

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมตแรงดันแบบหลายหน้าที่
โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน

SYNTHESIS AND DESIGN OF VOLTAGE MODE MULTIFUNCTION FILTERS
USING OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER

พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์
PEERAWUT SUWANJAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2557

KMITL-2014-EN-D-018-012

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมตแรงดันแบบหลายหน้าที่
โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน

SYNTHESIS AND DESIGN OF VOLTAGE MODE MULTIFUNCTION FILTERS
USING OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER

พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์
PEERAWUT SUWANJAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2557
KMITL-2014-EN-D-018-012

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF VOLTAGE MODE MULTIFUNCTION FILTERS
USING OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER

PEERAWUT SUWANJAN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2014

KMITL-2014-EN-D-018-012

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPYRIGHT 2014

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่
โดยใช้วงจรถยายความนำถ่ายโอน

Thesis Title Synthesis and Design of Voltage Mode Multifunction Filters Using
Operational Transconductance Amplifier

นักศึกษา นายพีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

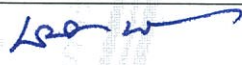




รหัสประจำตัว 54610151

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

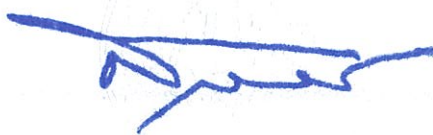
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2014-EN-D-018-012

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พิพัฒน์ พรหมมี		
ผศ.ดร.มนตรี คำเงิน		
ผศ.ดร.กฤษณ์ อ่างแก้ว		
ดร.สิริภพ ตู่ประกาย		
รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ		

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 4 มีนาคม พ.ศ. 2557 เวลา 10.00-12.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ห้อง E12-304

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(ศาสตราจารย์ ดร.สุชัชวีร์ สุวรรณสวัสดิ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอัปเดตเว็บไซต์ของเอกสารนี้ให้ทันสมัยการนำไปใช้

วันที่ 4 มีนาคม พ.ศ. 2557

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน
นักศึกษา	นายพีระวุฒิ สุวรรณจันทร์
รหัสประจำตัว	54610151
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2557
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ลำดับสองที่ใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ซึ่งแบ่งการนำเสนอออกเป็นสามวงจร โดยสองวงจรแรกเป็นวงจรรองความถี่แบบหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต วงจรที่สามเป็นวงจรรองความถี่แบบสี่อินพุต-สี่เอาต์พุต ทั้งสามวงจรประกอบไปด้วยวงจรขยายความนำถ่ายโอนจำนวนสองวงจร วงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันที่สร้างมาจากวงจรขยายความนำถ่ายโอนจำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์อีกสองตัว โดยวงจรรองความถี่ทั้งสามสามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน แถบความถี่หยุด และกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอกวงจร อีกทั้งค่าความไวของควอลิตี้แฟกเตอร์และการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟมีค่าต่ำ ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องด้วยขั้วบ้อนแรงดันอินพุตมีค่าอิมพีแดนซ์สูงมากทำให้สามารถนำวงจรรองความถี่ที่นำเสนอไปต่อคาสเคดโนโหมดแรงดันได้โดยไม่ต้องใช้วงจรกันชนแรงดัน นอกจากนี้ด้วยวงจรถิ่นนำเสนอไม่ต้องใช้ตัวต้านทานภายนอกและใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม คุณสมบัติและการทำงานของวงจรถิ่นนำเสนอสามารถยืนยันได้ด้วยผลการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และจากผลการทดลองจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ LM13600

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis	Synthesis and Design of Voltage Mode Multifunction Filters Using Operational Transconductance Amplifier
Student	Mr.Peerawut Suwanjan
Student ID.	54610151
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2014
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

In this thesis, the synthesis and design of second order voltage-mode universal filters using OTA as active element are proposed. The first two proposed circuits are one-input five-outputs voltage-mode filter. The third circuit is four-input four-output voltage-mode filter. Each proposed filter consists of two OTAs and three OTA-based addition/subtraction circuits with two grounded capacitors. They are capable of providing completely five standard transfer functions which are low-pass, high-pass, band-pass, band-stop and all-pass functions. The natural frequency and quality factor can be electronically adjusted by tuning the input bias current. The proposed filters are low active and passive sensitivities performance. With high input impedance, the proposed circuits enable easy cascading in voltage-mode circuit without the voltage buffer. Moreover, the employment of grounded capacitors without external resistor is suitable for IC implementation. PSPICE simulation and experimental results obtained using the available commercial product LM13600 IC are given to confirm the theoretical analysis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เนื่องจากมีบุคคลหลายท่านได้กรุณาให้การช่วยเหลือ ให้ข้อเสนอแนะ คำแนะนำ การสนับสนุน และให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้า

ขอกราบขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.มนตรี คำเงิน และ ดร.วินัย ใจกล้า ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา แนะนำ ให้ข้อเสนอแนะ และแนวทางการแก้ไขปัญหาในการทำวิทยานิพนธ์ตลอดช่วงเวลาของการศึกษา ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ และคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้การสนับสนุนเครื่องมือ อุปกรณ์ และให้ใช้สถานที่ในการทดลอง

ขอขอบคุณภรรยาของข้าพเจ้า คุณพิมลชญาณ์ สุวรรณจันทร์ ที่เป็นเสมือนเพื่อนคู่คิดและเป็นกำลังใจที่ดีตลอดมา

สำหรับคุณงามความดีอันใดที่เกิดขึ้นจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบิดามารดา อันเป็นที่รักและเคารพยิ่ง ตลอดจนจนครุอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดประสบการณ์ที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า

พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	4
2.1 มอสเฟด.....	4
2.2 วงจรสะท้อนกระแส.....	7
2.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอน.....	11
2.4 หลักการของวงจรรองความถี่.....	14
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	20
บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย.....	34
3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต แบบที่ 1.....	34
3.2 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต แบบที่ 2.....	40
3.3 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ หลายอินพุต-หลายเอาต์พุต.....	45
บทที่ 4 ผลการวิจัย.....	51
4.1 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรองความถี่ในรูปแบบที่ 3.2.....	51
4.2 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรองความถี่ในรูปแบบที่ 3.6.....	53
4.3 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรรองความถี่ในรูปแบบที่ 3.8.....	56
4.4 ผลการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....	58
บทที่ 5 สรุป.....	62
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	62
5.2 ข้อเสนอแนะจากการวิจัย.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	65
ภาคผนวก.....	68
ภาคผนวก ก แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้งาน.....	69
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	73
ประวัติผู้เขียน.....	74

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรองความถี่แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่ใช้ OTA ที่นำเสนออีกวงจรที่เคยมีผู้นำเสนอมาแล้ว.....	63
5.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรองความถี่แบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุตที่ใช้ OTA ที่นำเสนออีกวงจรที่เคยมีผู้นำเสนอมาแล้ว.....	63

