ก.97)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1}

$$\left[s^2(1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R) + \beta_{P1}s\frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\beta_{Z1} + \beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right)\right]V_{o1} = -s^2\beta_{N1}\beta_{P3}V_{in} \quad \text{(ก.98)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.98) หารด้วย $1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[\begin{array}{l} s^2+\beta_{P1}s\dfrac{g_{m2}}{C_2\left(1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right)} \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)\end{array}\right]V_{o1}=-s^2\frac{\beta_{N1}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}V_{in} \qquad \text{(ก.99)}$$

จากสมการที่ (ก.99) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1} ดังนี้

$$H_{HP}(s)=\frac{V_{o1}}{V_{in}}=\frac{-s^2\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}V_{in} \qquad \text{(ก.100)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} แทนค่าสมการที่ (ก.91) ลงในสมการที่ (ก.92) จะได้

$$V_{o2}=-\frac{g_{m1}g_{m2}\left(\beta_{Z1}V_{o2}-\beta_{N1}V_{w3}+\beta_{P1}V_{o3}\right)}{s^2C_1C_2} \qquad \text{(ก.101)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.94) ลงในสมการที่ (ก.101) จะได้

$$V_{o2}=-\frac{g_{m1}g_{m2}\left(\beta_{Z1}V_{o2}+\beta_{N1}V_{o3}-\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R(-V_{o2}+V_{o1})-\beta_{P3}V_{in}\right)}{s^2C_1C_2} \qquad \text{(ก.102)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.92) ลงในสมการที่ (ก.102) จะได้

$$V_{o2}=-\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\left(\beta_{Z1}V_{o2}+\beta_{N1}\frac{sC_1}{g_{m1}}V_{o2}-\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R(-V_{o2}-\frac{s^2C_1C_2V_{o2}}{g_{m1}g_{m2}})-\beta_{P3}V_{in}\right) \qquad \text{(ก.103)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2} = \left(\begin{array}{l} -\beta_{Z1} \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} V_{o2} - \beta_{N1} \dfrac{g_{m2}}{sC_2} V_{o2} + \beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R\left(-\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} V_{o2} - V_{o2}\right) \\ +\beta_{P3} \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} V_{in} \end{array} \right) \qquad \text{(ก.104)}$$

จากสมการที่ (ก.104) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2 V_{o2} = \left(\begin{array}{l} -\beta_{Z1} \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2} V_{o2} - \beta_{N1} s \dfrac{g_{m2}}{C_2} V_{o2} - \beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2} V_{o2} \\ -s^2 \beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R V_{o2} + \beta_{P3} \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in} \end{array} \right) \qquad \text{(ก.105)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2}

$$\left[\begin{array}{l} s^2\left(1+\beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R\right) + \beta_{N1} s \dfrac{g_{m2}}{C_2} \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2}\left(\beta_{Z1} + \beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R\right) \end{array} \right] V_{o2} = \beta_{P3} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in} \qquad \text{(ก.106)}$$

จากสมการที่ (ก.106) หารด้วย $1+\beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[\begin{array}{l} s^2 + s \dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R}\right) \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R}\right) \end{array} \right] V_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2}\left(\frac{\beta_{P3}}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3} g_{m3} R}\right) V_{in} \qquad \text{(ก.107)}$$

จากสมการที่ (ก.107) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2} ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{LP}(s)=\frac{V_{o2}}{V_{in}}=\frac{\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{P3}}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \quad \text{(ก.108)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} แทนค่าสมการที่ (ก.91) ลงในสมการที่ (ก.93)

$$V_{o3}=-\frac{g_{m2}\left(\beta_{Z1}V_{o2}-\beta_{N1}V_{w3}+\beta_{P1}V_{o3}\right)}{sC_2} \quad \text{(ก.109)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.92), (ก.94) ลงในสมการที่ (ก.109) จะได้

$$V_{o3}=-\beta_{Z1}\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{s^2C_1C_2}-\beta_{P1}\frac{g_{m2}V_{o3}}{sC_2}+\frac{\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m2}g_{m3}R(-V_{o2}+V_{o1})}{sC_2}+\frac{\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m2}V_{in}}{sC_2} \quad \text{(ก.110)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.92), (ก.93) ลงในสมการที่ (ก.110) จะได้

$$V_{o3}=\begin{pmatrix}-\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{s^2C_1C_2}-\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}V_{o3}}{sC_2}-\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}V_{o3}\\ -\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}RV_{o3}+\beta_{N1}\beta_{P3}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}V_{in}\end{pmatrix} \quad \text{(ก.111)}$$

จากสมการที่ (ก.111) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o3}=\begin{pmatrix}-\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{C_1C_2}-s\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}V_{o3}}{C_2}-\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}V_{o3}\\ -s^2\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}RV_{o3}+s\beta_{N1}\beta_{P3}\dfrac{g_{m2}}{C_2}V_{in}\end{pmatrix} \quad \text{(ก.112)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[\begin{array}{l} s^2\left(1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right)+s\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{C_2} \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right) \end{array}\right] V_{o3} = s\beta_{N1}\beta_{P3}\frac{g_{m2}}{C_2}V_{in} \qquad \text{(ก.113)}$$

จากสมการที่ (ก.113) หารด้วย $1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[\begin{array}{l} s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{P1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \end{array}\right] V_{o3} = s\frac{g_{m2}}{C_2}\left(\frac{\beta_{N1}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)V_{in} \qquad \text{(ก.114)}$$

จากสมการที่ (ก.114) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3} ดังนี้

$$H_{BP}(s)=\frac{V_{o3}}{V_{in}}=\frac{s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \qquad \text{(ก.115)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ผ่าน

แทนค่าสมการที่ (ก.91) ลงในสมการที่ (ก.71) จะได้

$$V_{o4}=g_{m3}R\left(\beta_{Z1}V_{o2}-\beta_{N1}V_{w3}+\beta_{P1}V_{o3}-V_{o2}\right) \qquad \text{(ก.116)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.91) ลงในสมการที่ (ก.93) จะได้

$$V_{o3}=\frac{\beta_{N1}g_{m2}V_{w3}}{sC_2\left(1+\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)} \qquad \text{(ก.117)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.92), (ก.94) และ (ก.117) ลงในสมการที่ (ก.116) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o4} = g_{m3}R\left[\begin{array}{l}\beta_{Z1}\beta_{N1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)}{s^2C_1C_2\left(1+\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)}-\beta_{N1}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)\\ +\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P1}g_{m2}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)}{sC_2\left(1+\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)}\\ -\dfrac{\beta_{N1}g_{m1}g_{m2}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)}{s^2C_1C_2\left(1+\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)}\end{array}\right] \quad \text{(ก.118)}$$

จากสมการที่ (ก.118) คูณด้วย $\left(1+\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้

$$\left(1+\beta_{P1}\frac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)V_{o4} = g_{m3}R\left[\begin{array}{l}\left(\beta_{Z1}\beta_{N1}-\beta_{N1}\right)\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)}{s^2C_1C_2}\\ +\beta_{N1}\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)}{sC_2}\\ -\beta_{N1}\beta_{Z3}V_{o4}\left(1+\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)\\ -\beta_{N1}\beta_{P3}V_{in}\left(1+\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{sC_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2}\right)\end{array}\right] \quad \text{(ก.119)}$$

จากสมการที่ (ก.119) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left(\begin{array}{l} s^2+s\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{C_2} \\ +\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\end{array}\right)V_{o4}=g_{m3}R\left[\begin{array}{l}\left(\beta_{Z1}\beta_{N1}-\beta_{N1}\right)\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)}{C_1C_2} \\ +s\beta_{N1}\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}\left(\beta_{Z3}V_{o4}+\beta_{P3}V_{in}\right)}{C_2} \\ -\beta_{N1}\beta_{Z3}V_{o4}\left(s^2+s\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{C_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right) \\ -\beta_{N1}\beta_{P3}V_{in}\left(s^2+s\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{C_2}+\beta_{Z1}\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\right)\end{array}\right] \quad \text{(ก.120)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4}

$$\left[\begin{array}{l}s^2\left(1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right)+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\beta_{P1} \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right)\end{array}\right]V_{o4}=\left[\begin{array}{l}-s^2\left(\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R\right) \\ -\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R\right)\end{array}\right]V_{in} \quad \text{(ก.121)}$$

จากสมการที่ (ก.121) หารด้วย $1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R$ ตลอดทั้งสมการจะได้ดังนี้

$$\left[\begin{array}{l}s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)\end{array}\right]V_{o4}=\left[\begin{array}{l}-s^2\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \\ -\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)\end{array}\right]V_{in} \quad \text{(ก.122)}$$

จากสมการที่ (ก.122) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4} ดังนี้

$$H_{BR}(s)=\frac{V_{o4}}{V_{in}}=-\frac{s^2\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)}{s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right)} \quad \text{(ก.123)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o5} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = \beta_{Z2} V_{o3} - \beta_{N2} V_{in} + \beta_{P2} V_{o3} \qquad \text{(ก.124)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.110) ลงในสมการที่ (ก.124) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = \left[\left(\beta_{Z2} + \beta_{P2} \right) \left(\begin{array}{l} -\beta_{Z1} \dfrac{g_{m1} g_{m2} V_{o3}}{s^2 C_1 C_2} - \beta_{P1} \dfrac{g_{m2} V_{o3}}{sC_2} - \beta_{N1} \beta_{Z3} g_{m3} R V_{o3} \\ -\beta_{N1} \beta_{Z3} g_{m3} R \dfrac{g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2} V_{o3} + \dfrac{\beta_{N1} \beta_{P3} g_{m2} V_{in}}{sC_2} \end{array} \right) \right] - \beta_{N2} V_{in} \qquad \text{(ก.125)}$$

จากสมการที่ (ก.124) จัดภาพเพื่อหาสมการที่จุด V_{o3} ได้ดังนี้

$$V_{o3} = \frac{V_{o5} + \beta_{N2} V_{in}}{\beta_{Z2} + \beta_{P2}} \qquad \text{(ก.126)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.126) ลงในสมการที่ (ก.125) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = \left\{ \left(\beta_{Z2} + \beta_{P2} \right) \left[\begin{array}{l} -\left(\dfrac{\beta_{Z1}}{\beta_{Z2} + \beta_{P2}} \right) \dfrac{g_{m1} g_{m2} \left(V_{o5} + \beta_{N2} V_{in} \right)}{s^2 C_1 C_2} \\ -\left(\dfrac{\beta_{P1}}{\beta_{Z2} + \beta_{P2}} \right) \dfrac{g_{m2} \left(V_{o5} + \beta_{N2} V_{in} \right)}{sC_2} \\ -\left(\dfrac{\beta_{N1} \beta_{Z3}}{\beta_{Z2} + \beta_{P2}} \right) g_{m3} R \dfrac{g_{m1} g_{m2} \left(V_{o5} + \beta_{N2} V_{in} \right)}{s^2 C_1 C_2} \\ -\left(\dfrac{\beta_{N1} \beta_{Z3}}{\beta_{Z2} + \beta_{P2}} \right) g_{m3} R \left(V_{o5} + \beta_{N2} V_{in} \right) \\ + \dfrac{\beta_{N1} \beta_{P3} g_{m2} V_{in}}{sC_2} \end{array} \right] \right\} - \beta_{N2} V_{in} \qquad \text{(ก.127)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.128) คูณด้วย s^2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$s^2V_{o5} = \left[\begin{array}{l} -\dfrac{\beta_{Z1}g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+\beta_{N2}V_{in}\right)}{C_1C_2} - s\dfrac{\beta_{P1}g_{m2}\left(V_{o5}+\beta_{N2}V_{in}\right)}{C_2} \\ -\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+\beta_{N2}V_{in}\right)}{C_1C_2} - s^2\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\left(V_{o5}+\beta_{N2}V_{in}\right) \\ +s\dfrac{\left(\beta_{Z2}+\beta_{P2}\right)\beta_{N1}\beta_{P3}g_{m2}V_{in}}{C_2} - s^2\beta_{N2}V_{in} \end{array}\right] \quad \text{(ก.128)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o5}

$$\left[\begin{array}{l} s^2\left(1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right)+s\beta_{P1}\dfrac{g_{m2}}{C_2} \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right) \end{array}\right]V_{o5} = -\left[\begin{array}{l} s^2\beta_{N2}\left(1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right) \\ +s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\begin{array}{l}\beta_{P1}\beta_{N2}-\beta_{N1}\beta_{Z2}\beta_{P3} \\ -\beta_{N1}\beta_{P2}\beta_{P3}\end{array}\right) \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\beta_{N2}\left(\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right) \end{array}\right]V_{in} \quad \text{(ก.129)}$$

จากสมการที่ (ก.129) หารด้วย $\left(1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left[\begin{array}{l} s^2+s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \end{array}\right]\frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\left[\begin{array}{l} s^2\beta_{N2}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\beta_{N2}\left(\dfrac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \\ +s\dfrac{g_{m2}}{C_2}\left(\dfrac{\left(\begin{array}{l}\beta_{P1}\beta_{N2}-\beta_{N1}\beta_{Z2}\beta_{P3} \\ -\beta_{N1}\beta_{P2}\beta_{P3}\end{array}\right)}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}\right) \end{array}\right] \quad \text{(ก.130)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.130) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o5} ดังนี้

$$H_{AP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{\left[s^2\beta_{N2} + s\frac{g_{m2}}{C_2}\left(\frac{\beta_{P1}\beta_{N2} - \beta_{N1}\beta_{Z2}\beta_{P3} - \beta_{N1}\beta_{P2}\beta_{P3}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\beta_{N2}\left(\frac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R} \right) \right]}{s^2 + s\frac{g_{m2}}{C_2}\left(\frac{\beta_{P1}}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}\left(\frac{\beta_{Z1}+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R}{1+\beta_{N1}\beta_{Z3}g_{m3}R} \right)} \quad \text{(ก.131)}$$

ก.4 การวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่เงากรณีทำงานไม่เป็นตามอุดมคติเนื่องจากผลกระทบของค่าความจุแฝงและความต้านทานแฝง

จากภาพที่ 3.9 กำหนดให้ Y_1, Y_2 และ Y_3 แทนส่วนกลับของความต้านทานแฝงที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงรวมกับตัวต้านทานแฝงในกรณีทำงานที่ความถี่สูงมีรายละเอียดการวิเคราะห์สมการดังนี้

เมื่อพิจารณาที่จุด Y_1 จะได้สมการดังนี้

$$Y_1 = s\left(C_1 + C_{z1} + C_{v+3} \right) + G_{z1} + G_{v+3} \quad \text{(ก.132)}$$

กำหนดให้ $C_{T1} = C_1 + C_{z1} + C_{v+3}$ และ $G_{T1} = G_{z1} + G_{v+3}$ แทนค่าลงในสมการที่ (ก.132) จะได้

$$Y_1 = sC_{T1} + G_{T1} \quad \text{(ก.133)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด Y_2 จะได้สมการดังนี้

$$Y_2 = s\left(C_2 + C_{z2} + C_{vp1} + C_{vp2} + C_{v+1} \right) + G_{z2} + G_{vp1} + G_{vp2} + G_{v+1} \quad \text{(ก.134)}$$

กำหนดให้ $C_{T2} = C_2 + C_{z2} + C_{vp1} + C_{vp2} + C_{v+1}$ และ $G_{T2} = G_{z2} + G_{vp1} + G_{vp2} + G_{v+1}$ แทนค่าลงในสมการที่ (ก.134) จะได้สมการดังนี้

$$Y_2 = sC_{T2} + G_{T2} \quad \text{(ก.135)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่จุด Y_3 จะได้สมการดังนี้

$$Y_3 = sC_{z3} + G_{z3} + G_R \qquad \text{(ก.136)}$$

กำหนดให้ $G_{T3} = G_{z3} + G_R$ แทนค่าลงในสมการที่ (ก.136) จะได้สมการดังนี้

$$Y_3 = sC_{z3} + G_{T3} \qquad \text{(ก.137)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

จากภาพที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o1} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o1} = V_{o2} - V_{w3} + V_{o3} \qquad \text{(ก.138)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o2} = \frac{g_{m1}}{Y_1}\left(V_{o3} - 0\right) = \frac{g_{m1}V_{o3}}{Y_1} \qquad \text{(ก.139)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o3} = \frac{g_{m2}}{Y_2}\left(0 - V_{o1}\right) = -\frac{g_{m2}V_{o1}}{Y_2} \qquad \text{(ก.140)}$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{w3} จะได้สมการดังนี้

$$V_{w3} = V_{o4} + V_{in} = \frac{g_{m3}}{Y_3}(-V_{o2} + V_{o1}) + V_{in} \qquad \text{(ก.141)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.139), (ก.140), (ก.141) ลงในสมการที่ (ก.138) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}V_{o3}}{Y_1} - \frac{g_{m2}V_{o1}}{Y_2} - \frac{g_{m3}}{Y_3}\left(-\frac{g_{m1}V_{o3}}{Y_1} + V_{o1}\right) - V_{in} \qquad \text{(ก.142)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (ก.140) ลงในสมการที่ (ก.142) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o1} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{Y_1Y_2} - \frac{g_{m2}V_{o1}}{Y_2} - \frac{g_{m3}}{Y_3}\left(\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{Y_1Y_2} + V_{o1}\right) - V_{in} \qquad \text{(ก.143)}$$

จากสมการที่ (ก.143) คูณด้วย Y_1Y_2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$Y_1Y_2V_{o1} = -g_{m1}g_{m2}V_{o1} - Y_1g_{m2}V_{o1} - \frac{g_{m3}}{Y_3}\left(g_{m1}g_{m2}V_{o1} + Y_1Y_2V_{o1}\right) - Y_1Y_2V_{in} \qquad \text{(ก.144)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.133) และ (ก.135) เพื่อหาค่า Y_1Y_2 จะได้สมการดังนี้

$$Y_1Y_2 = s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \qquad \text{(ก.145)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.133), (ก.136) และ(ก.145) ลงในสมการที่ (ก.144) จะได้สมการดังนี้

$$\begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \end{pmatrix} V_{o1} = \begin{bmatrix} -g_{m1}g_{m2}V_{o1} - \left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2}V_{o1} - \dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}V_{o1} \\ -\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} \\ +G_{T1}G_{T2} \end{pmatrix}V_{o1} \\ -\left(s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2}\right)V_{in} \end{bmatrix} \qquad \text{(ก.146)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[\begin{array}{l} s^2 C_{T1} C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right) \\ +s\left(\begin{array}{l} g_{m2}C_{T1}+\dfrac{g_{m3}C_{T1}G_{T2}}{sC_{z3}+G_{T3}}+\dfrac{g_{m3}C_{T2}G_{T1}}{sC_{z3}+G_{T3}} \\ +C_{T1}G_{T2}+C_{T2}G_{T1} \end{array}\right) \\ +g_{m1}g_{m2}+\dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}+\dfrac{g_{m3}G_{T1}G_{T2}}{sC_{z3}+G_{T3}} \\ +g_{m2}G_{T1}+G_{T1}G_{T2} \end{array}\right] V_{o1} = -\left(\begin{array}{l} s^2 C_{T1}C_{T2}+sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1}+G_{T1}G_{T2} \end{array}\right) V_{in} \quad \textbf{(ก.147)}$$

จากสมการที่ (ก.53) หารด้วย $C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left\{\begin{array}{l} s^2+s\left[\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right] \\ +\dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{array}\right\} V_{o1} = -\left[\begin{array}{l} \dfrac{s^2}{1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} \\ +\dfrac{s}{\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}\left(\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right) \\ +\dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} \end{array}\right] V_{in} \quad \textbf{(ก.148)}$$

จากสมการที่ (ก.148) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o1} ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{HP}(s) = \frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{\left[s^2 \frac{1}{1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} + \frac{s}{\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}\left(\frac{G_{T1}}{C_{T1}}+\frac{G_{T2}}{C_{T2}}\right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} \right]}{\left\{ s^2 + s\left[\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right] + \frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right\}} \quad \text{(ก.149)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o2} แทนค่าสมการที่ (ก.138) ลงในสมการที่ (ก.139) จะได้

$$V_{o2} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o1}}{Y_1Y_2} = -\frac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o2}+V_{o3}-V_{w3}\right)}{Y_1Y_2} \quad \text{(ก.150)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.141) ลงในสมการที่ (ก.150) จะได้

$$V_{o2} = -\frac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o2}+V_{o3}-\frac{g_{m3}}{Y_3}(-V_{o2}+V_{o1})-V_{in}\right)}{Y_1Y_2} \quad \text{(ก.151)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.139) ลงในสมการที่ (ก.151) จะได้

$$V_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\left(-V_{o2} - \frac{Y_1V_{o2}}{g_{m1}} - \frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o2} - \frac{g_{m3}Y_1Y_2V_{o2}}{g_{m1}g_{m2}Y_3} + V_{in}\right) \quad \text{(ก.152)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2} = -\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}V_{o2} - \frac{g_{m2}}{Y_2}V_{o2} - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{Y_1Y_2Y_3}V_{o2} - \frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}V_{in} \qquad \text{(ก.153)}$$

จากสมการที่ (ก.153) คูณด้วย Y_1Y_2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$Y_1Y_2V_{o2} = -g_{m1}g_{m2}V_{o2} - Y_1g_{m2}V_{o2} - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{Y_3}V_{o2} - Y_1Y_2\frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o2} + g_{m1}g_{m2}V_{in} \qquad \text{(ก.154)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.133), (ก.136) และ(ก.145) ลงในสมการที่ (ก.154) จะได้สมการดังนี้

$$\left(\begin{array}{l} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \end{array}\right)V_{o2} = \left[\begin{array}{l} -g_{m1}g_{m2}V_{o2} - \left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2}V_{o2} - \dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}V_{o2} \\ -\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\left(\begin{array}{l} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} \\ +G_{T1}G_{T2} \end{array}\right)V_{o2} \\ +g_{m1}g_{m2}V_{in} \end{array}\right] \qquad \text{(ก.155)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2}

$$\left\{\begin{array}{l} s^2C_{T1}C_{T2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \\ +s\left[\begin{array}{l} g_{m2}C_{T1} + C_{T1}G_{T2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \\ +C_{T2}G_{T1}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \end{array}\right] \\ +g_{m1}g_{m2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) + g_{m2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \end{array}\right\}\frac{V_{o2}}{V_{in}} = g_{m1}g_{m2} \qquad \text{(ก.156)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.156) หารด้วย $C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left\{ s^2 + s\left[\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right] + \frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right\} V_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} V_{in} \quad \text{(ก.157)}$$

จากสมการที่ (ก.157) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o2} ดังนี้

$$H_{LP}(s) = \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}}{\left\{ s^2 + s\left[\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right] + \frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right\}} \quad \text{(ก.158)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

จากภาพที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o3} แทนค่าสมการที่ (ก.138) ลงในสมการที่ (ก.140)

$$V_{o3} = -\frac{g_{m2}\left(V_{o2} + V_{o3} - V_{w3}\right)}{Y_2} \qquad \text{(ก.159)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.139), (ก.141) ลงในสมการที่ (ก.159) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{Y_1Y_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{Y_2} + \frac{g_{m2}}{Y_2}\left(-\frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o2} + \frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o1} + V_{in}\right) \qquad \text{(ก.160)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.139), (ก.140) ลงในสมการที่ (ก.160) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{Y_1Y_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{Y_2} - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{Y_1Y_2Y_3}V_{o3} - \frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o3} + \frac{g_{m2}}{Y_2}V_{in} \qquad \text{(ก.161)}$$

จากสมการที่ (ก.161) คูณด้วย Y_1Y_2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$Y_1Y_2V_{o3} = -g_{m1}g_{m2}V_{o3} - Y_1g_{m2}V_{o3} - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{Y_3}V_{o3} - Y_1Y_2\frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o3} + Y_1g_{m2}V_{in} \qquad \text{(ก.162)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.133), (ก.136) และ(ก.145) ลงในสมการที่ (ก.154) จะได้สมการดังนี้

$$\begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \end{pmatrix} V_{o3} = \begin{bmatrix} -g_{m1}g_{m2}V_{o3} - \left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2}V_{o3} - \dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}V_{o3} \\ -\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} \\ +G_{T1}G_{T2} \end{pmatrix}V_{o3} \\ +\left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2}V_{in} \end{bmatrix} \qquad \text{(ก.163)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{\begin{array}{l} s^2C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right) \\ +s\left[\begin{array}{l} g_{m2}C_{T1}+C_{T1}G_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right) \\ +C_{T2}G_{T1}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right) \end{array}\right] \\ +g_{m2}G_{T1}+g_{m1}g_{m2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right) \\ +G_{T1}G_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right) \end{array}\right\} V_{o3}=\left(sC_{T1}+G_{T1}\right)g_{m2}V_{in} \qquad \text{(ก.164)}$$

จากสมการที่ (ก.164) หารด้วย $C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left\{\begin{array}{l} s^2+s\left[\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\dfrac{G_{T1}}{C_{T1}}+\dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right] \\ +\dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} \\ +\dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{array}\right\} V_{o3}=\left[sg_{m2}+\dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}}\right]\dfrac{V_{in}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} \qquad \text{(ก.165)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.165) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o3} ดังนี้

$$H_{BP}(s) = \frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}}{\left\{ s^2 + s\left[\dfrac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \dfrac{G_{T1}}{C_{T1}} + \dfrac{G_{T2}}{C_{T2}}\right] + \dfrac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \dfrac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} + \dfrac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right\}} \quad \text{(ก.166)}$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองหยุดแถบความถี่ผ่าน

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{o4} จะได้สมการดังนี้

$$V_{o4} = \frac{g_{m3}}{Y_3}\left(V_{o1} - V_{o2}\right) \quad \text{(ก.167)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.138), (ก.141) ลงในสมการที่ (ก.167) จะได้

$$V_{o4} = \frac{g_{m3}}{Y_3}\left(V_{o2} + V_{o3} - V_{w3} - V_{o2}\right) \quad \text{(ก.168)}$$

$$V_{o4} = \frac{g_{m3}}{Y_3}\left(V_{o3} - V_{o4} - V_{in}\right) \quad \text{(ก.169)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.139) ลงในสมการที่ (ก.159) จะได้

$$V_{o3} = -\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{Y_1Y_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{Y_2} + \frac{g_{m2}V_{w3}}{Y_2} \quad \text{(ก.170)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดภาพเพื่อหาสมการที่จุด V_{o3}

$$\left(1+\frac{g_{m2}}{Y_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\right)V_{o3}=\frac{g_{m2}V_{w3}}{Y_2} \qquad \text{(ก.171)}$$

$$V_{o3}=\frac{g_{m2}V_{w3}}{Y_2\left(1+\frac{g_{m2}}{Y_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\right)} \qquad \text{(ก.172)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.139), (ก.172) ลงในสมการที่ (ก.170) จะได้

$$V_{o4}=\frac{g_{m3}}{Y_3}\frac{g_{m2}\left(V_{o4}+V_{in}\right)}{Y_2\left(1+\frac{g_{m2}}{Y_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\right)}-\frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o4}-\frac{g_{m3}}{Y_3}V_{in} \qquad \text{(ก.173)}$$

จากสมการที่ (ก.173) คูณด้วย $\left(1+\frac{g_{m2}}{Y_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้

$$\left(1+\frac{g_{m2}}{Y_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\right)V_{o4}=\left[\begin{array}{l}\frac{g_{m2}g_{m3}\left(V_{o4}+V_{in}\right)}{Y_2Y_3}-\frac{g_{m3}}{Y_3}\left(1+\frac{g_{m2}}{Y_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\right)V_{o4}\\ -\frac{g_{m3}}{Y_3}\left(1+\frac{g_{m2}}{Y_2}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}\right)V_{in}\end{array}\right] \qquad \text{(ก.174)}$$

จากสมการที่ (ก.174) คูณด้วย Y_1Y_2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$\left(\begin{array}{l}Y_1Y_2+Y_1g_{m2}\\ +g_{m1}g_{m2}\end{array}\right)V_{o4}=\left[\begin{array}{l}\frac{Y_1g_{m2}g_{m3}\left(V_{o4}+V_{in}\right)}{Y_3}-\frac{g_{m3}}{Y_3}\left(Y_1Y_2+Y_1g_{m2}+g_{m1}g_{m2}\right)V_{o4}\\ -\frac{g_{m3}}{Y_3}\left(Y_1Y_2+Y_1g_{m2}+g_{m1}g_{m2}\right)V_{in}\end{array}\right] \qquad \text{(ก.175)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (ก.133), (ก.136) และ(ก.145) ลงในสมการที่ (ก.175) จะได้สมการดังนี้

$$\begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \\ +\left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2} \\ +g_{m1}g_{m2} \end{pmatrix} V_{o4} = \begin{bmatrix} \dfrac{\left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2}g_{m3}\left(V_{o4} + V_{in}\right)}{sC_{z3} + G_{T3}} \\ -\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}} \begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} \\ +G_{T1}G_{T2} + \left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2} \\ +g_{m1}g_{m2} \end{pmatrix} V_{o4} \\ -\dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}} \begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} \\ +G_{T1}G_{T2} + \left(sC_{T1} + G_{T1}\right)g_{m2} \\ +g_{m1}g_{m2} \end{pmatrix} V_{in} \end{bmatrix} \quad \text{(ก.176)}$$

จัดภาพเพื่อหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4}

$$\begin{Bmatrix} s^2C_{T1}C_{T2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \\ +s\begin{bmatrix} g_{m2}C_{T1} + C_{T1}G_{T2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \\ +sC_{T2}G_{T1}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \end{bmatrix} \\ +G_{T1}G_{T2} + g_{m1}g_{m2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \\ +G_{T1}g_{m2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right) \end{Bmatrix} V_{o4} = -\frac{g_{m3}V_{in}}{sC_{z3} + G_{T3}} \begin{pmatrix} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \\ +g_{m1}g_{m2} \end{pmatrix} \quad \text{(ก.177)}$$

จากสมการที่ (ก.177) หารด้วย $C_{T1}C_{T2}\left(1 + \dfrac{g_{m3}}{sC_{z3} + G_{T3}}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left\{ s^2 + s\left[\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right] + \frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right\} V_{o4} = -\left(s^2 \left(\frac{\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} \right) + s\left(\frac{\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} \right)\left(\frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right) + \left(\frac{\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} \right) \frac{g_{m1}g_{m2}+G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) V_{in} \quad \text{(ก.178)}$$

จากสมการที่ (ก.178) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนที่จุด V_{o4} ดังนี้

$$H_{BR}(s) = \frac{V_{o4}}{V_{in}} = -\frac{\left[s^2 \left(\frac{\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} \right) + s\left(\frac{\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} \right)\left(\frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right) + \left(\frac{\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}}{1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}} \right) \frac{g_{m1}g_{m2}+G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right]}{\left\{ s^2 + s\left[\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T2}} \right] + \frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right\}} \quad \text{(ก.179)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านทุกแถบความถี่

แทนค่าสมการที่ (ก.160) ลงในสมการที่ (ก.83) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = 2\left(-\frac{g_{m1}g_{m2}V_{o3}}{Y_1Y_2} - \frac{g_{m2}V_{o3}}{Y_2} - \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{Y_1Y_2Y_3}V_{o3} - \frac{g_{m3}}{Y_3}V_{o3} + \frac{g_{m2}}{Y_2}V_{in} \right) - V_{in} \qquad \text{(ก.180)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.85) ลงในสมการที่ (ก.180) จะได้สมการดังนี้

$$V_{o5} = \left[\begin{array}{l} -\dfrac{g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{Y_1Y_2} - \dfrac{g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{Y_2} - \dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{Y_1Y_2Y_3} \\ -\dfrac{g_{m3}}{Y_3}\left(V_{o5}+V_{in}\right) + 2\dfrac{g_{m2}V_{in}}{Y_2} - V_{in} \end{array} \right] \qquad \text{(ก.181)}$$

จากสมการที่ (ก.181) คูณด้วย Y_1Y_2 ตลอดทั้งสมการจะได้

$$Y_1Y_2V_{o5} = \left[\begin{array}{l} -g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right) - Y_1g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right) - \dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{Y_3} \\ -\dfrac{g_{m3}}{Y_3}Y_1Y_2\left(V_{o5}+V_{in}\right) + 2Y_1g_{m2}V_{in} - Y_1Y_2V_{in} \end{array} \right] \qquad \text{(ก.182)}$$

แทนค่าสมการที่ (ก.133), (ก.136) และ(ก.145) ลงในสมการที่ (ก.182) จะได้สมการดังนี้

$$\left(\begin{array}{l} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \end{array} \right) V_{o5} = \left[\begin{array}{l} -g_{m1}g_{m2}\left(V_{o5}+V_{in}\right) - \left(sC_{T1}+G_{T1}\right)g_{m2}V_{o5} \\ -\dfrac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{sC_{z3}+G_{T3}} + \left(sC_{T1}+G_{T1}\right)g_{m2}V_{in} \\ -\dfrac{g_{m3}\left(V_{o5}+V_{in}\right)}{sC_{z3}+G_{T3}} \left(\begin{array}{l} s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} \\ +sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \end{array} \right) \\ -\left(s^2C_{T1}C_{T2} + sC_{T1}G_{T2} + sC_{T2}G_{T1} + G_{T1}G_{T2} \right)V_{in} \end{array} \right] \qquad \text{(ก.183)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ก.183) หารด้วย $C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)$ ตลอดทั้งสมการจะได้สมการดังนี้

$$\left\{s^2+\frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+s\left[\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\frac{G_{T1}}{C_{T1}}+\frac{G_{T2}}{C_{T2}}\right]+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\right\}V_{o5}=-\left\{s^2+\frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+s\left[-\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\frac{G_{T1}}{C_{T1}}+\frac{G_{T2}}{C_{T2}}\right]+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\right\}V_{in} \quad \text{(ก.184)}$$

$$H_{AP}(s)=\frac{V_{o5}}{V_{in}}=-\frac{\left\{s^2+s\left[-\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\frac{G_{T1}}{C_{T1}}+\frac{G_{T2}}{C_{T2}}\right]+\frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\right\}}{\left\{s^2+s\left[\frac{g_{m2}}{C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\frac{G_{T1}}{C_{T1}}+\frac{G_{T2}}{C_{T2}}\right]+\frac{g_{m2}G_{T1}}{C_{T1}C_{T2}\left(1+\frac{g_{m3}}{sC_{z3}+G_{T3}}\right)}+\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}+\frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}\right\}} \quad \text{(ก.185)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

คุณสมบัติ ไอซี LT1228

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LINEAR TECHNOLOGY

LT1228

100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control

FEATURES

- Very Fast Transconductance Amplifier
  - Bandwidth: 75MHz
  - $g_m = 10 \times I_{SET}$
  - Low THD: 0.2% at $30mV_{RMS}$ Input
  - Wide I_{SET} Range: 1µA to 1mA
- Very Fast Current Feedback Amplifier
  - Bandwidth: 100MHz
  - Slew Rate: 1000V/µs
  - Output Drive Current: 30mA
  - Differential Gain: 0.04%
  - Differential Phase: 0.1°
  - High Input Impedance: 25MΩ, 6pF
- Wide Supply Range: ±2V to ±15V
- Inputs Common Mode to Within 1.5V of Supplies
- Outputs Swing Within 0.8V of Supplies
- Supply Current: 7mA
- Available in 8-Lead PDIP and SO Packages

APPLICATIONS

- Video DC Restore (Clamp) Circuits
- Video Differential Input Amplifiers
- Video Keyer/Fader Amplifiers
- AGC Amplifiers
- Tunable Filters
- Oscillators

LT, LTC, LTM, Linear Technology and the Linear logo are registered trademarks of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

DESCRIPTION

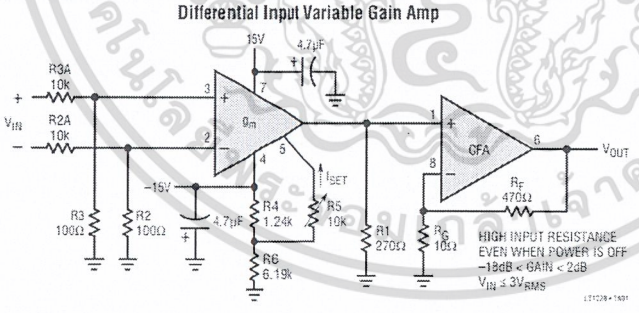
The LT®1228 makes it easy to electronically control the gain of signals from DC to video frequencies. The LT1228 implements gain control with a transconductance amplifier (voltage to current) whose gain is proportional to an externally controlled current. A resistor is typically used to convert the output current to a voltage, which is then amplified with a current feedback amplifier. The LT1228 combines both amplifiers into an 8-pin package, and operates on any supply voltage from 4V (±2V) to 30V (±15V). A complete differential input, gain controlled amplifier can be implemented with the LT1228 and just a few resistors.