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญลักษณ์แบบต่างๆ ของมอสเฟต.....	5
2.2 คุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสเฟต.....	6
2.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสะท้อนกระแส.....	7
2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้มอสชนิดเอ็นแชนแนล.....	7
2.5 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 2.4 ในกรณี M1 และ M2 สมพงษ์กัน.....	9
2.6 แบบจำลองและวงจรสมมูลย์ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ M1.....	9
2.7 แบบจำลองและวงจรสมมูลย์ของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส.....	10
2.8 วงจรสมมูลย์ของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 2.4.....	10
2.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด.....	11
2.10 สัญลักษณ์ของ OTA.....	12
2.11 วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของ OTA.....	12
2.12 วงจรขยายความนำถ่ายโอนชนิดใช้มอสทรานซิสเตอร์อย่างง่าย.....	12
2.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออกที่เป็นฟังก์ชันของแรงดันผลต่างอินพุต.....	13
2.14 วงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันโดยใช้ OTA.....	14
2.15 ระบบของวงจรรองความถี่.....	15
2.16 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านในทางอุดมคติ.....	16
2.17 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ.....	17
2.18 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน ในทางอุดมคติ.....	17
2.19 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด ในทางอุดมคติ.....	18
2.20 วงจรรองความถี่ SIMO ของ Chang ที่ให้ฟังก์ชัน LP, BP และ BS.....	20
2.21 วงจรรองความถี่ SIMO ของ Chang ที่ให้ฟังก์ชัน LP, BP และ HP.....	21
2.22 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Chang.....	22
2.23 วงจรรองความถี่หนึ่งอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตของ Chang ที่ควบคุมได้แบบดิจิตอล.....	23
2.24 วงจรรองความถี่ SIMO ของ Horng ที่ใช้ OTA จำนวนห้าวงจร.....	24
2.25 วงจรรองความถี่ MISO ของ Horng ที่ใช้ OTA กับ CCII.....	25
2.26 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Horng ที่ใช้ OTA จำนวนสองวงจร.....	26
2.27 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Wu และ Xie.....	27
2.28 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Wu และ El-Masry.....	28
2.29 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Tsukutani และคณะ.....	29
2.30 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Tsukutani และคณะที่ใช้ OTA ห้าวงจรและออปแอมป์ สองวงจร.....	30
2.31 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Tsukutani และคณะที่ใช้ OTA สามวงจรและออปแอมป์ สองวงจร.....	31

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.32 วงจรกรองความถี่ MIMO ของ Abuelma'atti และ Bentrchia.....	33
3.1 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองแบบที่ 1.....	34
3.2 วงจรกรองแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่สังเคราะห์ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1.....	36
3.3 วงจรเทียบเคียงของวงจรวก-ลบเมื่อพิจารณาที่ความถี่สูง.....	39
3.4 วงจรเทียบเคียงของ OTA เมื่อพิจารณาที่ความถี่สูง.....	39
3.5 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองแบบที่ 2.....	40
3.6 วงจรกรองแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่สังเคราะห์ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.5.....	42
3.7 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายอินพุต-หลายเอาต์พุต.....	45
3.8 วงจรกรองแบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุตที่สังเคราะห์ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7.....	46
4.1 โครงสร้างภายในของ OTA ที่สร้างมาจาก CMOS.....	51
4.2 ผลการเลียนแบบการทำงานของฟังก์ชัน BP LP HP และ BS ของวงจรกรองความถี่ ในรูปที่ 3.2.....	52
4.3 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 3.2.....	52
4.4 ผลการเลียนแบบการทำงานของฟังก์ชัน BP ของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 3.2 เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc}	53
4.5 ผลการเลียนแบบการทำงานของฟังก์ชัน LP BP BS และ HP ของวงจรในรูปที่ 3.6.....	54
4.6 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรในรูปที่ 3.6.....	54
4.7 ผลการเลียนแบบการทำงานของฟังก์ชัน BP เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc} ของวงจรในรูปที่ 3.6.....	55
4.8 ผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP ของวงจรในรูปที่ 3.6 เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด 450 mV _p ความถี่ 1.023 MHz.....	55
4.9 ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกสรรวมของฟังก์ชัน BP ของวงจรในรูปที่ 3.6 เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง.....	56
4.10 ผลการเลียนแบบของฟังก์ชัน LP HP BP และ BS ของวงจรในรูปที่ 3.8.....	57
4.11 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรในรูปที่ 3.8.....	57
4.12 ผลการเลียนแบบของฟังก์ชัน BP เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc} ของวงจรในรูปที่ 3.8.....	58
4.13 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในการทดลองจริง.....	59
4.14 ผลการทดลองของฟังก์ชัน LP HP BS และ BP ของวงจรในรูปที่ 3.6.....	59
4.15 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรในรูปที่ 3.6 ที่ได้จากการทดลอง.....	60
4.16 ผลการทดลองของฟังก์ชัน BP ของวงจรในรูปที่ 3.6 เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc}	60
4.17 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเทียบกับแรงดันอินพุต เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ ขนาด 50 mV _p ความถี่ 30.5 kHz.....	61

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรรองความถี่เป็นวงจรหนึ่งที่สำคัญและมีการนำไปใช้งานอย่างกว้างขวางในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์ และโทรคมนาคม จนอาจกล่าวได้ว่าวงจรอิเล็กทรอนิกส์แทบทุกชนิดจะต้องมีวงจรรองความถี่เป็นส่วนประกอบอยู่ด้วย ตัวอย่างการใช้งาน เช่น ระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือวัด และระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง [1-2] เป็นต้น โดยมากแล้ววงจรรองความถี่มักจะถูกพัฒนาให้เป็นวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่ลำดับสอง (Multifunction biquadratic filter) ที่มีข้อดีกว่าวงจรรองความถี่ทั่วไป คือ เป็นวงจรที่สามารถให้การตอบสนองได้หลายแบบ โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร หากพิจารณาตามจำนวนอินพุตและเอาต์พุตแล้วสามารถที่จะแบ่งวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่ได้ 3 รูปแบบ คือ แบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Multiple inputs - single output : MISO) แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต (Single input - multiple outputs : SIMO) และแบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุต (Multiple inputs - multiple outputs : MIMO) โดยเฉพาะอย่างยิ่งแล้ววงจรรองความถี่โหมดแรงดันลำดับสองที่มีความต้านทานที่อินพุตสูงจะสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดเป็นวงจรรองความถี่อันดับสูงหรือต่อร่วมกับวงจรภาคอื่นๆ ได้โดยปราศจากวงจรกันชนแรงดัน (Voltage buffer) [3] รวมทั้งการออกแบบวงจรรองความถี่ควรจะต้องหลีกเลี่ยงการใช้ตัวต้านทานภายนอกและใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพื่อให้สะดวกต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (Integrated circuit : IC) [4]

การออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active building block) ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากให้ความสะดวกและความยืดหยุ่นสำหรับผู้ออกแบบเป็นอย่างมาก ซึ่งวงจรที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปจะมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและมักจะมีอุปกรณ์พาสซีฟมาต่อร่วมด้วยไม่มาก โดยอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่ได้รับความนิยมตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันคือ ออปแอมป์ ในเวลาต่อมาก็ได้มีการนำเสนออุปกรณ์สำเร็จรูปอีกหลายชนิด เช่น วงจรสายพานกระแส (Current conveyor : CC) วงจรขยายออปแอมป์ป้อนกลับกระแส (Current feedback Op-Amp : CFOA) วงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational transconductance amplifier : OTA) วงจรขยายความนำถ่ายโอนผลต่างกระแส (Current differencing transconductance amplifier : CDTA) เป็นต้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในปัจจุบันอุปกรณ์สำเร็จรูปที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้รับความนิยมนำมาใช้สังเคราะห์และออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ เนื่องจากวงจรในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่มักจะไม่ใช้ไมโครโพรเซสเซอร์หรือไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวควบคุมการทำงานของวงจร หนึ่งในอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่ได้รับความนิยมได้แก่ วงจรขยายความนำถ่ายโอน ที่ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance : g_m) ของอุปกรณ์ชนิดนี้สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก [5] ซึ่งวงจรที่สร้างจากวงจรรขยายความนำถ่ายโอนสามารถหลีกเลี่ยงการใช้ตัวต้านทานภายนอกได้ จึงสะดวกต่อการนำวงจรเหล่านั้นไปสร้างเป็นวงจรรวม ดังนั้น จึงพบการนำวงจรรขยายความนำถ่ายโอนไปประยุกต์ใช้งานในวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกฟังก์ชันต่างๆ อย่างหลากหลาย เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ [6] วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM [7] วงจรคูณสัญญาณ [8] วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ [9] เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสำรวจงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนเป็นอุปกรณ์แอกทีฟ แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตถูกนำเสนอใน [10-14] แต่วงจรความถี่เหล่านั้นไม่สามารถให้การตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบห้าฟังก์ชันโดยปราศจากเงื่อนไขในการแมทซิง (Matching) กันของอุปกรณ์ ส่วนแบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต และแบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุต ถูกนำเสนอใน [15-25] อย่างไรก็ตามวงจรเหล่านั้นยังมีข้อจำกัด เช่น ต้องการความแมทซิงกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ให้การตอบสนองทางเอาต์พุตครบห้าฟังก์ชัน [1-19, 22, 24, 25] ใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนมาก [22] ใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยซึ่งไม่เหมาะที่จะนำวงจรไปสร้างเป็นวงจรรวม [16-18, 21] ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสองชนิดในวงจรเดียวกัน [18-20, 22-24] ต้องการวงจรกลับสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ [21] ความต้านทานที่อินพุตของวงจรไม่สูงจึงไม่สะดวกที่จะนำวงจรไปต่อคาสเคด [15]