The LT1228 transconductance amplifier has a high impedance differential input and a current source output with wide output voltage compliance. The transconductance, g_m, is set by the current that flows into Pin 5, I_{SET}. The small signal g_m is equal to ten times the value of I_{SET} and this relationship holds over several decades of set current. The voltage at Pin 5 is two diode drops above the negative supply, Pin 4.

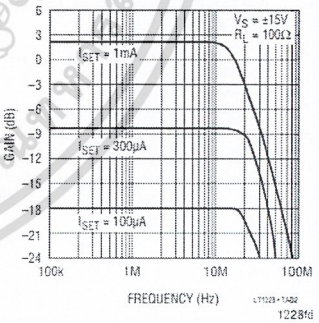
The LT1228 current feedback amplifier has very high input impedance and therefore it is an excellent buffer for the output of the transconductance amplifier. The current feedback amplifier maintains its wide bandwidth over a wide range of voltage gains making it easy to interface the transconductance amplifier output to other circuitry. The current feedback amplifier is designed to drive low impedance loads, such as cables, with excellent linearity at high frequencies.

TYPICAL APPLICATION

Differential Input Variable Gain Amp



Frequency Response



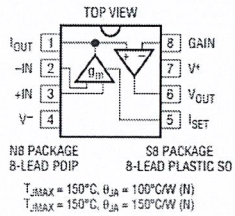
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

(Note 1)

Supply Voltage ..... ±18V
Input Current, Pins 1, 2, 3, 5, 8 (Note 8) ..... ±15mA
Output Short Circuit Duration (Note 2) ..... Continuous
Operating Temperature Range
LT1228C ..... 0°C to 70°C
LT1228I ..... –40°C to 85°C
LT1228M **(OBSOLETE)** ..... –55°C to 125°C
Storage Temperature Range ..... –65°C to 150°C
Junction Temperature
Plastic Package ..... 150°C
Ceramic Package **(OBSOLETE)** ..... 175°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec) ..... 300°C

PIN CONFIGURATION



N8 PACKAGE
8-LEAD PDIP

S8 PACKAGE
8-LEAD PLASTIC SO

T_{JMAX} = 150°C, θ_{JA} = 100°C/W (N)
T_{JMAX} = 150°C, θ_{JA} = 150°C/W (N)

J8 PACKAGE
8-LEAD CERDIP
T_{JMAX} = 175°C, θ_{JA} = 100°C/W (J)
OBSOLETE PACKAGE

ORDER INFORMATION

LEAD FREE FINISH	TAPE AND REEL	PART MARKING	PACKAGE DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE
LT1228CN8#PBF	LT1228CN8#TRPBF	LT1228CN8	8-Lead Plastic DIP	0°C to 70°C
LT1228IN8#PBF	LT1228IN8#TRPBF	LT1228IN8	8-Lead Plastic DIP	–40°C to 85°C
LT1228CS8#PBF	LT1228CS8#TRPBF	1228	8-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT1228IS8#PBF	LT1228IS8#TRPBF	1228I	8-Lead Plastic SO	–40°C to 85°C
OBSOLETE PACKAGE				
LT1228MJ8	LT1228MJ8#TRPBF	LT1228MJ8	8-Lead CERDIP	–55°C to 125°C
LT1228CJ8	LT1228CJ8#TRPBF	LT1228CJ8	8-Lead CERDIP	0°C to 70°C

Consult LTC Marketing for parts specified with wider operating temperature ranges.
Consult LTC Marketing for information on nonstandard lead based finish parts.

For more information on lead free part marking, go to: http://www.linear.com/leadfree/
For more information on tape and reel specifications, go to: http://www.linear.com/tapeandreel/

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T_A = 25°C. Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8. ±5V ≤ V_S ≤ ±15V, I_{SET} = 0µA, V_{CM} = 0V unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage	T_A = 25°C			±3	±10	mV
			●			±15	mV
	Input Offset Voltage Drift		●		10		µV/°C
I_{IN}^+	Noninverting Input Current	T_A = 25°C			±0.3	±3	µA
			●			±10	µA
I_{IN}^-	Inverting Input Current	T_A = 25°C			±10	±65	µA
			●			±100	µA
e_n	Input Noise Voltage Density	f = 1kHz, R_F = 1k, R_G = 10Ω, R_S = 0Ω			6		nV/√Hz
i_n	Input Noise Current Density	f = 1kHz, R_F = 1k, R_G = 10Ω, R_S = 10k			1.4		pV/√Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T_A = 25°C. Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8. ±5V ≤ V_S ≤ ±15V, I_{SET} = 0µA, V_{CM} = 0V unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
R_{IN}	Input Resistance	V_{IN} = ±13V, V_S = ±15V	●	2	25		MΩ
		V_{IN} = ±3V, V_S = ±5V	●	2	25		MΩ
C_{IN}	Input Capacitance (Note 3)	V_S = ±5V			6		pF
	Input Voltage Range	V_S = ±15V, T_A = 25°C		±13	±13.5		V
			●	±12			V
		V_S = ±5V, T_A = 25°C		±3	±3.5		V
			●	±2			V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	V_S = ±15V, V_{CM} = ±13V, T_A = 25°C		55	69		dB
		V_S = ±15V, V_{CM} = ±12V	●	55			dB
		V_S = ±5V, V_{CM} = ±3V, T_A = 25°C		55	69		dB
		V_S = ±5V, V_{CM} = ±2V	●	55			dB
	Inverting Input Current Common Mode Rejection	V_S = ±15V, V_{CM} = ±13V, T_A = 25°C			2.5	10	µA/V
		V_S = ±15V, V_{CM} = ±12V	●			10	µA/V
		V_S = ±5V, V_{CM} = ±3V, T_A = 25°C			2.5	10	µA/V
		V_S = ±5V, V_{CM} = ±2V	●			10	µA/V
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V_S = ±2V to ±15V, T_A = 25°C		60	80		dB
		V_S = ±3V to ±15V	●	60			dB
	Noninverting Input Current Power Supply Rejection	V_S = ±2V to ±15V, T_A = 25°C			10	50	nA/V
		V_S = ±3V to ±15V	●			50	nA/V
	Inverting Input Current Power Supply Rejection	V_S = ±2V to ±15V, T_A = 25°C			0.1	5	µA/V
		V_S = ±3V to ±15V	●			5	µA/V
A_V	Large-Signal Voltage Gain	V_S = ±15V, V_{OUT} = ±10V, R_{LOAD} = 1k	●	55	65		dB
		V_S = ±5V, V_{OUT} = ±2V, R_{LOAD} = 150Ω	●	55	65		dB
R_{OL}	Transresistance, $\Delta V_{OUT}/\Delta I_{IN}^-$	V_S = ±15V, V_{OUT} = ±10V, R_{LOAD} = 1k	●	100	200		kΩ
		V_S = ±5V, V_{OUT} = ±2V, R_{LOAD} = 150Ω	●	100	200		kΩ
V_{OUT}	Maximum Output Voltage Swing	V_S = ±15V, R_{LOAD} = 400Ω, T_A = 25°C		±12	±13.5		V
			●	±10			V
		V_S = ±5V, R_{LOAD} = 150Ω, T_A = 25°C		±3	±3.7		V
			●	±2.5			V
I_{OUT}	Maximum Output Current	R_{LOAD} = 0Ω, T_A = 25°C		30	65	125	mA
			●	25		125	mA
I_S	Supply Current	V_{OUT} = 0V, I_{SET} = 0V	●		6	11	mA
SR	Slew Rate (Notes 4 and 6)	T_A = 25°C		300	500		V/µs
SR	Slew Rate	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 400Ω			3500		V/µs
t_r	Rise Time (Notes 5 and 6)	T_A = 25°C			10	20	ns
BW	Small-Signal Bandwidth	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			100		MHz
t_r	Small-Signal Rise Time	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			3.5		ns
	Propagation Delay	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			3.5		ns
	Small-Signal Overshoot	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 100Ω			15		%
t_S	Settling Time	0.1%, V_{OUT} = 10V, R_F =1k, R_G = 1k, R_L =1k			45		ns
	Differential Gain (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 1k			0.01		%
	Differential Phase (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 1k			0.01		DEG
	Differential Gain (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 150Ω			0.04		%
	Differential Phase (Note 7)	V_S = ±15V, R_F = 750Ω, R_G = 750Ω, R_L = 150Ω			0.1		DEG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

The ● denotes the specifications which apply over the full operating temperature range, otherwise specifications are at T_A = 25°C. Transconductance Amplifier, Pins 1, 2, 3, 5. ±5V ≤ V_S ≤ ±15V, I_{SET} = 100µA, V_{CM} = 0V unless otherwise noted.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{OS}	Input Offset Voltage	I_{SET} = 1mA, T_A = 25°C			±0.5	±5	mV
			●			±10	mV
	Input Offset Voltage Drift		●		10		µV/°C
I_{OS}	Input Offset Current	T_A = 25°C			40	200	nA
			●			500	nA
I_B	Input Bias Current	T_A = 25°C			0.4	1	µA
			●			5	µA
e_n	Input Noise Voltage Density	f = 1kHz			20		nV/√Hz
R_{IN}	Input Resistance-Differential Mode	V_{IN} = ±30mV	●	30	200		kΩ
	Input Resistance-Common Mode	V_S = ±15V, V_{CM} = ±12V	●	50	1000		MΩ
		V_S = ±5V, V_{CM} = ±2V	●	50	1000		MΩ
C_{IN}	Input Capacitance				3		pF
	Input Voltage Range	V_S = ±15V, T_A = 25°C		±13	±14		V
		V_S = ±15V	●	±12			V
		V_S = ±5V, T_A = 25°C		±3	±4		V
		V_S = ±5V	●	±2			V
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	V_S = ±15V, V_{CM} = ±13V, T_A = 25°C		60	100		dB
		V_S = ±15V, V_{CM} = ±12V	●	60			dB
		V_S = ±5V, V_{CM} = ±3V, T_A = 25°C		60	100		dB
		V_S = ±5V, V_{CM} = ±2V	●	60			dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V_S = ±2V to ±15V, T_A = 25°C		60	100		dB
		V_S = ±3V to ±15V	●	60			dB
g_m	Transconductance	I_{SET} = 100µA, I_{OUT} = ±30µA, T_A = 25°C		0.75	1.00	1.25	µA/mV
	Transconductance Drift		●		–0.33		%/°C
I_{OUT}	Maximum Output Current	I_{SET} = 100µA	●	70	100	130	µA
I_{OL}	Output Leakage Current	I_{SET} = 0µA (+I_{IN} of CFA), T_A = 25°C			0.3	3	µA
			●			10	µA
V_{OUT}	Maximum Output Voltage Swing	V_S = ±15V, R1 = ∞	●	±13	±14		V
		V_S = ±5V, R1 = ∞	●	±3	±4		V
R_O	Output Resistance	V_S = ±15V, V_{OUT} = ±13V	●	2	8		MΩ
		V_S = ±5V, V_{OUT} = ±3V	●	2	8		MΩ
	Output Capacitance (Note 3)	V_S = ±5V			6		pF
I_S	Supply Current, Both Amps	I_{SET} = 1mA	●		9	15	mA
THD	Total Harmonic Distortion	V_{IN} = 30mV_{RMS} at 1kHz, R1 = 100k			0.2		%
BW	Small-Signal Bandwidth	R1 = 50Ω, I_{SET} = 500µA			80		MHz
t_r	Small-Signal Rise Time	R1 = 50Ω, I_{SET} = 500µA, 10% to 90%			5		ns
	Propagation Delay	R1 = 50Ω, I_{SET} = 500µA, 50% to 50%			5		ns

Note 1: Stresses beyond those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. Exposure to any Absolute Maximum Rating condition for extended periods may affect device reliability and lifetime.

Note 2: A heat sink may be required depending on the power supply voltage.

Note 3: This is the total capacitance at Pin 1. It includes the input capacitance of the current feedback amplifier and the output capacitance of the transconductance amplifier.

Note 4: Slew rate is measured at ±5V on a ±10V output signal while operating on ±15V supplies with R_F = 1k, R_G = 110Ω and R_L = 400Ω. The slew rate is much higher when the input is overdriven, see the Applications Information section.

Note 5: Rise time is measured from 10% to 90% on a ±500mV output signal while operating on ±15V supplies with R_F = 1k, R_G = 110Ω and R_L = 100Ω. This condition is not the fastest possible, however, it does guarantee the internal capacitances are correct and it makes automatic testing practical.

Note 6: AC parameters are 100% tested on the ceramic and plastic DIP packaged parts (J and N suffix) and are sample tested on every lot of the SO packaged parts (S suffix).

Note 7: NTSC composite video with an output level of 2V.

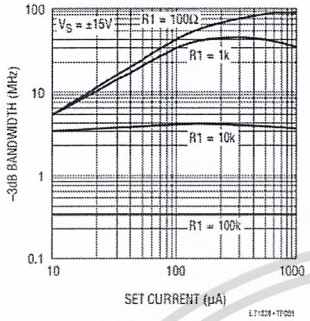
Note 8: Back to back 6V Zener diodes are connected between Pins 2 and 3 for ESD protection.

LINEAR TECHNOLOGY

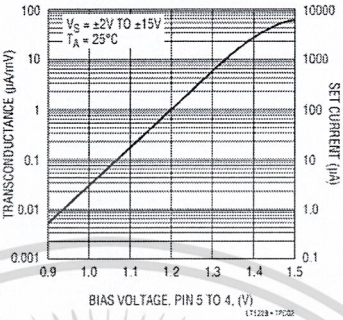
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Transconductance Amplifier, Pins 1, 2, 3, 5

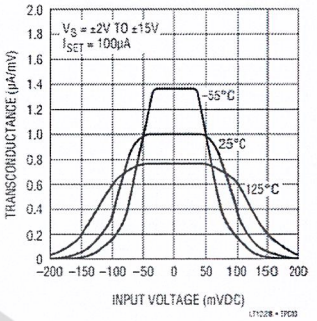
Small-Signal Bandwidth vs Set Current



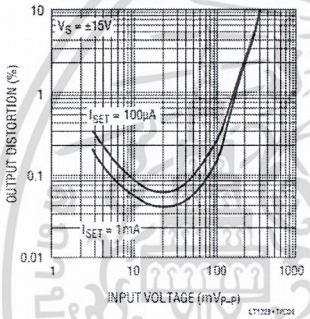
Small-Signal Transconductance and Set Current vs Bias Voltage



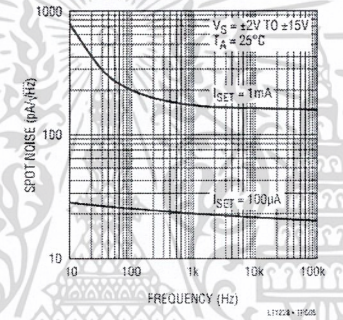
Small-Signal Transconductance vs DC Input Voltage



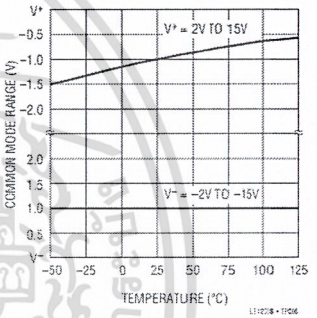
Total Harmonic Distortion vs Input Voltage



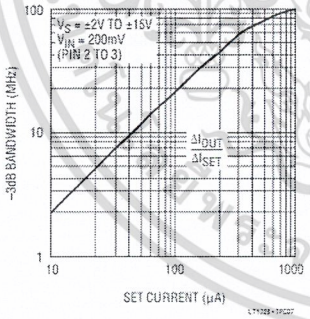
Spot Output Noise Current vs Frequency



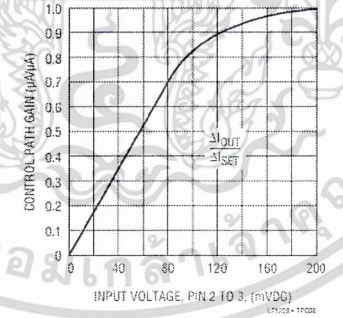
Input Common Mode Limit vs Temperature



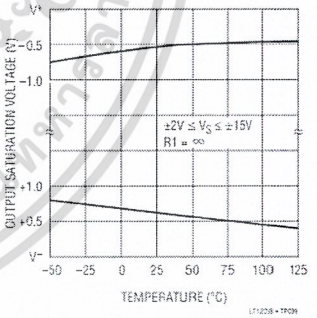
Small-Signal Control Path Bandwidth vs Set Current



Small-Signal Control Path Gain vs Input Voltage



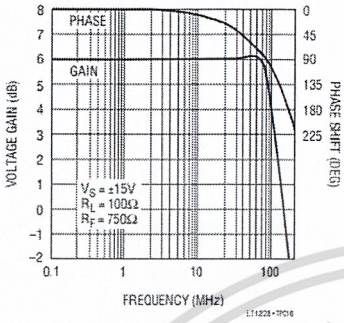
Output Saturation Voltage vs Temperature



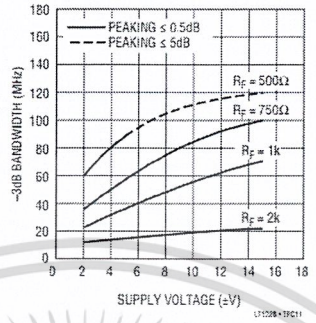
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Transconductance Amplifier, Pins 1, 6, 8

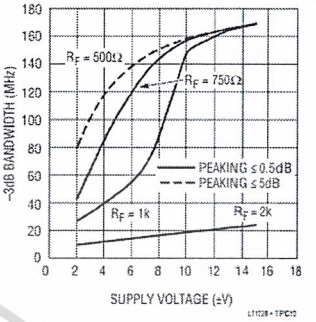
Voltage Gain and Phase vs Frequency, Gain = 6dB



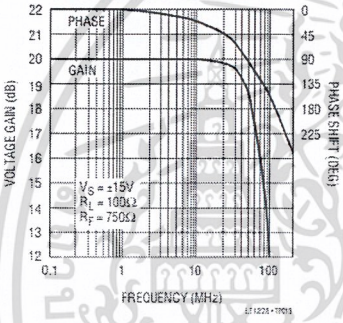
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 2, R_L = 100Ω



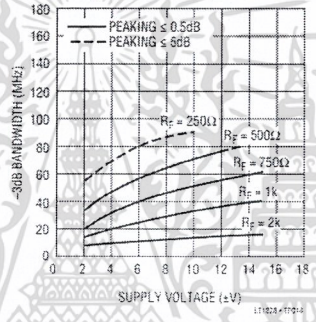
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 2, R_L = 1k



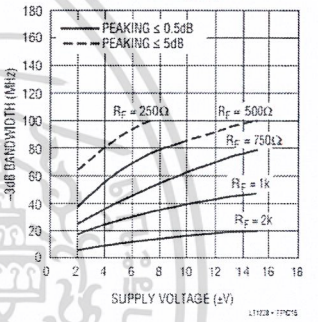
Voltage Gain and Phase vs Frequency, Gain = 20dB



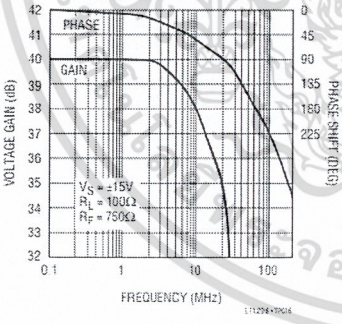
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 10, R_L = 100Ω



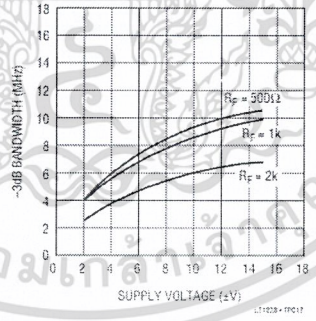
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 10, R_L = 1k



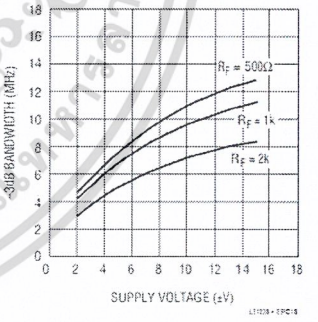
Voltage Gain and Phase vs Frequency, Gain = 40dB



–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 100, R_L = 100Ω



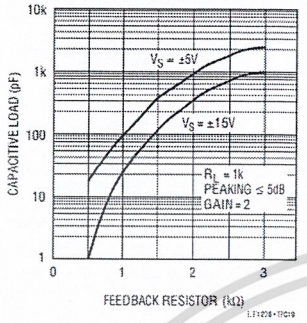
–3dB Bandwidth vs Supply Voltage, Gain = 100, R_L = 1k



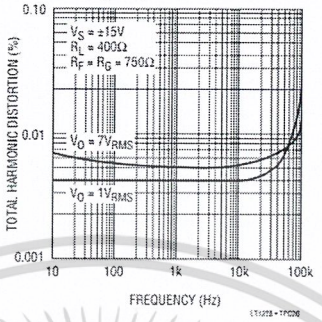
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Transconductance Amplifier, Pins 1, 6, 8

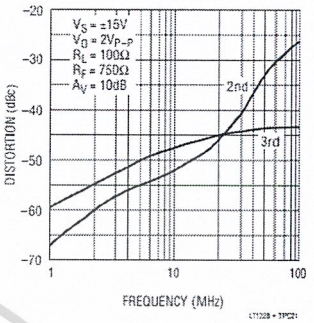
Maximum Capacitive Load vs Feedback Resistor



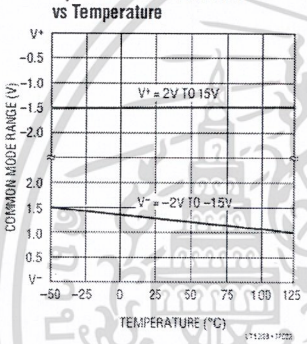
Total Harmonic Distortion vs Frequency



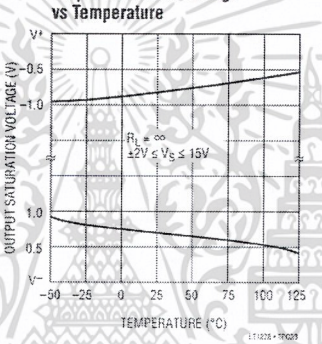
2nd and 3rd Harmonic Distortion vs Frequency



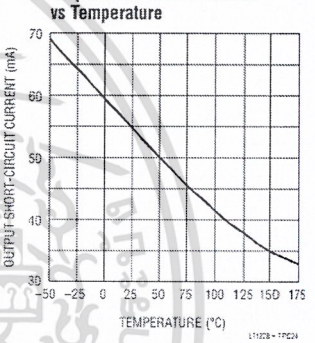
Input Common Mode Limit vs Temperature



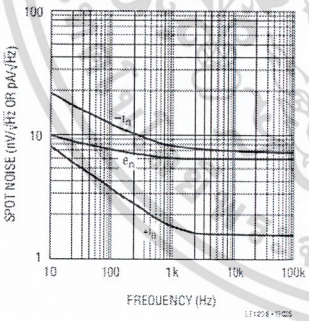
Output Saturation Voltage vs Temperature



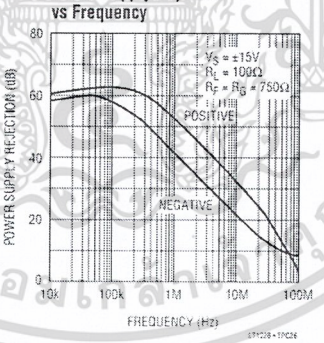
Output Short-Circuit Current vs Temperature



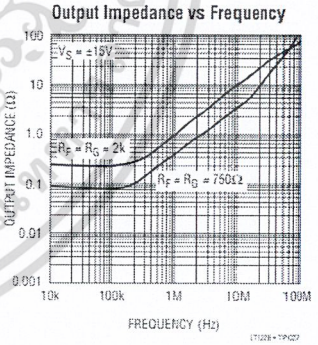
Spot Noise Voltage and Current vs Frequency



Power Supply Rejection vs Frequency



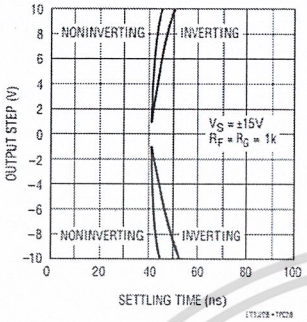
Output Impedance vs Frequency



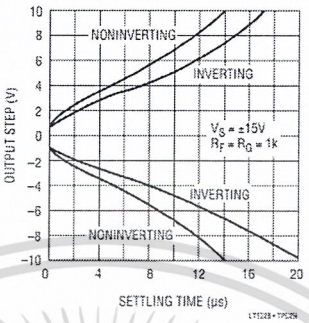
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS Current Feedback Amplifier, Pins 1, 6, 8

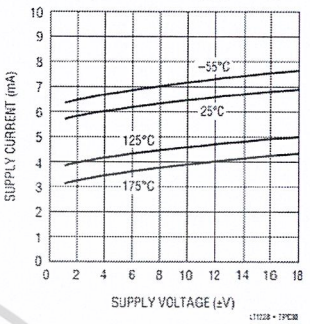
Setting Time to 10mV vs Output Step



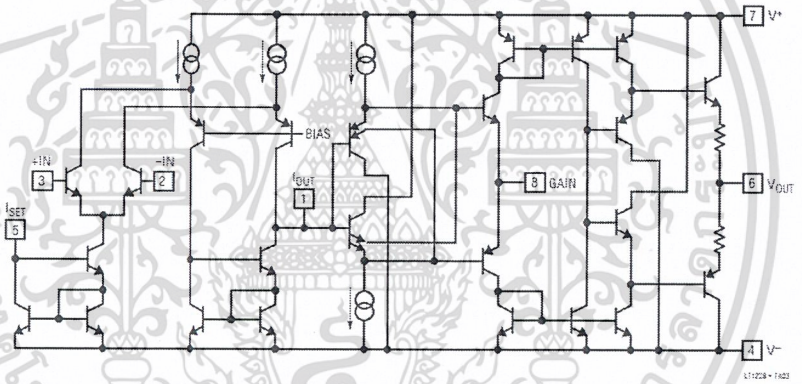
Setting Time to 1mV vs Output Step



Supply Current vs Supply Voltage



SIMPLIFIED SCHEMATIC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

The LT1228 contains two amplifiers, a transconductance amplifier (voltage-to-current) and a current feedback amplifier (voltage-to-voltage). The gain of the transconductance amplifier is proportional to the current that is externally programmed into Pin 5. Both amplifiers are designed to operate on almost any available supply voltage from 4V (±2V) to 30V (±15V). The output of the transconductance amplifier is connected to the noninverting input of the current feedback amplifier so that both fit into an eight pin package.

TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER

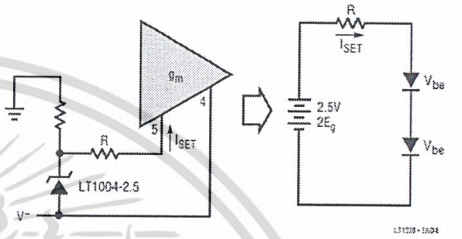
The LT1228 transconductance amplifier has a high impedance differential input (Pins 2 and 3) and a current source output (Pin 1) with wide output voltage compliance. The voltage to current gain or transconductance (g_m) is set by the current that flows into Pin 5, I_{SET}. The voltage at Pin 5 is two forward biased diode drops above the negative supply, Pin 4. Therefore the voltage at Pin 5 (with respect to V^-) is about 1.2V and changes with the log of the set current (120mV/decade), see the characteristic curves. The temperature coefficient of this voltage is about –4mV/°C (–3300ppm/°C) and the temperature coefficient of the logging characteristic is 3300ppm/°C. It is important that the current into Pin 5 be limited to less than 15mA. THE LT1228 WILL BE DESTROYED IF PIN 5 IS SHORTED TO GROUND OR TO THE POSITIVE SUPPLY. A limiting resistor (2k or so) should be used to prevent more than 15mA from flowing into Pin 5.

The small-signal transconductance (g_m) is given as $g_m = 10 \bullet I_{SET}$, with g_m in (A/V) and I_{SET} in (A). This relationship holds over many decades of set current (see the characteristic curves). The transconductance is inversely proportional to absolute temperature (–3300ppm/°C). The input stage of the transconductance amplifier has been designed to operate with much larger signals than is possible with an ordinary diff-amp. The transconductance of the input stage varies much less than 1% for differential input signals over a ±30 mV range (see the characteristic curve Small-Signal Transconductance vs DC Input Voltage).

Resistance Controlled Gain

If the set current is to be set or varied with a resistor or potentiometer it is possible to use the negative temperature coefficient at Pin 5 (with respect to Pin 4) to compensate for the negative temperature coefficient of the transconductance. The easiest way is to use an LT1004-2.5, a 2.5V reference diode, as shown below:

Temperature Compensation of g_m with a 2.5V Reference



The current flowing into Pin 5 has a positive temperature coefficient that cancels the negative coefficient of the transconductance. The following derivation shows why a 2.5V reference results in zero gain change with temperature:

$$\text{Since } g_m = \frac{q}{kT} \times \frac{I_{SET}}{3.87} = 10 \bullet I_{SET}$$

$$\text{and } V_{be} = E_g - \frac{akT}{q} \text{ where } a = \ln\left(\frac{cT^n}{Ic}\right)$$

$$= 19.4 \text{ at } 27°C (c = 0.001,\ n = 3,\ Ic = 100\mu A)$$

E_g is about 1.25V so the 2.5V reference is $2E_g$. Solving the loop for the set current gives:

$$I_{SET} = \frac{2E_g - 2\left(E_g - \frac{akT}{q}\right)}{R} \text{ or } I_{SET} = \frac{2akT}{Rq}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Substituting into the equation for transconductance gives:

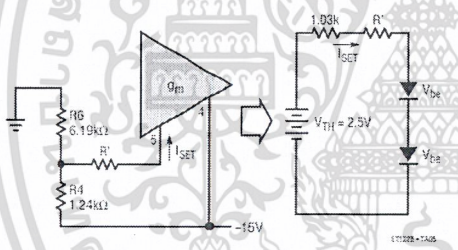
$$g_m = \frac{a}{1.94R} = \frac{10}{R}$$

The temperature variation in the term "a" can be ignored since it is much less than that of the term "T" in the equation for V_{be}. Using a 2.5V source this way will maintain the gain constant within 1% over the full temperature range of –55°C to 125°C. If the 2.5V source is off by 10%, the gain will vary only about ±6% over the same temperature range.

We can also temperature compensate the transconductance without using a 2.5V reference if the negative power supply is regulated. A Thevenin equivalent of 2.5V is generated from two resistors to replace the reference. The two resistors also determine the maximum set current, approximately $1.1V/R_{TH}$. By rearranging the Thevenin equations to solve for R4 and R6 we get the following equations in terms of R_{TH} and the negative supply, V_{EE}.

$$R4 = \frac{R_{TH}}{\left(1 - \frac{2.5V}{V_{EE}}\right)} \text{ and } R6 = \frac{R_{TH} V_{EE}}{2.5V}$$

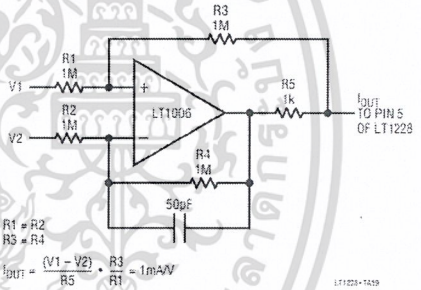
Temperature Compensation of g_m with a Thevenin Voltage



Voltage Controlled Gain

To use a voltage to control the gain of the transconductance amplifier requires converting the voltage into a current that flows into Pin 5. Because the voltage at Pin 5 is two diode drops above the negative supply, a single resistor from the control voltage source to Pin 5 will suffice in many applications. The control voltage is referenced to the negative supply and has an offset of about 900mV. The conversion will be monotonic, but the linearity is determined by the change in the voltage at Pin 5 (120mV per decade of current). The characteristic is very repeatable since the voltage at Pin 5 will vary less than ±5% from part to part. The voltage at Pin 5 also has a negative temperature coefficient as described in the previous section. When the gain of several LT1228s are to be varied together, the current can be split equally by using equal value resistors to each Pin 5.

For more accurate (and linear) control, a voltage-to-current converter circuit using one op amp can be used. The following circuit has several advantages. The input no longer has to be referenced to the negative supply and the input can be either polarity (or differential). This circuit works on both single and split supplies since the input voltage and the Pin 5 voltage are independent of each other. The temperature coefficient of the output current is set by R5.



Digital control of the transconductance amplifier gain is done by converting the output of a DAC to a current flowing into Pin 5. Unfortunately most current output DACs sink rather than source current and do not have output

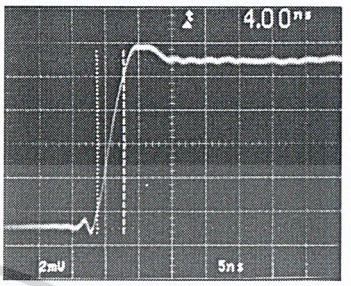
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

compliance compatible with Pin 5 of the LT1228. Therefore, the easiest way to digitally control the set current is to use a voltage output DAC and a voltage-to-current circuit. The previous voltage-to-current converter will take the output of any voltage output DAC and drive Pin 5 with a proportional current. The R, 2R CMOS multiplying DACs operating in the voltage switching mode work well on both single and split supplies with the above circuit.

Logarithmic control is often easier to use than linear control. A simple circuit that doubles the set current for each additional volt of input is shown in the voltage controlled state variable filter application near the end of this data sheet.

Transconductance Amp Small-Signal Response
I_{SET} = 500µA, R1 = 50Ω



Transconductance Amplifier Frequency Response

The bandwidth of the transconductance amplifier is a function of the set current as shown in the characteristic curves. At set currents below 100µA, the bandwidth is approximately:

$$-3dB\ bandwidth = 3 \bullet 10^{11} I_{SET}$$

The peak bandwidth is about 80MHz at 500µA. When a resistor is used to convert the output current to a voltage, the capacitance at the output forms a pole with the resistor. The best case output capacitance is about 5pF with ±15V supplies and 6pF with ±5V supplies. You must add any PC board or socket capacitance to these values to get the total output capacitance. When using a 1k resistor at the output of the transconductance amp, the output capacitance limits the bandwidth to about 25MHz.

The output slew rate of the transconductance amplifier is the set current divided by the output capacitance, which is 6pF plus board and socket capacitance. For example with the set current at 1mA, the slew rate would be over 100V/µs.

CURRENT FEEDBACK AMPLIFIER

The LT1228 current feedback amplifier has very high noninverting input impedance and is therefore an excellent buffer for the output of the transconductance amplifier. The noninverting input is at Pin 1, the inverting input at Pin 8 and the output at Pin 6. The current feedback amplifier maintains its wide bandwidth for almost all voltage gains making it easy to interface the output levels of the transconductance amplifier to other circuitry. The current feedback amplifier is designed to drive low impedance loads such as cables with excellent linearity at high frequencies.

Feedback Resistor Selection

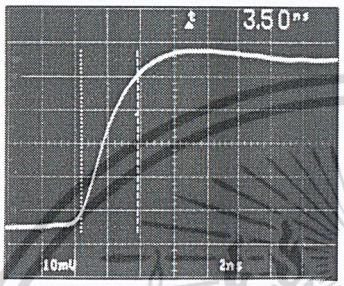
The small-signal bandwidth of the LT1228 current feedback amplifier is set by the external feedback resistors and the internal junction capacitors. As a result, the bandwidth is a function of the supply voltage, the value of the feedback resistor, the closed-loop gain and load resistor. The characteristic curves of bandwidth versus supply voltage are done with a heavy load (100Ω) and a light load (1k) to

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

show the effect of loading. These graphs also show the family of curves that result from various values of the feedback resistor. These curves use a solid line when the response has less than 0.5dB of peaking and a dashed line for the response with 0.5dB to 5dB of peaking. The curves stop where the response has more than 5dB of peaking.

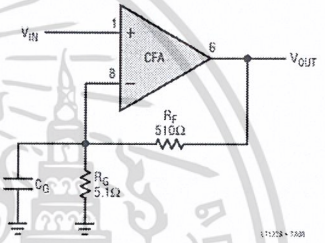
Current Feedback Amp Small-Signal Response
V_S = ±15V, R_F = R_G = 750Ω, R_L = 100Ω



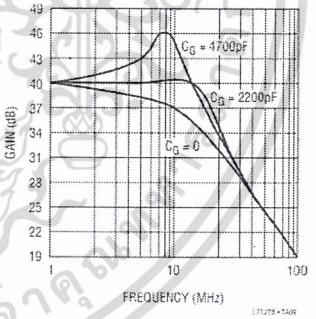
At a gain of two, on ±15V supplies with a 750Ω feedback resistor, the bandwidth into a light load is over 160MHz without peaking, but into a heavy load the bandwidth reduces to 100MHz. The loading has so much effect because there is a mild resonance in the output stage that enhances the bandwidth at light loads but has its Q reduced by the heavy load. This enhancement is only useful at low gain settings, at a gain of ten it does not boost the bandwidth. At unity gain, the enhancement is so effective the value of the feedback resistor has very little effect on the bandwidth. At very high closed-loop gains, the bandwidth is limited by the gain-bandwidth product of about 1GHz. The curves show that the bandwidth at a closed-loop gain of 100 is 10MHz, only one tenth what it is at a gain of two.