จากปัญหาที่ได้นำเสนอหลักการข้างต้น ในวิทยานิพนธ์นี้จึงมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ลำดับสอง แบบ SIMO และ MIMO ที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอน โดยเน้นที่จะใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนน้อยร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพื่อให้ง่ายต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม รวมทั้งวงจรสามารถให้ผลตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจร

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ลำดับสอง แบบ SIMO และ MIMO
2. เพื่อวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรความถี่โหมดแรงดันที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้
3. เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรความถี่โหมดแรงดันที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอวงจรความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร ซึ่งมีขอบเขตของวิทยานิพนธ์ดังนี้

1. นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ แบบ SIMO จำนวนสองวงจรที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยการปรับกระแสไป้อัสจากภายนอก วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสองวงจร และวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันที่สร้างมาจาก OTA จำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์อีกสองตัว วงจรของความถี่มีความต้านทานที่อินพุตสูงและสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้พร้อมกันทั้งห้าฟังก์ชัน ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter : LP) ความถี่สูงผ่าน (High-pass filter : HP) แถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter : BP) แถบความถี่หยุด (Band-stop filter : BS) และกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter : AP)

2. นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ แบบ MIMO ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยการปรับกระแสไป้อัสจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายนอก วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสองวงจร และวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันที่สร้างมาจาก OTA จำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์อีกสองตัว วงจรมีจุดป้อนแรงดันอินพุตจำนวนสี่จุดโดยทั้งหมดมีความต้านทานที่อินพุตสูงและมีจุดสัญญาณออกจำนวนสี่จุด โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แลบบความถี่ผ่าน แลบบความถี่หยุด และกรองผ่านทุกความถี่

3. คุณสมบัติทางทฤษฎีและการทำงานของวงจรกรองความถี่ทั้งสามวงจรถูกยืนยันด้วยการเลียนแบบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE และการทดลองต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ LM13600

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บท ในแต่ละบทมีเนื้อหาโดยสังเขปต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ของการวิจัย ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ และรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ในแต่ละบท

บทที่ 2 กล่าวถึงเอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยจะมีรายละเอียดเกี่ยวกับทฤษฎีของวงจรสะท้อนกระแส วงจรขยายความนำถ่ายโอน และวงจรกรองความถี่ รวมถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ ที่ใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนเป็นอุปกรณ์แอกทีฟ ซึ่งจะศึกษาถึงจุดเด่นและข้อจำกัดของงานวิจัยที่ผ่านมา

บทที่ 3 นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ พร้อมทั้งวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ทั้งในกรณีที่วงจรขยายความนำถ่ายโอนทำงานเป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ

บทที่ 4 แสดงผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีสำเร็จรูป

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปและข้อเสนอแนะ ซึ่งประกอบไปด้วยการสรุปผลการวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์ และข้อเสนอแนะจากการวิจัยเพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

ภาคผนวก ก แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 มอสเฟต

มอสเฟต (MOSFET) หรือมอสทรานซิสเตอร์ มาจากคำเต็มว่า Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่งซึ่งใช้สนามไฟฟ้าควบคุมปริมาณการไหลของกระแสในช่องนำกระแส ในปัจจุบันนี้มอสเฟตได้เริ่มเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีโครงสร้างง่าย ขั้นตอนการผลิตน้อย มีขนาดเล็กทำให้ได้ปริมาณโครงสร้างวงจรมากในเนื้อที่จำกัด มีความต้านทานอินพุตสูง (High input impedance) สัญญาณรบกวนต่ำ ในอดีตมอสเฟตก็ยังมีข้อเสียเปรียบไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ ความเร็วในการทำงานต่ำ แต่ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคโนโลยีของมอสเฟต ให้สามารถทำงานได้เท่ากับหรือสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

2.1.1 โครงสร้างของมอสเฟต

มอสเฟตแบ่งชนิดการทำงานได้ 2 ชนิด คือ เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต (Enhancement MOSFET) และดีเพลทชันมอสเฟต (Depletion MOSFET) ซึ่งแต่ละชนิดนี้สามารถแบ่งออกได้อีก 2 ชนิด คือ P-Channel หรือเรียกว่า PMOS และ N-Channel หรือเรียกว่า NMOS

NMOS ประกอบด้วยส่วนฐานรองที่เป็นสารกึ่งตัวนำชนิดพี (P-Type) ซึ่งมีสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น 2 ชุด ถูกแพร่ลงบนฐานรอง สารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น (N-Type) นี้เรียกว่า ซอร์ส (Source) และเดรน (Drain) บนผิวหน้าระหว่างซอร์สกับเดรนจะมีแผ่นฟิล์มบางๆ ของซิลิกอนไดออกไซด์ (SiO_2) ส่วนบนของซิลิกอนไดออกไซด์จะมีโลหะซึ่งทำจากโพลีซิลิกอน ส่วนนี้ถูกเรียกว่า เกต (Gate) ถ้าส่วนของฐานรองทำด้วยสารกึ่งตัวนำชนิดเอ็น และสารกึ่งตัวนำชนิดพีถูกแพร่ลงบนฐานรอง โครงสร้างชนิดนี้เรียกว่า PMOS ระยะห่างระหว่างสารกึ่งตัวนำที่เป็นซอร์สและเดรน เรียกว่า Channel Length (L) และความกว้างของช่องระหว่างซอร์สและเดรน เรียกว่า Channel Width (W) การทำงาน NMOS ขณะที่ไม่ได้มีแรงดันไบอัสที่เกต มอสจะอยู่ในสภาวะ off ไม่นำกระแส ต่อเมื่อให้แรงดันที่เกต จะเกิดการเหนี่ยวนำอิเล็กตรอนซึ่งเป็นพาหะส่วนน้อยในฐานรองชนิดพี (P-Type Substrate) เกิดเป็นแชลแนลขึ้น เมื่อให้ไบอัสที่ขั้วเดรนเป็นบวกเทียบกับซอร์ส กระแสอิเล็กตรอน ซึ่งเป็นพาหะส่วนมากของซอร์สและเดรนสามารถไหลได้ [26]