Capacitance on the Inverting Input

Current feedback amplifiers want resistive feedback from the output to the inverting input for stable operation. Take care to minimize the stray capacitance between the output and the inverting input. Capacitance on the inverting input to ground will cause peaking in the frequency response (and overshoot in the transient response), but it does not degrade the stability of the amplifier. The amount of capacitance that is necessary to cause peaking is a function of the closed-loop gain taken. The higher the gain, the more capacitance is required to cause peaking. For example, in a gain of 100 application, the bandwidth can be increased from 10MHz to 17MHz by adding a 2200pF capacitor, as shown below. C_G must have very low series resistance, such as silver mica.



Boosting Bandwidth of High Gain Amplifier with Capacitance On Inverting Input



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

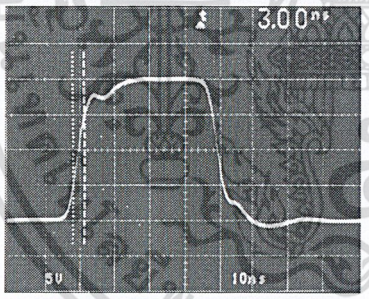
Capacitive Loads

The LT1228 current feedback amplifier can drive capacitive loads directly when the proper value of feedback resistor is used. The graph of Maximum Capacitive Load vs Feedback Resistor should be used to select the appropriate value. The value shown is for 5dB peaking when driving a 1k load, at a gain of 2. This is a worst case condition, the amplifier is more stable at higher gains, and driving heavier loads. Alternatively, a small resistor (10Ω to 20Ω) can be put in series with the output to isolate the capacitive load from the amplifier output. This has the advantage that the amplifier bandwidth is only reduced when the capacitive load is present and the disadvantage that the gain is a function of the load resistance.

Slew Rate

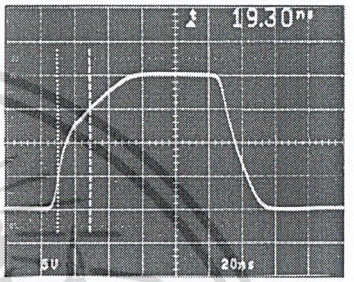
The slew rate of the current feedback amplifier is not independent of the amplifier gain configuration the way it is in a traditional op amp. This is because the input stage and the output stage both have slew rate limitations. The input stage of the LT1228 current feedback amplifier slews at about 100V/µs before it becomes nonlinear. Faster input signals will turn on the normally reverse biased emitters on the input transistors and enhance the slew rate significantly. This enhanced slew rate can be as much as 3500V/µs!

Current Feedback Amp Large-Signal Response
V_S = ±15V, R_F = R_G = 750Ω Slew Rate Enhanced



The output slew rate is set by the value of the feedback resistors and the internal capacitance. At a gain of ten with a 1k feedback resistor and ±15V supplies, the output slew rate is typically 500V/µs and –850V/µs. There is no input stage enhancement because of the high gain. Larger feedback resistors will reduce the slew rate as will lower supply voltages, similar to the way the bandwidth is reduced.

Current Feedback Amp Large-Signal Response
V_S = ±15V, R_F = 1k, R_G = 110Ω, R_L = 400Ω



Settling Time

The characteristic curves show that the LT1228 current feedback amplifier settles to within 10mV of final value in 40ns to 55ns for any output step less than 10V. The curve of settling to 1mV of final value shows that there is a slower thermal contribution up to 20µs. The thermal settling component comes from the output and the input stage. The output contributes just under 1mV/V of output change and the input contributes 300µV/V of input change. Fortunately the input thermal tends to cancel the output thermal. For this reason the noninverting gain of two configuration settles faster than the inverting gain of one.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Power Supplies

The LT1228 amplifiers will operate from single or split supplies from ±2V (4V total) to ±18V (36V total). It is not necessary to use equal value split supplies, however the offset voltage and inverting input bias current of the current feedback amplifier will degrade. The offset voltage changes about 350µV/V of supply mismatch, the inverting bias current changes about 2.5µA/V of supply mismatch.

Power Dissipation

The worst case amplifier power dissipation is the total of the quiescent current times the total power supply voltage plus the power in the IC due to the load. The quiescent supply current of the LT1228 transconductance amplifier is equal to 3.5 times the set current at all temperatures. The quiescent supply current of the LT1228 current feedback amplifier has a strong negative temperature coefficient and at 150°C is less than 7mA, typically only 4.5mA. The power in the IC due to the load is a function of the output voltage, the supply voltage and load resistance. The worst case occurs when the output voltage is at half supply, if it can go that far, or its maximum value if it cannot reach half supply.

For example, let's calculate the worst case power dissipation in a variable gain video cable driver operating on ±12V supplies that delivers a maximum of 2V into 150Ω. The maximum set current is 1mA.

$$P_D = 2V_S(I_{SMAX} + 3.5I_{SET}) + (V_S - V_{OMAX})\frac{V_{OMAX}}{R_L}$$

$$P_D = 2 \bullet 12V \bullet [7mA + (3.5 \bullet 1mA)] + (12V - 2V)\frac{2V}{150\Omega}$$

$$= 0.252 + 0.133 = 0.385W$$

The total power dissipation times the thermal resistance of the package gives the temperature rise of the die above ambient. The above example in SO-8 surface mount package (thermal resistance is 150°C/W) gives:

$$\text{Temperature Rise} = P_D\theta_{JA} = 0.385W \bullet 150°C/W$$
$$= 57.75°C$$

Therefore the maximum junction temperature is 70°C +57.75°C or 127.75°C, well under the absolute maximum junction temperature for plastic packages of 150°C.

TYPICAL APPLICATIONS

Basic Gain Control

The basic gain controlled amplifier is shown on the front page of the data sheet. The gain is directly proportional to the set current. The signal passes through three stages from the input to the output.

First the input signal is attenuated to match the dynamic range of the transconductance amplifier. The attenuator should reduce the signal down to less than 100mV peak. The characteristic curves can be used to estimate how much distortion there will be at maximum input signal. For single ended inputs eliminate R2A or R3A.

The signal is then amplified by the transconductance amplifier (g_m) and referred to ground. The voltage gain of the transconductance amplifier is:

$$g_m \bullet R1 = 10 \bullet I_{SET} \bullet R1$$

Lastly the signal is buffered and amplified by the current feedback amplifier (CFA). The voltage gain of the current feedback amplifier is:

$$1 + \frac{R_F}{R_G}$$

The overall gain of the gain controlled amplifier is the product of all three stages:

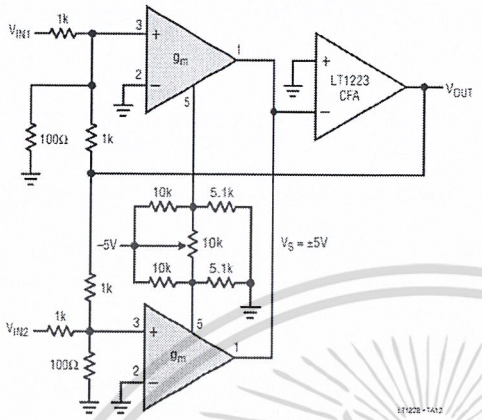
$$A_V = \left(\frac{R3}{R3 + R3A}\right) \bullet 10 \bullet I_{SET} \bullet R1 \bullet \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right)$$

More than one output can be summed into R1 because the output of the transconductance amplifier is a current. This is the simplest way to make a video mixer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

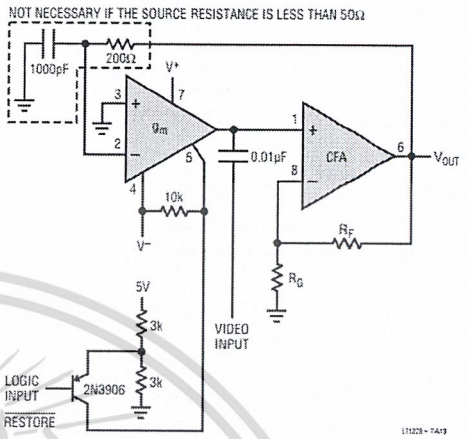
TYPICAL APPLICATIONS

Video Fader



The video fader uses the transconductance amplifiers from two LT1228s in the feedback loop of another current feedback amplifier, the LT1223. The amount of signal from each input at the output is set by the ratio of the set currents of the two LT1228s, not by their absolute value. The bandwidth of the current feedback amplifier is inversely proportional to the set current in this configuration. Therefore, the set currents remain high over most of the pot's range, keeping the bandwidth over 15MHz even when the signal is attenuated 20dB. The pot is set up to completely turn off one LT1228 at each end of the rotation.

Video DC Restore (Clamp) Circuit



The video restore (clamp) circuit restores the black level of the composite video to zero volts at the beginning of every line. This is necessary because AC coupled video changes DC level as a function of the average brightness of the picture. DC restoration also rejects low frequency noise such as hum.

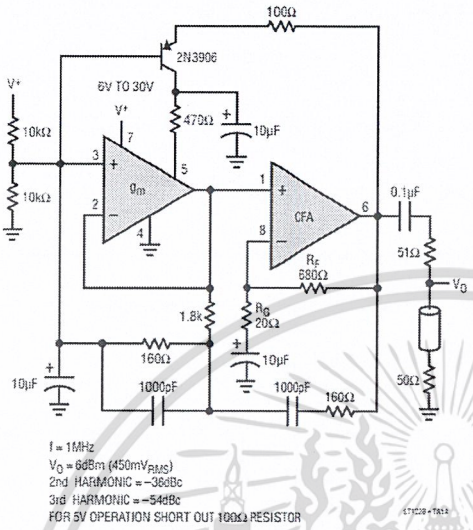
The circuit has two inputs: composite video and a logic signal. The logic signal is high except during the back porch time right after the horizontal sync pulse. While the logic is high, the PNP is off and I_{SET} is zero. With I_{SET} equal to zero the feedback to Pin 2 has no affect. The video input drives the noninverting input of the current feedback amplifier whose gain is set by R_F and R_G. When the logic signal is low, the PNP turns on and I_{SET} goes to about 1mA. Then the transconductance amplifier charges the capacitor to force the output to match the voltage at Pin 3, in this case zero volts.

This circuit can be modified so that the video is DC coupled by operating the amplifier in an inverting configuration. Just ground the video input shown and connect R_G to the video input instead of to ground.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

Single Supply Wien Bridge Oscillator

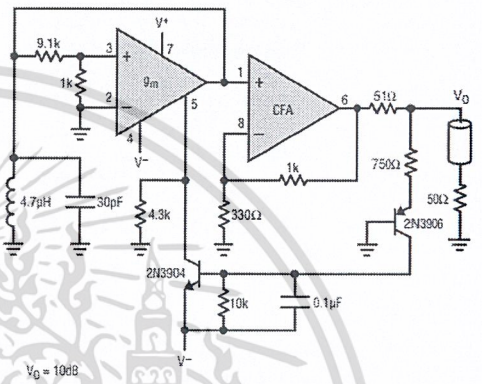


In this application the LT1228 is biased for operation from a single supply. An artificial signal ground at half supply voltage is generated with two 10k resistors and bypassed with a capacitor. A capacitor is used in series with R_G to set the DC gain of the current feedback amplifier to unity.

The transconductance amplifier is used as a variable resistor to control gain. A variable resistor is formed by driving the inverting input and connecting the output back to it. The equivalent resistor value is the inverse of the gm. This works with the 1.8k resistor to make a variable attenuator. The 1MHz oscillation frequency is set by the Wien bridge network made up of two 1000pF capacitors and two 160Ω resistors.

For clean sine wave oscillation, the circuit needs a net gain of one around the loop. The current feedback amplifier has a gain of 34 to keep the voltage at the transconductance amplifier input low. The Wien bridge has an attenuation of 3 at resonance; therefore the attenuation of the 1.8k resistor and the transconductance amplifier must be about 11, resulting in a set current of about 600µA at oscillation. At start-up there is no set current and therefore no attenuation for a net gain of about 11 around the loop. As the output oscillation builds up it turns on the PNP transistor which generates the set current to regulate the output voltage.

12MHz Negative Resistance LC Oscillator



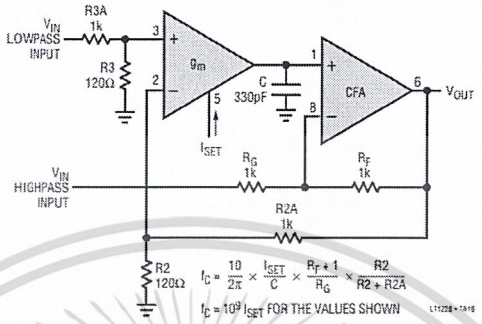
This oscillator uses the transconductance amplifier as a negative resistor to cause oscillation. A negative resistor results when the positive input of the transconductance amplifier is driven and the output is returned to it. In this example a voltage divider is used to lower the signal level at the positive input for less distortion. The negative resistor will not DC bias correctly unless the output of the transconductance amplifier drives a very low resistance. Here it sees an inductor to ground so the gain at DC is zero. The oscillator needs negative resistance to start and that is provided by the 4.3k resistor to Pin 5. As the output level rises it turns on the PNP transistor and in turn the NPN which steals current from the transconductance amplifier bias input.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

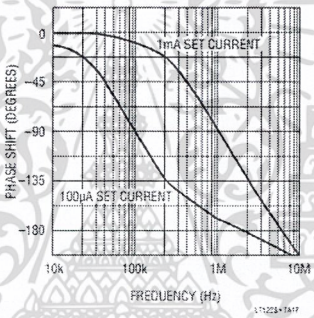
TYPICAL APPLICATIONS

Filters

Single Pole Low/High/Allpass Filter



Allpass Filter Phase Response



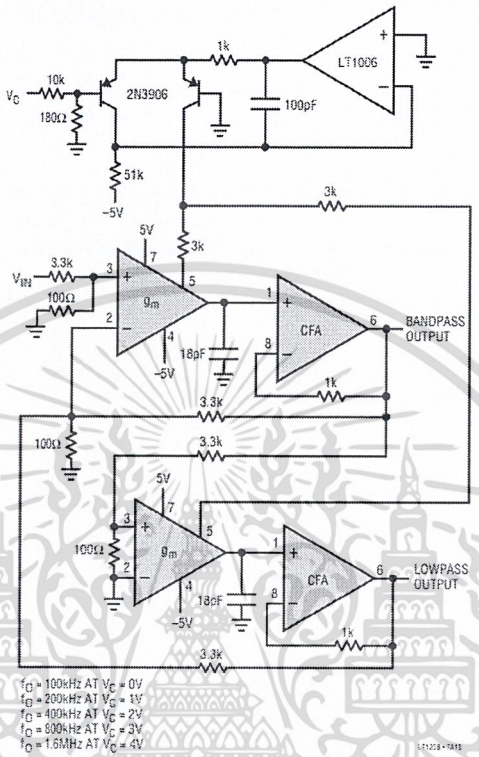
Using the variable transconductance of the LT1228 to make variable filters is easy and predictable. The most straight forward way is to make an integrator by putting a capacitor at the output of the transconductance amp and buffering it with the current feedback amplifier. Because the input bias current of the current feedback amplifier must be supplied by the transconductance amplifier, the set current should not be operated below 10µA. This limits the filters to about a 100:1 tuning range.

The Single Pole circuit realizes a single pole filter with a corner frequency (f_C) proportional to the set current. The values shown give a 100kHz corner frequency for 100µA set current. The circuit has two inputs, a lowpass filter input and a highpass filter input. To make a lowpass filter, ground the highpass input and drive the lowpass input. Conversely for a highpass filter, ground the lowpass input and drive the highpass input. If both inputs are driven, the result is an allpass filter or phase shifter. The allpass has flat amplitude response and 0° phase shift at low frequencies, going to –180° at high frequencies. The allpass filter has –90° phase shift at the corner frequency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

Voltage Controlled State Variable Filter



The state variable filter has both lowpass and bandpass outputs. Each LT1228 is configured as a variable integrator whose frequency is set by the attenuators, the capacitors and the set current. Because the integrators have both positive and negative inputs, the additional op amp normally required is not needed. The input attenuators set the circuit up to handle $3V_{P-P}$ signals.

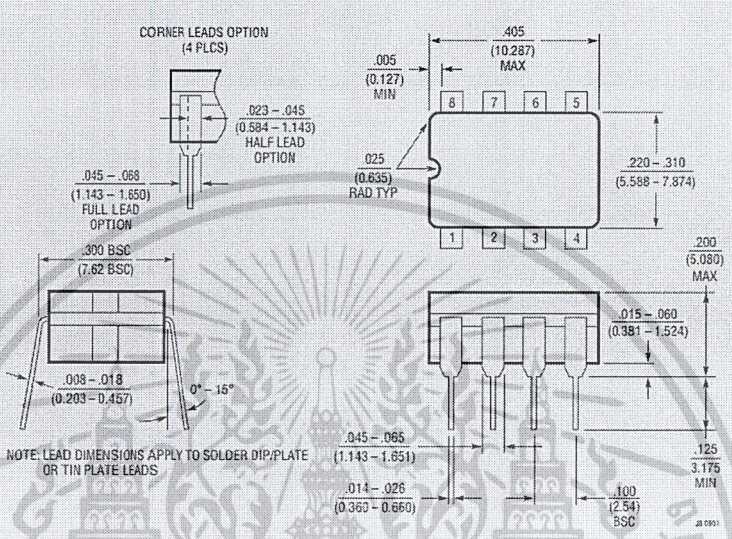
The set current is generated with a simple circuit that gives logarithmic voltage to current control. The two PNP transistors should be a matched pair in the same package for best accuracy. If discrete transistors are used, the 51k resistor should be trimmed to give proper frequency response with V_C equal zero. The circuit generates 100µA for V_C equal zero volts and doubles the current for every additional volt. The two 3k resistors divide the current between the two LT1228s. Therefore the set current of each amplifier goes from 50µA to 800µA for a control voltage of 0V to 4V. The resulting filter is at 100kHz for V_C equal zero, and changes it one octave/V of control input.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DESCRIPTION

Please refer to http://www.linear.com/designtools/packaging/ for the most recent package drawings.

J8 Package
3-Lead CERDIP (Narrow .300 Inch, Hermetic)
(Reference LTC DWG # 05-08-1110)



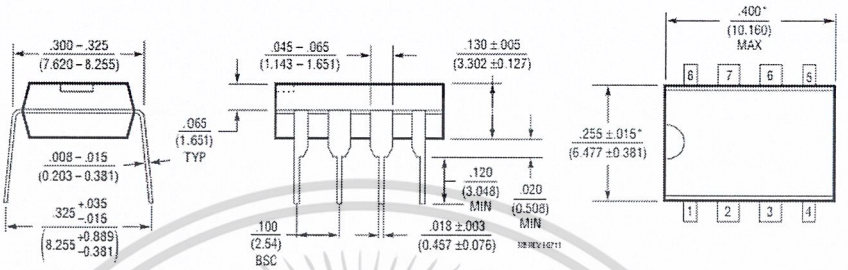
OBSOLETE PACKAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DESCRIPTION

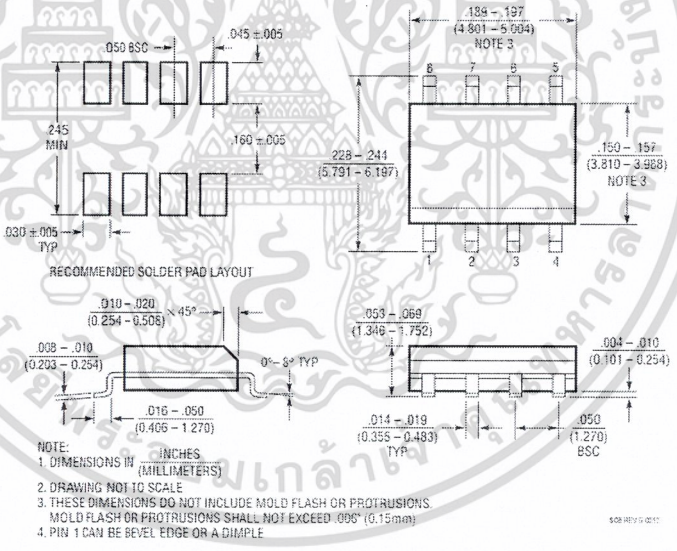
Please refer to http://www.linear.com/designtools/packaging/ for the most recent package drawings.

N Package
8-Lead PDIP (Narrow .300 Inch)
(Reference LTC DWG # 05-08-1510 Rev I)



NOTE:
1. DIMENSIONS ARE INCHES / MILLIMETERS
*THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.
MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED .010 INCH (0.254mm)

S8 Package
8-Lead Plastic Small Outline (Narrow .150 Inch)
(Reference LTC DWG # 05-08-1610 Rev G)



NOTE:
1. DIMENSIONS IN INCHES / (MILLIMETERS)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. THESE DIMENSIONS DO NOT INCLUDE MOLD FLASH OR PROTRUSIONS.
MOLD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED .006" (0.15mm)
4. PIN 1 CAN BE BEVEL EDGE OR A DIMPLE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REVISION HISTORY (Revision history begins at Rev D)

REV	DATE	DESCRIPTION	PAGE NUMBER
D	06/12	Updated Order Information table to new format	2
		Clarified units used in $g_m = 10 \bullet I_{SET}$ relationship	9

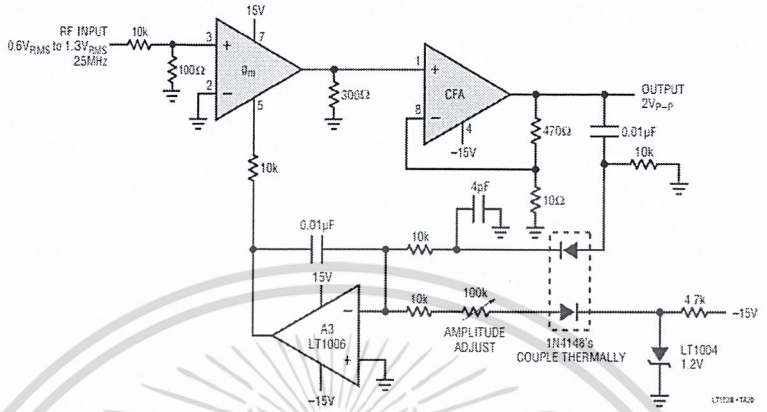
LINEAR TECHNOLOGY

Information furnished by Linear Technology Corporation is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed for its use. Linear Technology Corporation makes no representation that the interconnection of its circuits as described herein will not infringe on existing patent rights.

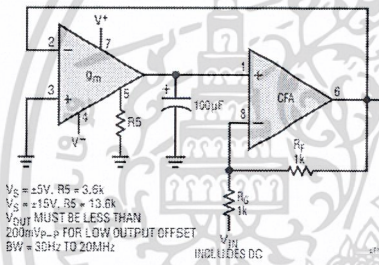
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL APPLICATIONS

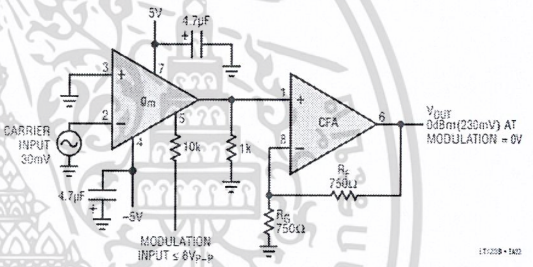
RF AGC Amplifier (Leveling Loop)



Inverting Amplifier with DC Output Less Than 5mV



Amplitude Modulator



RELATED PARTS

PART NUMBER	DESCRIPTION	COMMENTS
LT1227	140MHz Current Feedback Amplifier	1100V/µs Slew Rate, 0.01% Differential Gain, 0.03% Differential Phase
LT1251/LT1256	40MHz Video Fader	Accurate Linear Gain Control: ±1% Typ, ±3% Max
LT1399	400MHz Current Feedback Amplifier	800V/µs Slew Rate, 80mA Output Current

Linear Technology Corporation
1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA 95035-7417
(408) 432-1900 • FAX: (408) 434-0507 • www.linear.com

LT 0612 REV D • PRINTED IN USA

© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2012

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค

คุณสมบัติ ไอซี AD844

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ANALOG DEVICES

60 MHz, 2000 V/μs Monolithic Op Amp

AD844

FEATURES

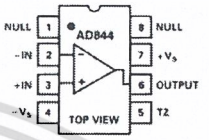
Wide Bandwidth: 60 MHz at Gain of –1
33 MHz at Gain of –10
Very High Output Slew Rate: Up to 2000 V/μs
20 MHz Full Power Bandwidth, 20 V pk-pk, R_L = 500 Ω
Fast Settling: 100 ns to 0.1% (10 V Step)
Differential Gain Error: 0.03% at 4.4 MHz
Differential Phase Error: 0.15° at 4.4 MHz
High Output Drive: ±50 mA into 50 Ω Load
Low Offset Voltage: 150 μV max (B Grade)
Low Quiescent Current: 6.5 mA
Available in Tape and Reel in Accordance with EIA-481A Standard

APPLICATIONS

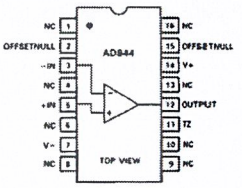
Flash ADC Input Amplifiers
High Speed Current DAC Interfaces
Video Buffers and Cable Drivers
Pulse Amplifiers

CONNECTION DIAGRAMS

8-Pin Plastic (N), and Cerdip (Q) Packages



16-Pin SOIC (R) Package



PRODUCT DESCRIPTION

The AD844 is a high speed monolithic operational amplifier fabricated using Analog Devices' junction isolated complementary bipolar (CB) process. It combines high bandwidth and very fast large signal response with excellent dc performance. Although optimized for use in current to voltage applications and as an inverting mode amplifier, it is also suitable for use in many non-inverting applications.

The AD844 can be used in place of traditional op amps, but its current feedback architecture results in much better ac performance, high linearity and an exceptionally clean pulse response.

This type of op amp provides a closed-loop bandwidth which is determined primarily by the feedback resistor and is almost independent of the closed-loop gain. The AD844 is free from the slew rate limitations inherent in traditional op amps and other current-feedback op amps. Peak output rate of change can be over 2000 V/μs for a full 20 V output step. Settling time is typically 100 ns to 0.1%, and essentially independent of gain. The AD844 can drive 50 Ω loads to ±2.5 V with low distortion and is short circuit protected to 80 mA.

The AD844 is available in four performance grades and three package options. In the 16-pin SOIC (R) package, the AD844J is specified for the commercial temperature range of 0°C to +70°C. The AD844A and AD844B are specified for the industrial temperature range of –40°C to +85°C and are available in the cerdip (Q) package. The AD844A is also available in an 8-pin plastic mini-DIP (N). The AD844S is specified over the military temperature range of –55°C to +125°C. It is available in the 8-pin cerdip (Q) package. "A" and "S" grade chips and devices processed to MIL-STD-883B, REV. C are also available.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD844 is a versatile, low cost component providing an excellent combination of ac and dc performance. It may be used as an alternative to the EL2020 and CLC400/1.
2. It is essentially free from slew rate limitations. Rise and fall times are essentially independent of output level.
3. The AD844 can be operated from ±4.5 V to ±18 V power supplies and is capable of driving loads down to 50 Ω, as well as driving very large capacitive loads using an external network.
4. The offset voltage and input bias currents of the AD844 are laser trimmed to minimize dc errors; V_{OS} drift is typically 1 μV/°C and bias current drift is typically 9 nA/°C.
5. The AD844 exhibits excellent differential gain and differential phase characteristics, making it suitable for a variety of video applications with bandwidths up to 60 MHz.
6. The AD844 combines low distortion, low noise and low drift with wide bandwidth, making it outstanding as an input amplifier for flash A/D converters.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844—SPECIFICATIONS (@ T_A = +25°C and V_S = ±15 V dc, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD844J/A Min	AD844J/A Typ	AD844J/A Max	AD844B Min	AD844B Typ	AD844B Max	AD844S Min	AD844S Typ	AD844S Max	Units
INPUT OFFSET VOLTAGE[1]			50	300		50	150		50	300	μV
T_{MIN}–T_{MAX}			75	500		75	200		125	500	μV
vs. Temperature			1			1	5		1	5	μV/°C
vs. Supply	5 V–18 V										
Initial			4	20		4	10		4	20	μV/V
T_{MIN}–T_{MAX}			4			4	10		4	20	μV/V
vs. Common Mode	V_{CM} = ±10 V										
Initial			10	35		10	20		10	35	μV/V
T_{MIN}–T_{MAX}			10			10	20		10	35	μV/V
INPUT BIAS CURRENT											
–Input Bias Current[1]			200	450		150	250		200	450	nA
T_{MIN}–T_{MAX}			800	1500		750	1100		1900	2500	nA
vs. Temperature			9			9	15		20	30	nA/°C
vs. Supply	5 V–18 V										
Initial			175	250		175	200		175	250	nA/V
T_{MIN}–T_{MAX}			220			220	240		220	300	nA/V
vs. Common Mode	V_{CM} = ±10 V										
Initial			90	160		90	110		90	160	nA/V
T_{MIN}–T_{MAX}			110			110	150		120	200	nA/V
+Input Bias Current[1]			150	400		100	200		100	400	nA
T_{MIN}–T_{MAX}			350	700		300	500		800	1300	nA
vs. Temperature			3			3	7		7	15	nA/°C
vs. Supply	5 V–18 V										
Initial			80	150		80	100		80	150	nA/V
T_{MIN}–T_{MAX}			100			100	120		120	200	nA/V
vs. Common Mode	V_{CM} = ±10 V										
Initial			90	150		90	120		90	150	nA/V
T_{MIN}–T_{MAX}			130			130	190		140	200	nA/V
INPUT CHARACTERISTICS											
Input Resistance											
–Input			50	65		50	65		50	65	Ω
+Input		7	10		7	10		7	10		MΩ
Input Capacitance											
–Input			2			2			2		pF
+Input			2			2			2		pF
Input Voltage Range											
Common Mode		±10			±10			±10			V
INPUT VOLTAGE NOISE	f ≥ 1 kHz		2			2			2		nV/√Hz
INPUT CURRENT NOISE											
–Input	f ≥ 1 kHz		10			10			10		pA/√Hz
+Input	f ≥ 1 kHz		12			12			12		pA/√Hz
OPEN LOOP TRANSRESISTANCE	V_{OUT} = ±10 V										
	R_{LOAD} = 500 Ω	2.2	3.0		2.8	3.0		2.2	3.0		MΩ
T_{MIN}–T_{MAX}		1.3	2.0		1.6	2.0		1.3	1.6		MΩ
Transcapacitance			4.5			4.5			4.5		pF
DIFFERENTIAL GAIN ERROR[2]	f = 4.4 MHz		0.03			0.03			0.03		%
DIFFERENTIAL PHASE ERROR[2]	f = 4.4 MHz		0.15			0.15			0.15		Degree
FREQUENCY RESPONSE											
Small Signal Bandwidth											
[3]Gain = –1			60			60			60		MHz
[4]Gain = –10			33			33			33		MHz
TOTAL HARMOMIC DISTORTION	f = 100 kHz, 2 V rms[5]		0.005			0.005			0.005		%
SETTLING TIME											
10 V Output Step	±15 V Supplies										
Gain = –1, to 0.1%[5]			100			100			100		ns
Gain = –10, to 0.1%[6]			100			100			100		ns
2 V Output Step	±5 V Supplies										
Gain = –1, to 0.1%[5]			110			110			110		ns
Gain = –10, to 0.1%[6]			100			100			100		ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Model	Conditions	AD844J/A Min	AD844J/A Typ	AD844J/A Max	AD844B Min	AD844B Typ	AD844B Max	AD844S Min	AD844S Typ	AD844S Max	Units
OUTPUT SLEW RATE	Overdriven Input	1200	2000		1200	2000		1200	2000		V/μs
FULL POWER BANDWIDTH											
V_{OUT} = 20 V p-p[5]	V_S = ±15 V		20			20			20		MHz
V_{OUT} = 2 V p-p[5]	V_S = ±5 V THD = 3%		20			20			20		MHz
OUTPUT CHARACTERISTICS											
Voltage	R_{LOAD} = 500 Ω	**10**	11		**10**	11		**10**	11		±V
Short Circuit Current			80			80			80		mA
T_{MIN}–T_{MAX}			60			60			60		mA
Output Resistance	Open Loop		15			15			15		Ω
POWER SUPPLY											
Operating Range		±4.5		±18	±4.5		±18	+4.5		±18	V
Quiescent Current			6.5	7.5		6.5	7.5		6.5	7.5	mA
T_{MIN}–T_{MAX}			7.5	8.5		7.5	8.5		8.5	9.5	mA

NOTES
[1]Rated performance after a 5 minute warmup at T_A = 25°C.
[2]Input signal 285 mV p-p carrier (40 IRE) riding on 0 mV to 642 mV (90 IRE) ramp. R_L = 100 Ω; R1, R2 = 300 Ω.
[3]Input signal 0 dBm, C_L = 10 pF, R_L = 500 Ω, R1 = 500 Ω, R2 = 500 Ω in Figure 26.
[4]Input signal 0 dBm, C_L =10 pF, R_L = 500 Ω, R1 = 500 Ω, R2 = 50 Ω in Figure 26.
[5]C_L = 10 pF, R_L = 500 Ω, R1 = 1 kΩ, R2 = 1 kΩ in Figure 26.
[6]C_L = 10 pF, R_L = 500 Ω, R1 = 500 Ω, R2 = 50 Ω in Figure 26.

Specifications subject to change without notice. All min and max specifications are guaranteed.
Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS[1]

Supply Voltage . . . . . ±18 V
Power Dissipation[2] . . . . . 1.1 W
Output Short Circuit Duration . . . . . Indefinite
Common-Mode Input Voltage . . . . . $\pm V_S$
Differential Input Voltage . . . . . 6 V
Inverting Input Current
  Continuous . . . . . 5 mA
  Transient . . . . . 10 mA
Storage Temperature Range (Q) . . . . . –65°C to +150°C
  (N, R) . . . . . –65°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec) . . . . . +300°C
ESD Rating . . . . . 1000 V

NOTES
[1]Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.
[2]28-Pin Plastic Package: θ_{JA} = 100°C/Watt
8-Pin Cerdip Package: θ_{JA} = 110°C/Watt
16-Pin SOIC Package: θ_{JA} = 100°C/Watt

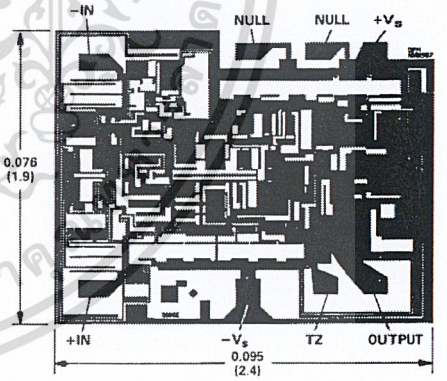
ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option*
AD844JR	0°C to +70°C	R-16
AD844JR-REEL	0°C to +70°C	Tape and Reel
AD844AN	–40°C to +85°C	N-8
AD844AQ	–40°C to +85°C	Q-8
AD844BQ	–40°C to +85°C	Q-8
AD844SQ	–55°C to +125°C	Q-8
AD844SQ/883B	–55°C to +125°C	Q-8
5962-8964401PA	–55°C to +125°C	Q-8
AD844A Chips	–40°C to +85°C	Die
AD844S Chips	–55°C to +125°C	Die

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; R = Small Outline IC (SOIC).

METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.
Dimension shown in inches and (mm).