2.1.2 สัญลักษณ์ของมอสเฟต

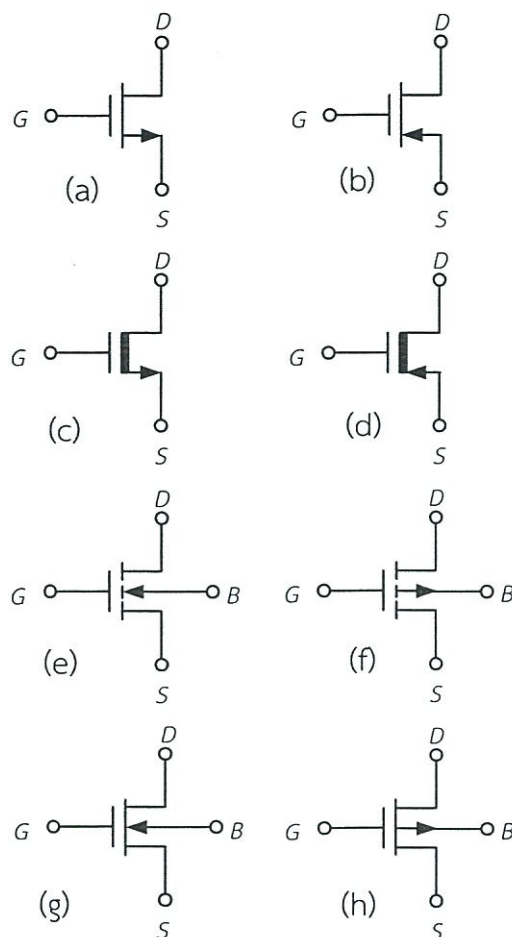
สัญลักษณ์ของมอสเฟตสามารถบอกให้ทราบได้ว่าเป็นมอสเฟตชนิด N-Channel หรือ P-Channel โดยดูที่หัวลูกศรที่ขาซอร์ส หากหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกต แสดงว่าเป็น PMOS กรณีหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น NMOS หรือดูที่ทิศทางของหัวลูกศรที่ขาบอดี้ (Body) ถ้าหัวลูกศรหันเข้าหาขาเกต แสดงว่าเป็น NMOS หากหัวลูกศรหันออกแสดงว่าเป็น PMOS สัญลักษณ์ของมอสเฟตยังสามารถบอกได้อีกว่า มอสเฟตเป็นชนิด Enhancement หรือ Depletion อีกด้วย ดังรูปที่ 2.1

รูปที่ 2.1 แสดงสัญลักษณ์ของมอสเฟตชนิดต่างๆ สัญลักษณ์ในรูปที่ 1(a) คือ Enhancement NMOS เมื่อแรงดันระหว่างบอดี้และซอร์ส (V_{BS}) เป็นศูนย์ สัญลักษณ์ในรูปที่ 1(b) คือ Enhancement PMOS เมื่อ $V_{BS} = 0$ ส่วนสัญลักษณ์ในรูปที่ 1(c) คือ Depletion NMOS เมื่อ $V_{BS} = 0$ สัญลักษณ์ในรูปที่ 1(d) คือ Depletion PMOS เมื่อ $V_{BS} = 0$ สัญลักษณ์ในรูปที่ 1(e) – 1(h)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นสัญลักษณ์ของ NMOS และ PMOS เช่นเดียวกับในรูปที่ 2.1(a) – (d) แตกต่างกันตรงที่ $V_{BS} \neq 0$

[27]



รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์แบบต่างๆ ของมอสเฟต

2.1.3 คุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

การทำงานของมอสเฟต มีลักษณะใช้ศักดาไฟฟ้าควบคุมปริมาณของกระแส สมการของมอสเฟตถูกคิดขึ้นโดย Sah เมื่อปี 1964 [28] ดังสมการที่ (2.1) ซึ่งเป็นคุณสมบัติการทำงานของมอสเฟต

$$I_D = \frac{KW}{L} \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \quad ; \quad V_{GS} \geq V_{TH} \quad (2.1)$$

โดยที่ $K = \mu_n C_{ox}$

μ_n คือ ค่าความคล่องของโฮลหรืออิเล็กตรอน (Surface Mobility of Carrier)

C_{ox} คือ ค่าความจุต่อพื้นที่ของเกตอ็อกไซด์ (Capacitance per unit area of the gate oxide)

W คือ ความกว้างของช่องทางนำ (Channel Width)

L คือ ความยาวของช่องทางนำ (Channel Length)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- V_{GS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเกตกับซอร์ส
 V_{TH} คือ แรงดันเทรชโฮลด์ (Threshold Voltage)
 V_{DS} คือ ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์ส
 I_D คือ กระแสเดรน

มอสเฟตมีการทำงานแบ่งเป็น 3 ช่วง โดยแต่ละช่วงการทำงานขึ้นอยู่กับค่า $V_{GS} - V_{TH}$ และค่า $|V_{GS}| - |V_{TH}|$ เป็นศูนย์หรือเป็นค่าลบ มอสเฟตจะอยู่ในช่วงไม่นำกระแส (Cut off)

$$I_D = 0 ; |V_{GS}| - |V_{TH}| < 0 \quad (2.2)$$

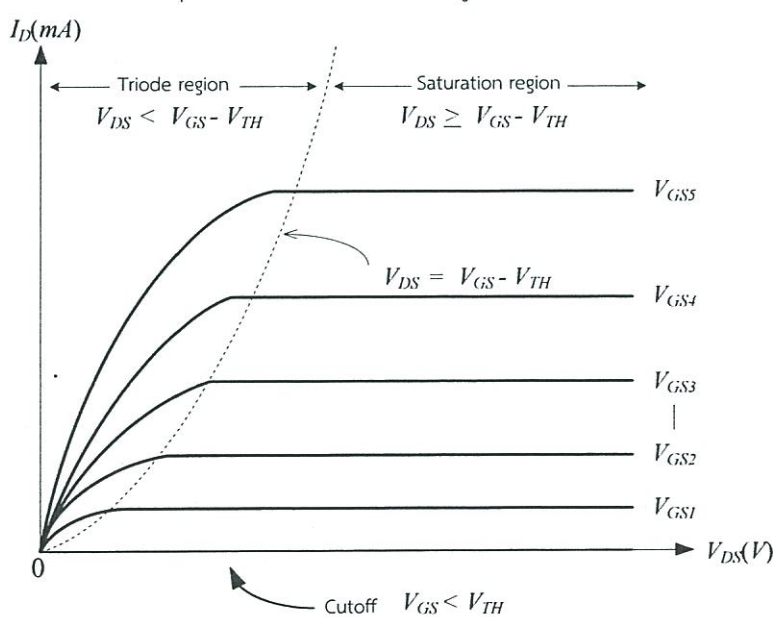
ในช่วงไม่นำกระแสนี้ ช่องนำกระแสจะทำตัวเหมือนวงจรเปิด (Open circuit) ถ้า $|V_{GS}| - |V_{TH}| > 0$ และ $0 < |V_{DS}| < |V_{GS}| - |V_{TH}|$ แล้ว มอสเฟตจะอยู่ในช่วงของการนำกระแสไม่อิ่มตัว (Non-saturation)

$$I_D = \frac{KW}{L} \left\{ (V_{GS} - V_{TH}) - \frac{V_{DS}}{2} \right\} V_{DS} \quad (2.3)$$

ถ้า $|V_{GS}| - |V_{TH}| > 0$ และ $|V_{DS}| \geq |V_{GS}| - |V_{TH}|$ แล้ว มอสเฟตจะทำงานในช่วงของการนำกระแสอิ่มตัว (Saturation)

$$I_D = \frac{KW}{2L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (2.4)$$

คุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสเฟต แสดงไว้ดังรูปที่ 2.2



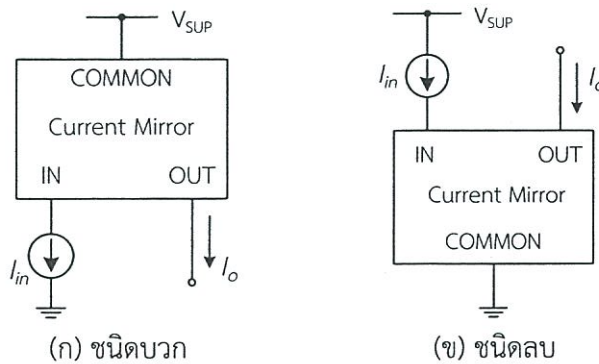
รูปที่ 2.2 คุณสมบัติทางเอาต์พุตของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรสะท้อนกระแส

วงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) เป็นวงจรที่มีอย่างน้อย 3 ขั้ว ได้แก่ ขั้วจุดร่วม ขั้วขาเข้า และขั้วขาออก โดยขั้วจุดร่วมจะเป็นจุดต่อแหล่งจ่ายไฟหรือกราวด์ ดังรูปที่ 2.3 วงจรสะท้อนกระแสเป็นวงจรที่ทำหน้าที่สะท้อนกระแสจากกระแสอ้างอิงในสาขา (Branch) หนึ่งไปยังสาขาอื่นๆ [29] โดยกระแสที่ถูกสะท้อนมาหรือกระแสเอาต์พุตที่ถูกสร้างขึ้นใหม่จะมีความสัมพันธ์กับกระแสอินพุตอย่างคงที่ โดยไม่ขึ้นกับแรงดันเอาต์พุต แหล่งจ่ายกำลัง และผลของอุณหภูมิ

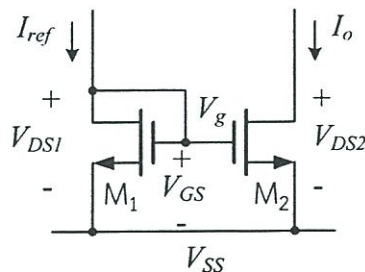
ในทางอุดมคตินั้นวงจรสะท้อนกระแสจะมีคุณสมบัติทางไฟฟ้า คือ ความต้านทานจุดเข้าของสัญญาณต่ำและมีความต้านทานจุดออกสูง จากคุณสมบัตินี้ทำให้วงจรสะท้อนกระแสได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในงานต่างๆ เป็นอย่างมาก เช่น ภาคขยายกำลังของระบบเซอร์โวมอเตอร์ ภาคขยายกำลังในเครื่องขยายเสียง ภาคขยายสัญญาณส่วนหน้าของเครื่องมือวัด ใช้เป็นภาระของวงจรขยายสัญญาณขนาดเล็กในวงจรรวม และใช้เป็นวงจรส่งผ่านกระแส เป็นต้น โดยทั่วไปแล้วสามารถสร้างขึ้นมาจากทั้งไปโพลาร์และมอสทรานซิสเตอร์ แต่จะกล่าวถึงเฉพาะมอสทรานซิสเตอร์เท่านั้น



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสะท้อนกระแส

2.2.1 วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์

วงจรสะท้อนกระแสแบบใช้มอสทรานซิสเตอร์ อาศัยหลักการที่ว่า หากแรงดันไบอัสที่เกิดขอร์สของมอสทรานซิสเตอร์ที่เหมือนกันสองตัวมีค่าเท่ากันแล้ว กระแสเดรนจะเท่ากันด้วย [26] จากรูปที่ 2.4 แสดงวงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานชนิดเอ็นแชนแนล (N-channel current mirror) โดยมีแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ I_{ref} เป็นกระแสที่ทางเข้าและ I_o เป็นกระแสที่ทางออกหรือกระแสที่ถูกสะท้อนโดยมอสทรานซิสเตอร์ M_1 ที่ $V_{DS1} = V_{GS}$ เมื่อสมมติให้มอสทรานซิสเตอร์ M_2 มีค่า $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{TH}$ ดังนั้นมอสทรานซิสเตอร์ M_2 จะทำงานในช่วงอิ่มตัว มีค่ากระแสเดรน คือ



รูปที่ 2.4 วงจรสะท้อนกระแสแบบพื้นฐานที่ใช้มอสชนิดเอ็นแชนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_{TH})^2(1 + \lambda V_{DS}) ; 0 < (V_{GS} - V_{TH}) \leq V_{DS} \quad (2.5)$$

เมื่อ $k = \frac{\mu_n C_{ox} W}{L}$, λ เป็น Channel-length modulation ซึ่งจะได้อัตราส่วนของกระแสเอาต์พุต I_o ต่อกระแสที่ทางเข้า I_{ref} ดังนี้

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \left(\frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} \right) \left(\frac{V_{GS} - V_{TH2}}{V_{GS} - V_{TH1}} \right)^2 \left(\frac{1 + \lambda_2 V_{DS2}}{1 + \lambda_1 V_{DS1}} \right) \left(\frac{\mu_{n2} C_{ox2}}{\mu_{n1} C_{ox1}} \right) \quad (2.6)$$

เนื่องจากมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเป็นชนิดเดียวกัน โดยทางทฤษฎีแล้วมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจึงมีความสมพ้องกันทุกประการ ซึ่งจะทำให้ค่าพารามิเตอร์ในเชิงโครงสร้าง (Physical parameter) เช่น V_{TH}, μ_n, C_{ox} มีค่าที่เท่ากันด้วย ดังนั้นสมการที่ (2.6) สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \left(\frac{W_2 L_1}{L_2 W_1} \right) \left(\frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right) \quad (2.7)$$

ถ้า $V_{DS2} = V_{DS1}$ และมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวมีความสมพ้องกัน ค่า λ ก็จะไม่นำมาพิจารณา ทำให้ได้ว่าสมการใหม่คือ

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) จะเห็นว่าอัตราส่วน $\frac{I_o}{I_{ref}}$ จะขึ้นอยู่กับค่าความกว้างและความยาวของช่องทางเดินกระแส ซึ่งสามารถที่จะกำหนดค่าเหล่านี้ได้ในขั้นตอนของการออกแบบวงจร หากกำหนดให้ $\frac{W_1}{L_1} = \frac{W_2}{L_2}$ แล้ว จะได้กระแสที่เอาต์พุตเท่ากับกระแสที่อินพุต โดย M_2 จะทำหน้าที่เสมือนเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ที่เอาต์พุต

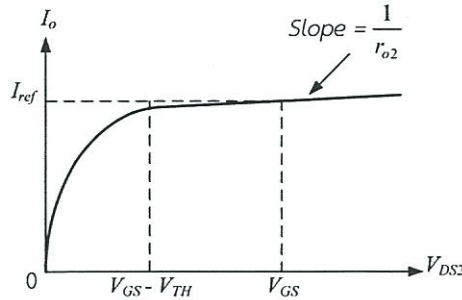
จากการทำงานข้างต้นได้ความสัมพันธ์ว่า มอสทรานซิสเตอร์ M_2 ทำงานอยู่ในช่วงอิมตัวจึงจะได้รับความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.9) ดังนั้นแรงดัน V_{DS2} ค่าต่ำสุดที่ทำให้วงจรทำงานได้อย่างเหมาะสมคือ

$$V_{DS2} = V_{GS} - V_{TH} \quad (2.9)$$

สำหรับในทางปฏิบัติแล้วนั้นจะมีผลของ Channel length modulation เข้ามาเกี่ยวข้องด้วย ซึ่งจะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงการทำงานของแหล่งกำเนิดกระแสคงที่ แต่หากพิจารณาในกรณีที่มีมอสทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวสมพ้องกันแล้ว กระแสเดรนของ M_2 จะเท่ากับกระแสเดรนของ M_1 โดยที่ค่าแรงดันเดรน-ซอร์สของ M_2 เท่ากับแรงดันเดรน-ซอร์สของ M_1 นั่นคือ $V_{DS2} = V_{GS}$ และเมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{DS2} มีค่าเพิ่มมากขึ้น ค่า I_o จะเพิ่มขึ้นตาม ค่าความต้านทานเอาต์พุตของ M_2 (r_{o2}) ที่เพิ่มขึ้น สามารถอธิบายได้จากกราฟในรูปที่ 2.5 เมื่อ M_2 ทำงานที่ V_{GS} คงที่ค่าหนึ่งโดยขึ้นอยู่กับกระแส I_{ref} ที่ไหลผ่าน M_1