SUBTRATE CONNECTED TO +V_S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844—Typical Characteristics (T_A = +25°C and V_S = ±15 V, unless otherwise noted)

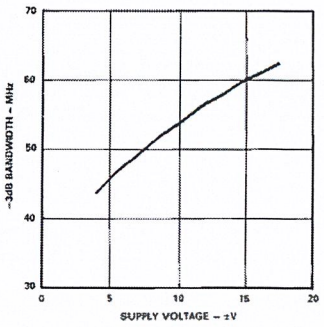


Figure 1. –3 dB Bandwidth vs. Supply Voltage R1 = R2 = 500 Ω

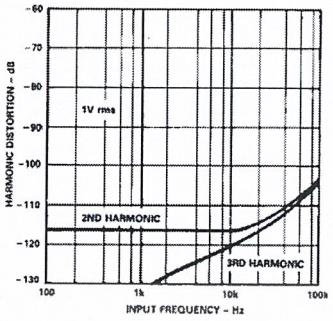


Figure 2. Harmonic Distortion vs. Frequency, R1 = R2 = 1 kΩ

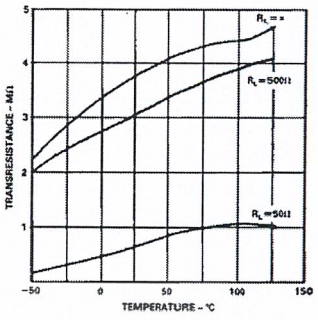


Figure 3. Transresistance vs. Temperature

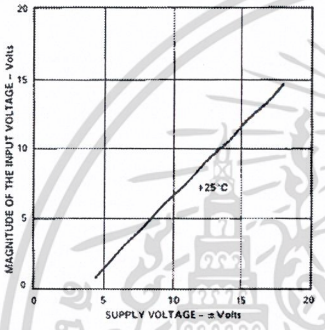


Figure 4. Noninverting Input Voltage Swing vs. Supply Voltage

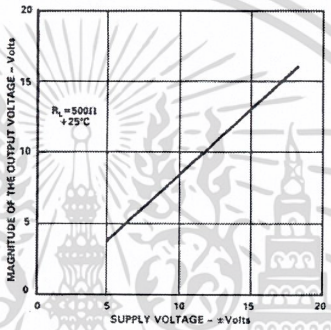


Figure 5. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

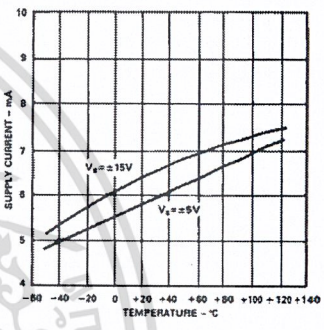


Figure 6. Quiescent Supply Current vs. Temperature and Supply Voltage

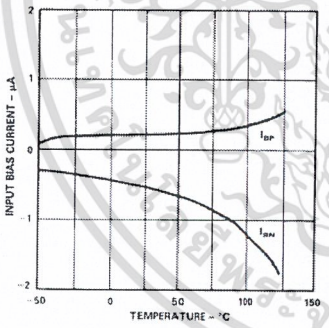


Figure 7. Inverting Input Bias Current (I_{BN}) and Noninverting Input Bias Current (I_{BP}) vs. Temperature

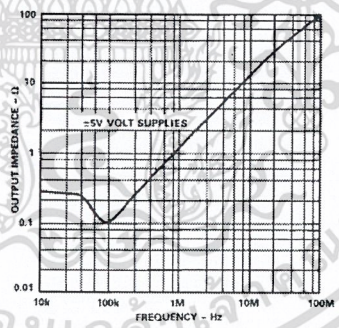


Figure 8. Output Impedance vs. Frequency, Gain = –1, R1 = R2 = 1 kΩ

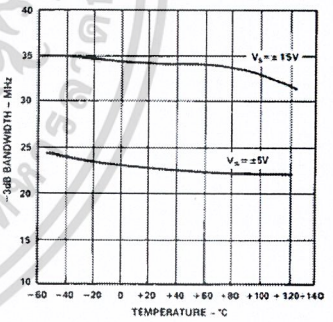


Figure 9. –3 dB Bandwidth vs. Temperature, Gain = –1, R1 = R2 = 1 kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inverting Gain of 1 AC Characteristics

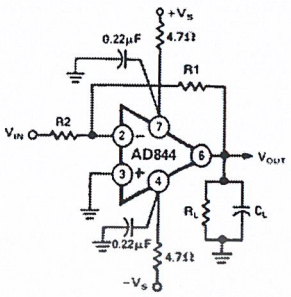


Figure 10. Inverting Amplifier, Gain of −1 (R1 = R2)

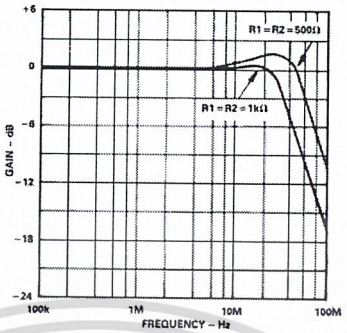


Figure 11. Gain vs. Frequency for Gain = −1, R_L = 500 Ω, C_L = 0 pF

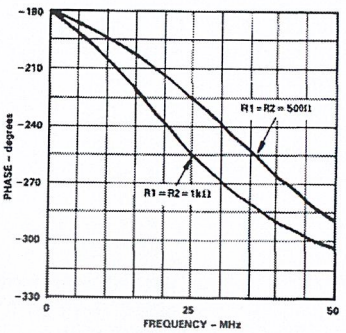


Figure 12. Phase vs. Frequency Gain = −1, R_L = 500 Ω, C_L = 0 pF

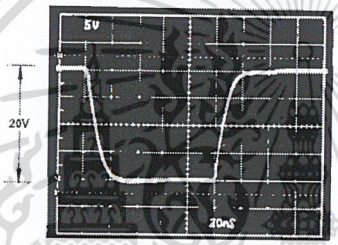


Figure 13. Large Signal Pulse Response, Gain = −1, R1 = R2 = 1 kΩ

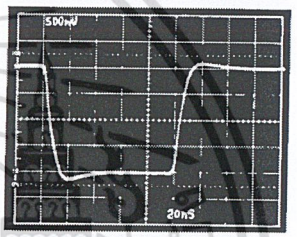


Figure 14. Small Signal Pulse Response, Gain = −1, R1 = R2 = 1 kΩ

Inverting Gain of 10 AC Characteristics

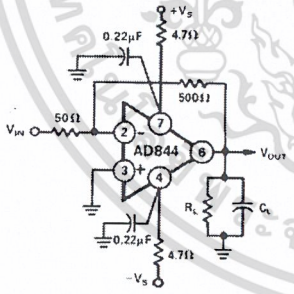


Figure 15. Gain of −10 Amplifier

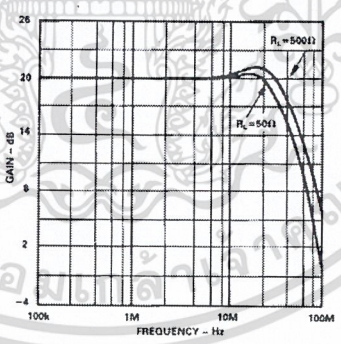


Figure 16. Gain vs. Frequency, Gain = −10

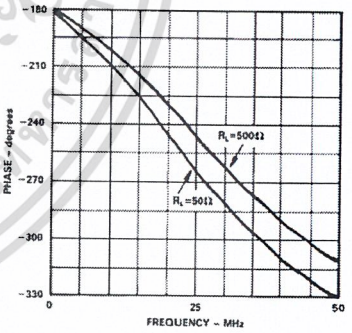


Figure 17. Phase vs. Frequency, Gain = −10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inverting Gain of 10 Pulse Response

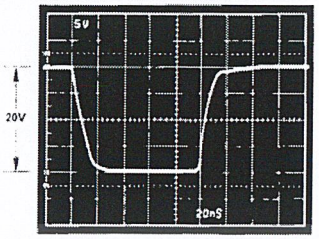


Figure 18. Large Signal Pulse Response, Gain = –10, R_L = 500 Ω

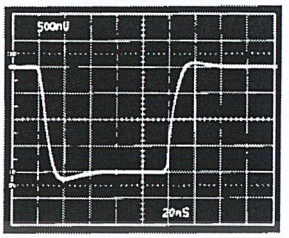


Figure 19. Small Signal Pulse Response, Gain = –10, R_L = 500 Ω

Noninverting Gain of 10 AC Characteristics

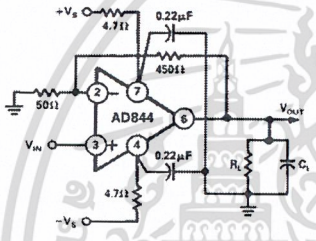


Figure 20. Noninverting Gain of +10 Amplifier

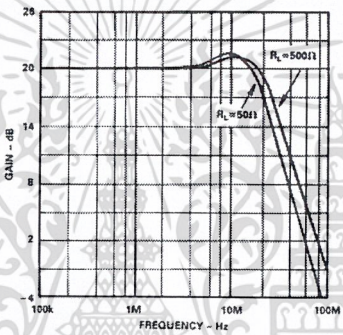


Figure 21. Gain vs. Frequency, Gain = +10

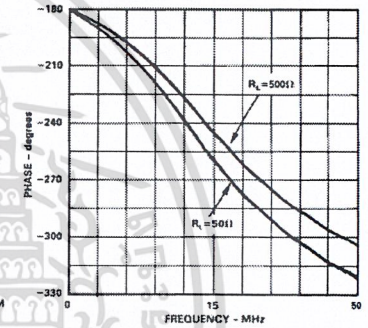


Figure 22. Phase vs. Frequency, Gain = +10

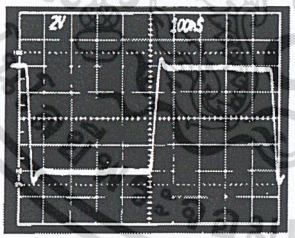


Figure 23. Noninverting Amplifier Large Signal Pulse Response, Gain = +10, R_L = 500 Ω

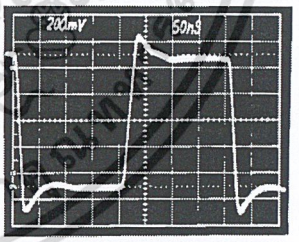


Figure 24. Small Signal Pulse Response, Gain = +10, R_L = 500 Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

UNDERSTANDING THE AD844

The AD844 can be used in ways similar to a conventional op amp while providing performance advantages in wideband applications. However, there are important differences in the internal structure which need to be understood in order to optimize the performance of the AD844 op amp.

Open Loop Behavior

Figure 25 shows a current feedback amplifier reduced to essentials. Sources of fixed dc errors such as the inverting node bias current and the offset voltage are excluded from this model and are discussed later. The most important parameter limiting the dc gain is the transresistance, Rt, which is ideally infinite. A finite value of Rt is analogous to the finite open loop voltage gain in a conventional op amp.

The current applied to the inverting input node is replicated by the current conveyor so as to flow in resistor Rt. The voltage developed across Rt is buffered by the unity gain voltage follower. Voltage gain is the ratio Rt/ R_{IN}. With typical values of Rt = 3 MΩ and R_{IN} = 50 Ω, the voltage gain is about 60,000. The open loop current gain is another measure of gain and is determined by the beta product of the transistors in the voltage follower stage (see Figure 28); it is typically 40,000.

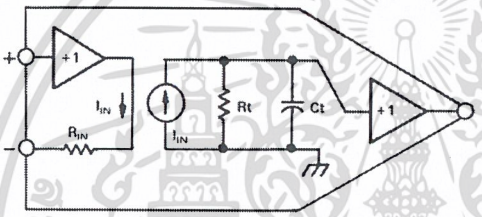


Figure 25. Equivalent Schematic

The important parameters defining ac behavior are the transcapacitance, Ct, and the external feedback resistor (not shown). The time constant formed by these components is analogous to the dominant pole of a conventional op amp, and thus cannot be reduced below a critical value if the closed loop system is to be stable. In practice, Ct is held to as low a value as possible (typically 4.5 pF) so that the feedback resistor can be maximized while maintaining a fast response. The finite R_{IN} also affects the closed loop response in some applications as will be shown.

The open loop ac gain is also best understood in terms of the transimpedance rather than as an open loop voltage gain. The open loop pole is formed by Rt in parallel with Ct. Since Ct is typically 4.5 pF, the open loop corner frequency occurs at about 12 kHz. However, this parameter is of little value in determining the closed loop response.

Response as an Inverting Amplifier

Figure 26 shows the connections for an inverting amplifier. Unlike a conventional amplifier the transient response and the small signal bandwidth are determined primarily by the value of the external feedback resistor, R1, rather than by the ratio of R1/R2 as is customarily the case in an op amp application. This is a direct result of the low impedance at the inverting input. As with conventional op amps, the closed loop gain is –R1/R2.

The closed loop transresistance is simply the parallel sum of R1 and Rt. Since R1 will generally be in the range 500 Ω to 2 kΩ and Rt is about 3 MΩ the closed loop transresistance will be only 0.02% to 0.07% lower than R1. This small error will often be less than the resistor tolerance.

When R1 is fairly large (above 5 kΩ) but still much less than Rt, the closed loop HF response is dominated by the time constant R1Ct. Under such conditions the AD844 is over-damped and will provide only a fraction of its bandwidth potential. Because of the absence of slew rate limitations under these conditions, the circuit will exhibit a simple single pole response even under large signal conditions.

In Figure 26, R3 is used to properly terminate the input if desired. R3 in parallel with R2 gives the terminated resistance. As R1 is lowered, the signal bandwidth increases, but the time constant R1Ct becomes comparable to higher order poles in the closed loop response. Therefore, the closed loop response becomes complex, and the pulse response shows overshoot. When R2 is much larger than the input resistance, R_{IN}, at Pin 2, most of the feedback current in R1 is delivered to this input; but as R2 becomes comparable to R_{IN}, less of the feedback is absorbed at Pin 2, resulting in a more heavily damped response. Consequently, for low values of R2 it is possible to lower R1 without causing instability in the closed loop response. Table I lists combinations of R1 and R2 and the resulting frequency response for the circuit of Figure 26. Figure 13 shows the very clean and fast ±10 V pulse response of the AD844.

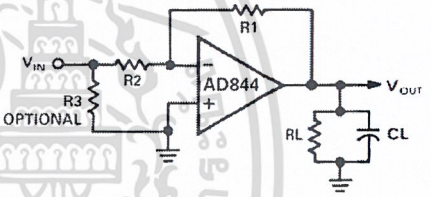


Figure 26. Inverting Amplifier

Table I.

Gain	R1	R2	BW (MHz)	GBW (MHz)
–1	1 kΩ	1 kΩ	35	35
–1	500 Ω	500 Ω	60	60
–2	2 kΩ	1 kΩ	15	30
–2	1 kΩ	500 Ω	30	60
–5	5 kΩ	1 kΩ	5.2	26
–5	500 Ω	100 Ω	49	245
–10	1 kΩ	100 Ω	23	230
–10	500 Ω	50 Ω	33	330
–20	1 kΩ	50 Ω	21	420
–100	5 kΩ	50 Ω	3.2	320
+100	5 kΩ	50 Ω	9	900

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Response as an I-V Converter

The AD844 works well as the active element in an operational current to voltage converter, used in conjunction with an external scaling resistor, R1, in Figure 27. This analysis includes the stray capacitance, C_S, of the current source, which might be a high speed DAC. Using a conventional op amp, this capacitance forms a "nuisance pole" with R1 which destabilizes the closed loop response of the system. Most op amps are internally compensated for the fastest response at unity gain, so the pole due to R1 and C_S reduces the already narrow phase margin of the system. For example, if R1 were 2.5 kΩ a C_S of 15 pF would place this pole at a frequency of about 4 MHz, well within the response range of even a medium speed operational amplifier. In a current feedback amp this nuisance pole is no longer determined by R1 but by the input resistance, R_{IN}. Since this is about 50 Ω for the AD844, the same 15 pF forms a pole 212 MHz and causes little trouble. It can be shown that the response of this system is:

$$V_{OUT} = -Isig \frac{K\,R1}{(1+sTd)(1+sTn)}$$

where K is a factor very close to unity and represents the finite dc gain of the amplifier, Td is the dominant pole and Tn is the nuisance pole:

$$K = \frac{Rt}{Rt + R1}$$

$$Td = KR1Ct$$

$$Tn = R_{IN}C_S \qquad (assuming\ R_{IN} << R1)$$

Using typical values of R1 = 1 kΩ and Rt = 3 MΩ, K is 0.9997; in other words, the "gain error" is only 0.03%. This is much less than the scaling error of virtually all DACs and can be absorbed, if necessary, by the trim needed in a precise system.

In the AD844, Rt is fairly stable with temperature and supply voltages, and consequently the effect of finite "gain" is negligible unless high value feedback resistors are used. Since that would result in slower response times than are possible, the relatively low value of Rt in the AD844 will rarely be a significant source of error.

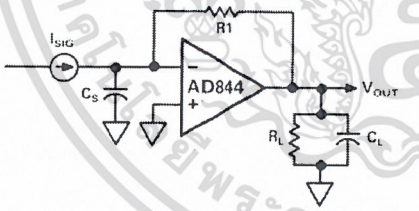


Figure 27. Current to Voltage Converter

Circuit Description of the AD844

A simplified schematic is shown in Figure 28. The AD844 differs from a conventional op amp in that the signal inputs have radically different impedance. The noninverting input (Pin 3) presents the usual high impedance. The voltage on this input is transferred to the inverting input (Pin 2) with a low offset voltage, ensured by the close matching of like polarity transistors operating under essentially identical bias conditions. Laser trimming nulls the residual offset voltage, down to a few tens of microvolts. The inverting input is the common emitter node of a complementary pair of grounded base stages and behaves as a current summing node. In an ideal current feedback op amp the input resistance would be zero. In the AD844 it is about 50 Ω.

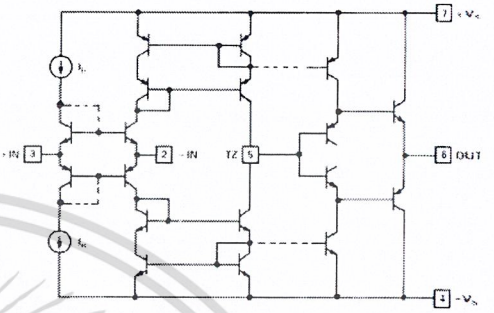


Figure 28. Simplified Schematic

A current applied to the inverting input is transferred to a complementary pair of unity-gain current mirrors which deliver the same current to an internal node (Pin 5) at which the full output voltage is generated. The unity-gain complementary voltage follower then buffers this voltage and provides the load driving power. This buffer is designed to drive low impedance loads such as terminated cables, and can deliver ±50 mA into a 50 Ω load while maintaining low distortion, even when operating at supply voltages of only ±6 V. Current limiting (not shown) ensures safe operation under short circuited conditions.