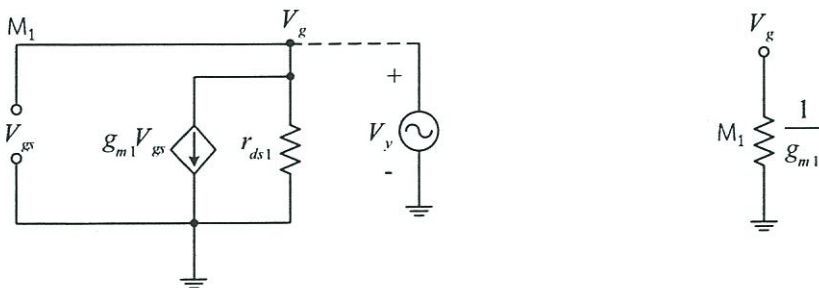
รูปที่ 2.5 คุณสมบัติที่เอาต์พุตของวงจรในรูปที่ 2.4 ในกรณี M_1 และ M_2 สมพงษ์กัน

จากกราฟรูปที่ 2.5 สามารถหาค่าความต้านทานเอาต์พุต R_o ของวงจร ได้ดังนี้

$$R_o = \frac{\partial V_{DS2}}{\partial I_o} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_o} = \frac{1}{\lambda I_o} \tag{2.10}$$

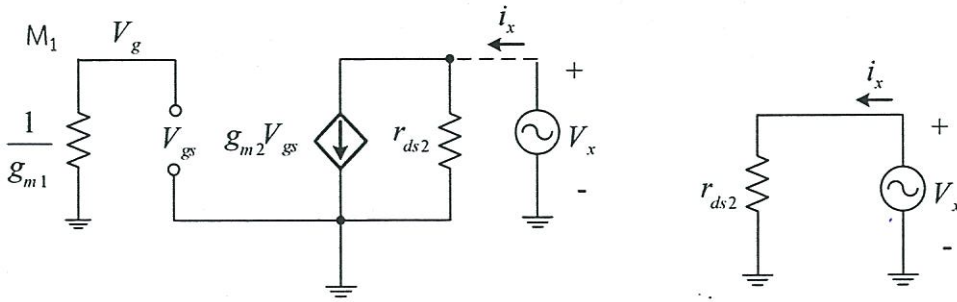
V_{A2} คือ แรงดันจุดเริ่มของ M_2 ซึ่งแปรผันตามค่าความยาวของช่องทางเดินกระแส เมื่อพิจารณาแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กเฉพาะของ M_1 ในรูปที่ 2.6 (ก) พบว่า M_1 ถูกต่อเสมือนเป็น ไดโอดตัวหนึ่ง I_o ถูกแทนด้วยวงจรเปิด เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ M_1 สามารถหาได้โดยป้อนสัญญาณ แรงดันทดสอบ V_y ที่ขั้วต่อ V_g ได้สัญญาณกระแส I_y มีค่าเท่ากับ

$$I_y = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}V_{gs} = \frac{V_y}{r_{ds1}} + g_{m1}V_y \tag{2.11}$$



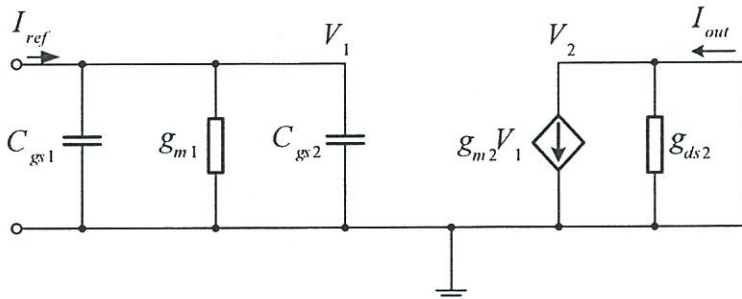
(ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก
รูปที่ 2.6 แบบจำลองและวงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของ M_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (ข) วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็ก
รูปที่ 2.7 แบบจำลองและวงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแส

ส่วนค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของ M_1 เท่ากับ $\frac{1}{g_{m1}} // r_{ds1}$ แต่เนื่องจาก $r_{ds1} \gg \frac{1}{g_{m1}}$ ดังนั้นค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จึงถูกประมาณว่ามีค่าเท่ากับ $\frac{1}{g_{m1}}$ ดังในรูปที่ 2.6 (ข) จากวงจรสมมูลของ M_1 ในรูปที่ 2.7 (ก) เมื่อ V_{gs} ต่อลงกราวด์จะทำให้ไม่มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน $\frac{1}{g_{m1}}$ และ $g_{m2}V_{gs}$ เท่ากับศูนย์ จึงได้วงจรสมมูลของแบบจำลองสัญญาณขนาดเล็กดังรูปที่ 2.7 (ข) ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของสัญญาณขนาดเล็กมีค่าเท่ากับ r_{ds2}



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลของสัญญาณขนาดเล็กของวงจรสะท้อนกระแสในรูปที่ 2.4

จากรูปที่ 2.8 สามารถหาฟังก์ชันการส่งผ่าน (Transfer function) ได้โดยสมมติให้แหล่งกำเนิดคงที่ในรูปที่ 2.8 เท่ากับ I_{ref}

พิจารณาที่โหนด V_1

$$V_1 = \frac{I_{ref}(s)}{sC_{gs1} + g_{m1} + sC_{gs2}} \tag{2.12}$$

และที่โหนด V_2

$$I_{out}(s) = g_{m2}V_1 \tag{2.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ (2.12) ลงใน (2.13) จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \left(\frac{1}{1 + \frac{s(C_{gs1} + C_{gs2})}{g_{m1}}} \right) \quad (2.14)$$

กรณีความถี่ต่ำถึงความถี่ปานกลางจะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

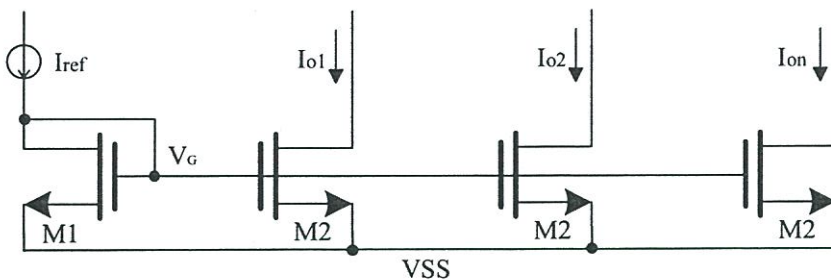
$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \quad (2.15)$$