It is important to understand that the low input impedance at the inverting input is locally generated, and does not depend on feedback. This is very different from the "virtual ground" of a conventional operational amplifier used in the current summing mode which is essentially an open circuit until the loop settles. In the AD844, transient current at the input does not cause voltage spikes at the summing node while the amplifier is settling. Furthermore, all of the transient current is delivered to the slewing (TZ) node (Pin 5) via a short signal path (the grounded base stages and the wideband current mirrors).

The current available to charge the capacitance (about 4.5 pF) at TZ node, is *always proportional to the input error current*, and the slew rate limitations associated with the large signal response of op amps do not occur. For this reason, the rise and fall times are almost independent of signal level. In practice, the input current will eventually cause the mirrors to saturate. When using ±15 V supplies, this occurs at about 10 mA (or ±2200 V/μs). Since signal currents are rarely this large, classical "slew rate" limitations are absent.

This inherent advantage would be lost if the voltage follower used to buffer the output were to have slew rate limitations. The AD844 has been designed to avoid this problem, and as a result the output buffer exhibits a clean large signal transient response, free from anomalous effects arising from internal saturation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Response as a Noninverting Amplifier

Since current feedback amplifiers are asymmetrical with regard to their two inputs, performance will differ markedly in noninverting and inverting modes. In noninverting modes, the large signal high speed behavior of the AD844 deteriorates at low gains because the biasing circuitry for the input system (not shown in Figure 28) is not designed to provide high input voltage slew rates.

However, good results can be obtained with some care. The noninverting input will not tolerate a large transient input; it must be kept below ±1 V for best results. Consequently this mode is better suited to high gain applications (greater than ×10). Figure 20 shows a noninverting amplifier with a gain of 10 and a bandwidth of 30 MHz. The transient response is shown in Figures 23 and 24. To increase the bandwidth at higher gains, a capacitor can be added across R2 whose value is approximately the ratio of R1 and R2 times Ct.

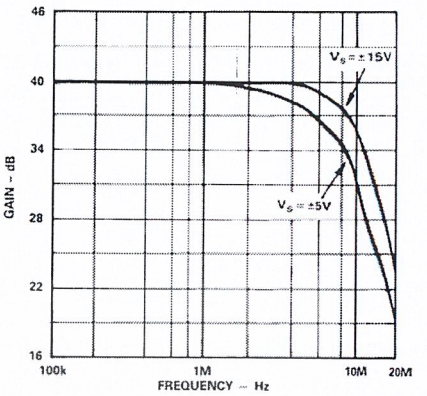


Figure 30. AC Response for Gain = 100, Configuration Shown in Figure 29

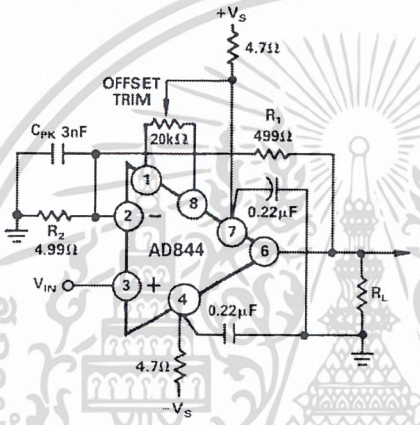


Figure 29. Noninverting Amplifier Gain = 100, Optional Offset Trim Is Shown

Noninverting Gain of 100

The AD844 provides very clean pulse response at high noninverting gains. Figure 29 shows a typical configuration providing a gain of 100 with high input resistance. The feedback resistor is kept as low as practicable to maximize bandwidth, and a peaking capacitor (C_{PK}) can optionally be added to further extend the bandwidth. Figure 30 shows the small signal response with C_{PK} = 3 nF, R_L = 500 Ω and supply voltages of either ±5 V or ±15 V. *Gain bandwidth products of up to 900 MHz can be achieved in this way.*

The offset voltage of the AD844 is laser trimmed to the 50 μV level and exhibits very low drift. In practice, there is an additional offset term due to the bias current at the inverting input (I_{BN}) which flows in the feedback resistor (R1). This can optionally be nulled by the trimming potentiometer shown in Figure 29.

USING THE AD844

Board Layout

As with all high frequency circuits considerable care must be used in the layout of the components surrounding the AD844. A ground plane, to which the power supply decoupling capacitors are connected by the shortest possible leads, is essential to achieving clean pulse response. Even a continuous ground plane will exhibit finite voltage drops between points on the plane, and this must be kept in mind in selecting the grounding points. Generally speaking, decoupling capacitors should be taken to a point close to the load (or output connector) since the load currents flow in these capacitors at high frequencies. The +In and –In circuits (for example, a termination resistor and Pin 3) must be taken to a common point on the ground plane close to the amplifier package.

Use low impedance capacitors (AVX SR305C224KAA or equivalent) of 0.22 μF wherever ac coupling is required. Include either ferrite beads and/or a small series resistance (approximately 4.7 Ω) in each supply line.

Input Impedance

At low frequencies, negative feedback keeps the resistance at the inverting input close to zero. As the frequency increases, the impedance looking into this input will increase from near zero to the open loop input resistance, due to bandwidth limitations, making the input seem inductive. If it is desired to keep the input impedance flatter, a series RC network can be inserted across the input. The resistor is chosen so that the parallel sum of it and R2 equals the desired termination resistance. The capacitance is set so that the pole determined by this RC network is about half the bandwidth of the op amp. This network is not important if the input resistor is much larger than the termination used, or if frequencies are relatively low. In some cases, the small peaking that occurs without the network can be of use in extending the –3 dB bandwidth.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844

Driving Large Capacitive Loads

Capacitive drive capability is 100 pF without an external network. With the addition of the network shown in Figure 31, the capacitive drive can be extended to over 10,000 pF, limited by internal power dissipation. With capacitive loads, the output speed becomes a function of the overdriven output current limit. Since this is roughly ±100 mA, under these conditions, the maximum slew rate into a 1000 pF load is ±100 V/µs. Figure 32 shows the transient response of an inverting amplifier (R1 = R2 = 1 kΩ) using the feed forward network shown in Figure 31, driving a load of 1000 pF.

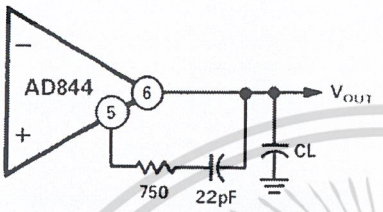


Figure 31. Feed Forward Network for Large Capacitive Loads

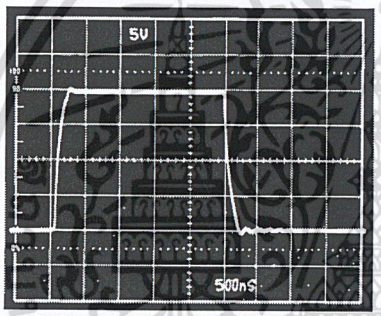
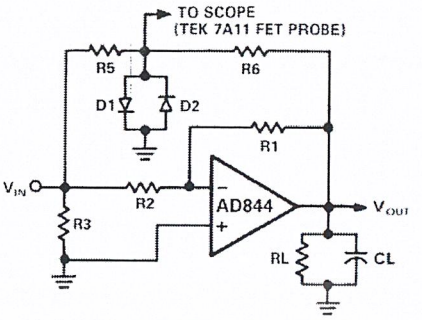


Figure 32. Driving 1000 pF C_L with Feed Forward Network of Figure 31

Settling Time

Settling time is measured with the circuit of Figure 33. This circuit employs a false summing node, clamped by the two Schottky diodes, to create the error signal and limit the input signal to the oscilloscope. For measuring settling time, the ratio of R6/R5 is equal to R1/R2. For unity gain, R6 = R5 = 1 kΩ, and R_L = 500 Ω. For the gain of −10, R5 = 50 Ω, R6 = 500 Ω and R_L was not used since the summing network loads the output with approximately 275 Ω. Using this network in a unity-gain configuration, settling time is 100 ns to 0.1% for a −5 V to +5 V step with C_L = 10 pF.



D1, D2 IN6263 OR EQUIV. SCHOTTKY DIODE

Figure 33. Settling Time Test Fixture

DC Error Calculation

Figure 34 shows a model of the dc error and noise sources for the AD844. The inverting input bias current, I_{BN}, flows in the feedback resistor. I_{BP}, the noninverting input bias current, flows in the resistance at Pin 3 (R_P), and the resulting voltage (plus any offset voltage) will appear at the inverting input. The total error, V_O, at the output is:

$$V_O = (I_{BP}\ R_P + V_{OS} + I_{BN}\ R_{IN})\left(1 + \frac{R1}{R2}\right) + I_{BN}\ R1$$

Since I_{BN} and I_{BP} are unrelated both in sign and magnitude, inserting a resistor in series with the noninverting input will not necessarily reduce dc error and may actually increase it.

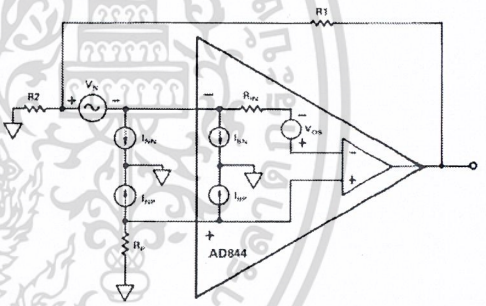


Figure 34. Offset Voltage and Noise Model for the AD844

Noise

Noise sources can be modeled in a manner similar to the dc bias currents, but the noise sources are Inn, Inp, Vn, and the amplifier induced noise at the output, V_{ON}, is:

$$V_{ON} = \sqrt{((Inp\ R_p)^2 + Vn^2)\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)^2 + (Inn\ R1)^2}$$

Overall noise can be reduced by keeping all resistor values to a minimum. With typical numbers, R1 = R2 = 1k, R_P = 0, Vn = 2 nV/√Hz, Inp = 10 pA/√Hz, Inn = 12 pA/√Hz, V_{ON} calculates to 12 nV/√Hz. The current noise is dominant in this case, as it will be in most low gain applications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video Cable Driver Using ±5 Volt Supplies

The AD844 can be used to drive low impedance cables. Using ±5 V supplies, a 100 Ω load can be driven to ±2.5 V with low distortion. Figure 35a shows an illustrative application which provides a noninverting gain of 2, allowing the cable to be reverse-terminated while delivering an overall gain of +1 to the load. The –3 dB bandwidth of this circuit is typically 30 MHz. Figure 35b shows a differential gain and phase test setup. In video applications, differential-phase and differential-gain characteristics are often important. Figure 35c shows the variation in phase as the load voltage varies. Figure 35d shows the gain variation.

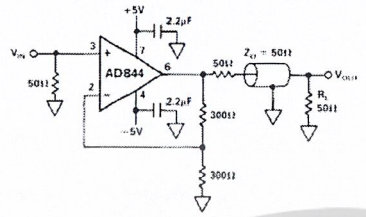


Figure 35a. The AD844 as a Cable Driver

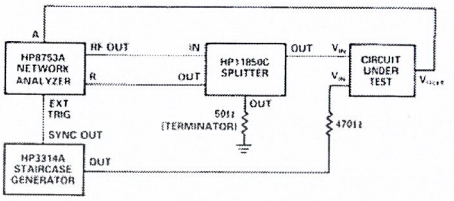


Figure 35b. Differential Gain/Phase Test Setup

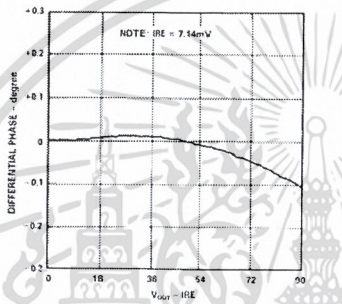


Figure 35c. Differential Phase for the Circuit of Figure 35a

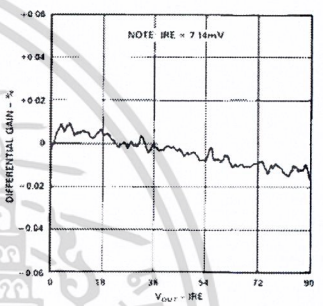


Figure 35d. Differential Gain for the Circuit of Figure 35a

High Speed DAC Buffer

The AD844 performs very well in applications requiring current-to-voltage conversion. Figure 36 shows connections for use with the AD568 current output DAC. In this application the bipolar offset is used so that the full-scale current is ±5.12 mA, which generates an output of ±5.12 V using the 1 kΩ application resistor on the AD568. Figure 37 shows the full-scale transient response. Care is needed in power supply decoupling and grounding techniques to achieve the full 12-bit accuracy and realize the fast settling capabilities of the system. The unmarked capacitors in this figure are 0.1 μF ceramic (for example, AVX Type SR305C104KAA), and the ferrite inductors should be about 2.5 μH (for example, Fair-Rite Type 2743002122). The AD568 data sheet should be consulted for more complete details about its use.

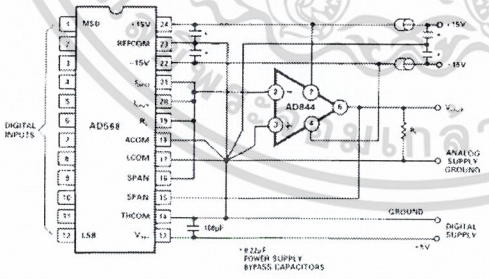


Figure 36. High Speed DAC Amplifier

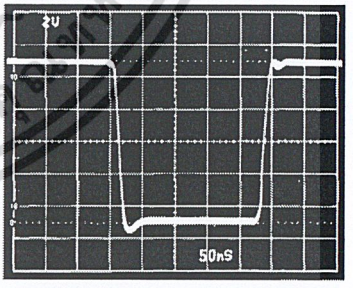


Figure 37. DAC Amplifier Full-Scale Transient Response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844

20 MHz Variable Gain Amplifier

The AD844 is an excellent choice as an output amplifier for the AD539 multiplier, in all of its connection modes. (See AD539 data sheet for full details.) Figure 38 shows a simple multiplier providing the output:

$$V_{IP} = -\frac{V_X V_Y}{2\,V}$$

where V_X is the "gain control" input, a positive voltage of from 0 V to +3.2 V (max) and V_Y is the "signal voltage", nominally ±2 V FS but capable of operation up to ±4.2 V. The peak output in this configuration is thus ±6.7 V. Using all four of the internal application resistors provided on the AD539 in parallel results in a feedback resistance of 1.5 kΩ, at which value the bandwidth of the AD844 is about 22 MHz, and is essentially independent of V_X. The gain at V_X = 3.16 V is +4 dB.

Figure 39 shows the small signal response for a 50 dB gain control range (V_X = +10 mV to +3.16 V). At small values of V_X, capacitive feedthrough on the PC board becomes troublesome, and very careful layout techniques are needed to minimize this problem. A ground strip between the pins of the AD539 will be helpful in this regard. Figure 40 shows the response to a 2 V pulse on V_Y for V_X = +1 V, +2 V and +3 V. For these results, a load resistor of 500 Ω was used and the supplies were ±9 V. The multiplier will operate from supplies between ±4.5 V and ±16.5 V.

Disconnecting Pins 9 and 16 on the AD539 alters the denominator in the above expression to 1 V, and the bandwidth will be approximately 10 MHz, with a maximum gain of 10 dB. Using only Pin 9 or Pin 16 results in a denominator of 0.5 V, a bandwidth of 5 MHz and a maximum gain of 16 dB.

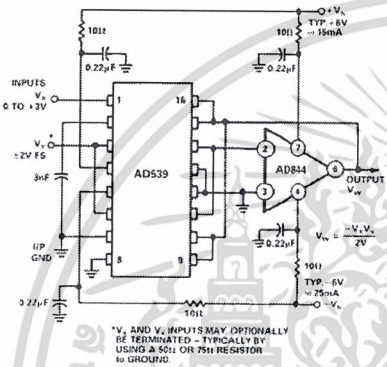


Figure 38. 20 MHz VGA Using the AD539

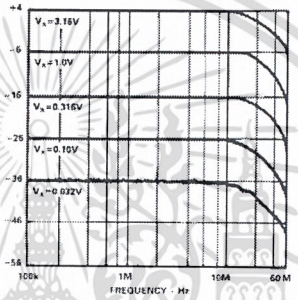


Figure 39. VGA AC Response

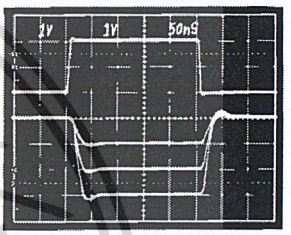
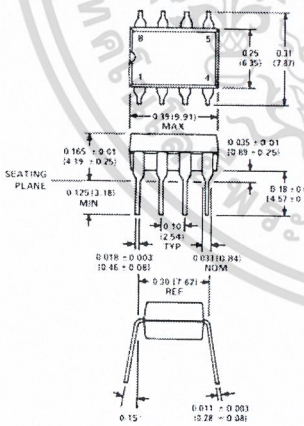


Figure 40. VGA Transient Response with V_X = 1 V, 2 V, and 3 V

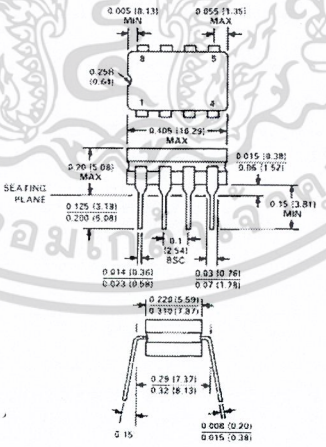
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

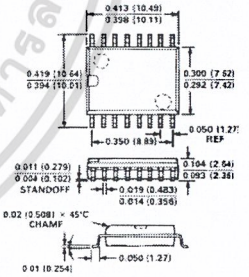
Mini-DIP (N) Package



Cerdip (Q) Package



16-Pin SOIC (R) Package



C1258b–5–9/90

PRINTED IN U.S.A.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นางสาวปิณฑิรา ห้วยหงษ์ทอง
วัน-เดือน-ปีเกิด	6 กันยายน 2537
สถานที่เกิด	จังหวัดเพชรบูรณ์
ที่อยู่ปัจจุบัน	316/1-1 ตำบลเกาะพลับพลา อำเภอเมือง จังหวัดราชบุรี 70000
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2555 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษา แผนวิทยาศาสตร์-คณิตศาสตร์ โรงเรียนเรียนราชโบริกานุเคราะห์ ปีการศึกษา 2560 สำเร็จการศึกษา ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	ครูผู้ช่วย โรงเรียนท่ามะขามวิทยา อำเภอโพธาราม จังหวัดราชบุรี พ.ศ. 2561 - ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้