2.2.2 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด

วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุดแสดงดังรูปที่ 2.9 ถ้ามอสทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีความสมพงษ์กันแล้วจะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_o กับกระแสจุดเข้า I_{ref} ดังนี้

$$\frac{I_{on}}{I_{ref}} = \frac{W_n L_1}{L_n W_1} \quad (2.16)$$

เมื่อ n คือ ลำดับจุดออกของกระแสของมอสทรานซิสเตอร์ลำดับที่ n

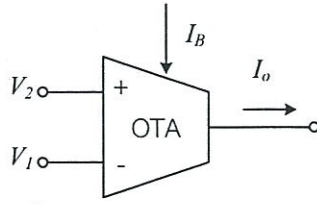


รูปที่ 2.9 วงจรสะท้อนกระแสแบบมีจุดออกหลายจุด

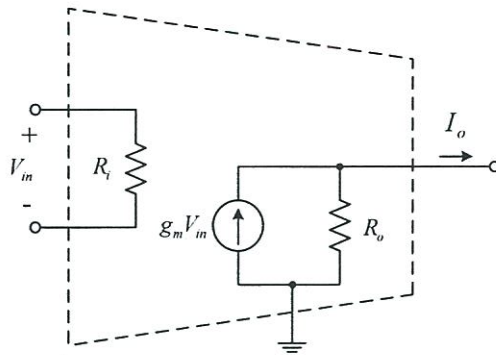
2.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรขยายความนำถ่ายโอน หรือ OTA (Operational transconductance amplifier) จัดเป็นวงจรขยายอีกชนิดหนึ่ง ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนผันแรงดันเป็นกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีการทำงานในลักษณะแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแส (Voltage controlled current source : VCCS) อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า เรียกว่า ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หรือ g_m โดยทั่วไป OTA จะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมและมีคุณสมบัติพื้นฐานคือ มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์สูง ส่วนค่าความนำถ่ายโอนของ OTA สามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอก สำหรับสัญลักษณ์และวงจรมูลทางอุดมคติของ OTA จะแสดงดังในรูปที่ 2.10 และ 2.11 ตามลำดับ [26]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

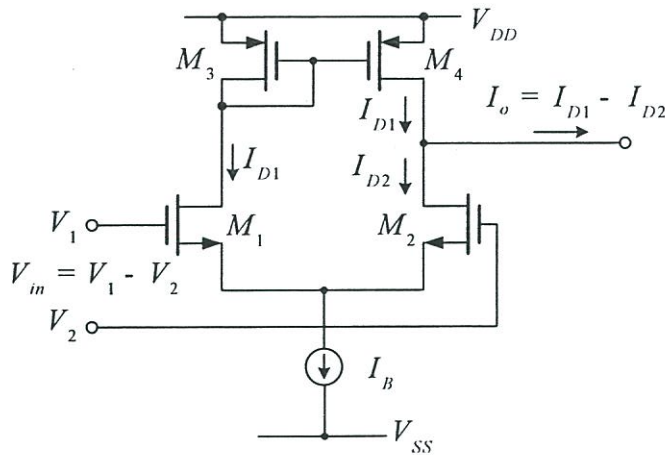


รูปที่ 2.10 สัญลักษณ์ของ OTA



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลทางอุดมคติของ OTA

วงจรขยายความนำถ่ายไอออน ชนิดใช้มอสทรานซิสเตอร์อย่างง่ายที่สุด คือ การใช้วงจรขยายความแตกต่าง (Differential amplifier) ต่อร่วมกับภาระแอกทีฟ (Active load) ซึ่งจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัวและแหล่งจ่ายกระแสคงที่ 1 ตัว ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรขยายความนำถ่ายไอออนชนิดใช้มอสทรานซิสเตอร์อย่างง่าย

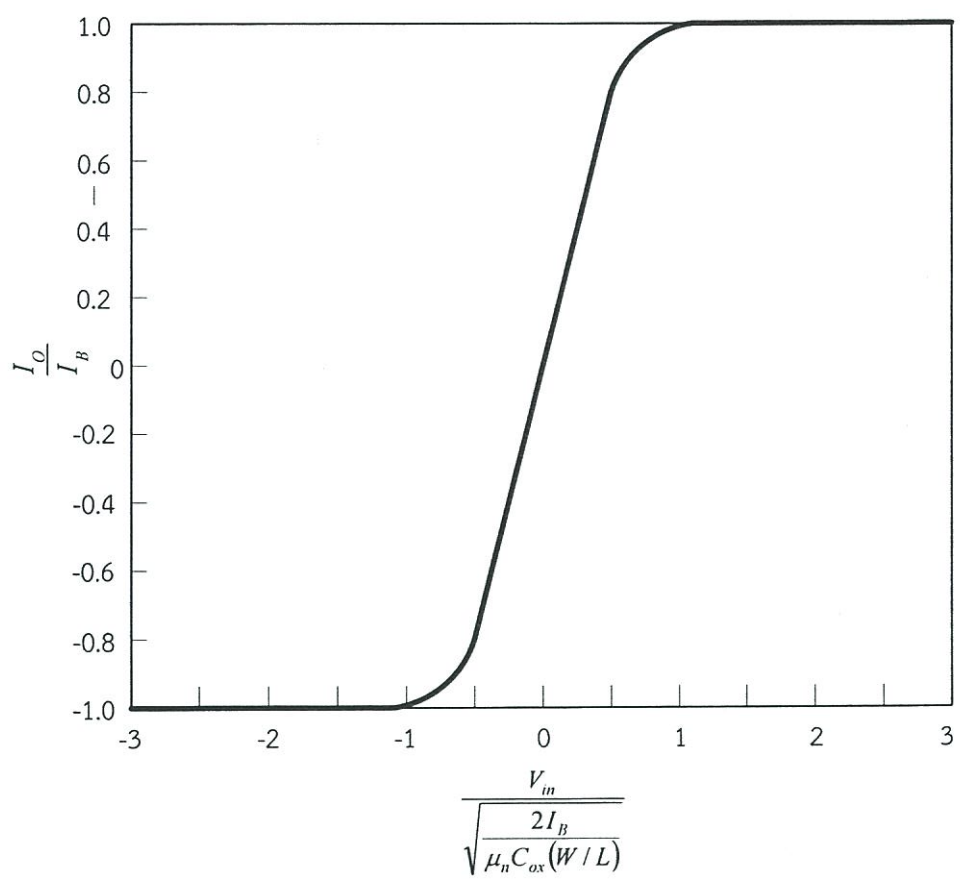
จากวงจรในรูปที่ 2.12 จะมีมอสทรานซิสเตอร์ M_1 และ M_2 เป็นวงจรขยายความแตกต่างแบบดิฟเฟอเรนเชียลซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส ส่วน M_3 และ M_4 เป็นวงจรสะท้อนกระแสซึ่งให้อัตราส่งผ่านกระแสเท่ากับหนึ่งโดยมีกระแส I_B เป็นกระแสไบอัสให้กับวงจร เมื่อป้อนสัญญาณแรงดัน V_{in} จะทำให้กระแส I_{D1} และ I_{D2} ขึ้นที่ M_1 และ M_2 ตามลำดับ กระแส I_{D1} ที่ถูกสะท้อนกระแสโดย M_3 และ M_4 เมื่อนำไปลบออกจากค่ากระแส I_{D2} ที่เกิดขึ้นที่มอสทรานซิสเตอร์ M_2 จะได้กระแสจุดออก I_o มีค่าเท่ากับกระแส $I_{D1} - I_{D2}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส I_o กับค่าแรงดันที่จุดเข้า V_{in} ของวงจรขยายความแตกต่าง ในรูปที่ 2.12 มีค่าดังสมการที่ (2.17)

$$I_o = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) V_{in} \sqrt{\frac{4I_B}{\mu_n C_{ox} (W/L)} - V_{in}^2} \tag{2.17}$$

จากสมการที่ (2.17) สามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออก I_o ซึ่งเป็นฟังก์ชันของแรงดันผลต่างของอินพุต (Differential input voltage) V_{in} (I_o นอร์มอลไลส์กับ I_B และ V_{in} นอร์มอลไลส์กับ $\sqrt{2I_B / \mu_n C_{ox} (W/L)}$) ได้ดังรูปที่ 2.13 จากรูปกราฟค่าความนำแตกต่าง (Effective differential transconductance) ของมอสทรานซิสเตอร์คู่ขยายความต่างมีค่าสูงสุดเท่ากับค่าความนำ Quiescent transconductance (g_m)



รูปที่ 2.13 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออกที่เป็นฟังก์ชันของแรงดันผลต่างอินพุต

จากสมการที่ (2.17) สามารถหาค่าความนำ g_m ได้ดังนี้

$$g_m = \sqrt{\mu_n C_{ox} (W/L) I_B} \tag{2.18}$$

หรือ
$$g_m = \sqrt{K(W/L)I_B} \tag{2.19}$$

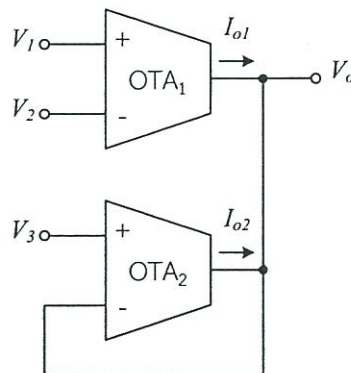
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $K = \mu_n C_{ox}$ จากค่าในสมการที่ (2.19) จะได้ว่าค่า g_m ของวงจรถูกที่เกิตขึ้นนั้นสามารถที่จะควบคุมค่าได้โดยการปรับกระแสไบอัส I_B

จากกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดออกและแรงดันผลต่างของอินพุตในรูปที่ 2.13 จะพบว่า มอส OTA นั้นมีช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นในช่วงแคบๆ โดยที่มอส OTA แรงดันของสัญญาณขาเข้าจะถูกจำกัดไม่เกิน $\sqrt{\frac{2I_B}{\mu_n C_{ox}(W/L)}}$ ในการปฏิบัติงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น หากสัญญาณขาเข้ามีขนาดสูงกว่าค่าดังกล่าวแล้ว มอส OTA จะทำงานอยู่ในช่วงอิ่มตัว นั่นคือ กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับกระแสไบอัสอินพุต (I_B) ส่วนทิศทางของกระแสเอาต์พุตขึ้นอยู่กับขั้วความต่างของแรงดันอินพุต

เนื่องจาก OTA มีจุดเด่นหลายประการจึงมีนักวิจัยจำนวนมากได้เลือกใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ เช่น วงจรขยาย วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ วงจรคูณและหารสัญญาณกระแส วงจรกรองความถี่ วงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและสี่เหลี่ยม เป็นต้น นอกจากวงจรที่กล่าวมาข้างต้น OTA ยังสามารถนำมาสร้างวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดัน (Voltage addition/subtraction) มีรายละเอียดวงจรแสดงในรูปที่ 2.14 จากรูปจะได้สมการแรงดันเอาต์พุตดังนี้

$$V_o = V_1 - V_2 + V_3 \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.14 วงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันโดยใช้ OTA

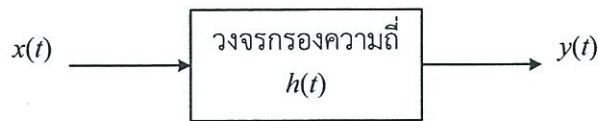
2.4 หลักการของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรมีบทบาทสำคัญวงจรมีหนึ่งในทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าในสาขาต่างๆ มากมาย และเป็นวงจรมีเป็นองค์ประกอบสำคัญของระบบสื่อสารโทรคมนาคมต่างๆ เช่น ในระบบการกระจายเสียง (Broadcasting system) ระบบสื่อสารดาวเทียม (Satellite system) เป็นต้น วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นประเภทใหญ่ๆ ได้ 2 ประเภท ได้แก่ วงจรกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital filter) หรือสัญญาณที่ไม่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time signal) และวงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อก (Analog filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่ถูกใช้กับสัญญาณที่มีความต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time signal) โดยวงจรกรองแบบแอนะล็อกนั้นยังสามารถแบ่งออกเป็นประเภทย่อยๆ ได้อีก 2 ประเภท คือ วงจรกรองความถี่ประเภทพาสซีฟ (Passive filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างจากอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ขดลวดตัวนำและตัวต้านทาน หรือสร้างมาจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ และวงจรกรองความถี่อีกประเภทหนึ่ง คือ วงจรกรองความถี่ประเภทแอกทีฟ (Active filter) เป็นวงจรกรองความถี่ที่สร้างมาจากอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟ เช่น ออปแอมป์ OTA วงจรสายพานกระแส ฯลฯ ต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เป็นต้น [30]

รายละเอียดของวงจรกรองความถี่ที่จะกล่าวถึงเพื่อเป็นพื้นฐานเบื้องต้นนั้น จะเป็นหลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองความถี่ และจะเป็นการกล่าวถึงรูปแบบโดยทั่วไปของสมการการถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบแอนาล็อกที่มีรูปแบบของสมการการถ่ายโอนของวงจรเป็นแบบไบควอด (Biquadratic function) เป็นหลัก

ระบบของวงจรกรองความถี่สามารถเขียนแสดงได้ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ระบบของวงจรกรองความถี่

เมื่อ $x(t)$ คือ สัญญาณทางด้านขาเข้า $y(t)$ คือ สัญญาณทางด้านขาออก และ $h(t)$ คือ สัญญาณตอบสนองต่อสัญญาณแบบอิมพัลส์ (Impulse response) ของระบบ ซึ่งถ้าให้วงจรกรองความถี่ภายใต้การพิจารณาเป็นระบบที่มีคุณสมบัติเป็นแบบคอซอล (Causal) เป็นแบบเชิงเส้น (Linear) และเป็นระบบที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time - invariant) แล้ว $y(t)$ จะสัมพันธ์กับตัวแปรอื่นสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้

$$y(t) = \int_0^t h(t-\tau)x(\tau)d\tau \quad (2.21)$$

เมื่อทำการแปลงลาปลาซของสมการที่ (19) จะได้ผลการแปลงลาปลาซคือ

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (2.22)$$

โดย $Y(s)$, $X(s)$ และ $H(s)$ คือผลการแปลงลาปลาซของ $y(t)$, $x(t)$ และ $h(t)$ ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ $s = j\omega$ สมการที่ (2.22) สามารถเขียนแสดงอยู่ในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้ คือ

$$|Y(s)| = |H(s)||X(s)| \quad (2.23)$$

และ

$$\phi_{Y(j\omega)} = \phi_{H(j\omega)} + \phi_{X(j\omega)} \quad (2.24)$$

โดย $\phi_{Y(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $Y(j\omega)$, $\phi_{H(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $H(j\omega)$ และ $\phi_{X(j\omega)}$ คือค่าเฟสของ $X(j\omega)$

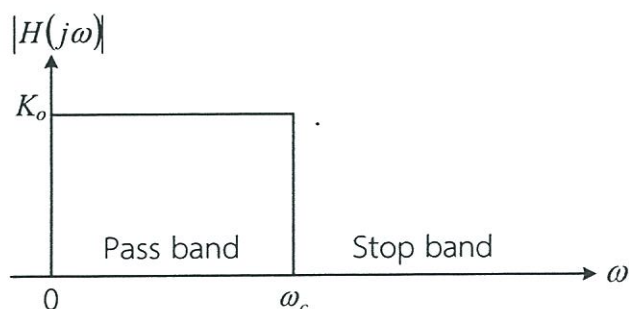
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการโดยทั่วไปของวงจรกรองความถี่ คือ ทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ตัวอย่างที่เห็นได้ชัด เช่น ในการส่งสัญญาณวิทยุซึ่งสัญญาณที่ส่งมาจากทางด้านสถานีส่งนั้นจะเป็นสัญญาณที่มาจากทุกๆ สถานีที่ทำการกระจายเสียง รวมทั้งสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นขณะทำการกระจายเสียง การปรับค่าความถี่เพื่อรับฟังรายการจากสถานีใดสถานีหนึ่งนั้น จะทำได้โดยการกรองเอาสัญญาณของสถานีอื่นๆ ที่ไม่ต้องการฟังรวมทั้งสัญญาณรบกวนออก ให้เหลือเพียงสัญญาณของสถานีที่ต้องการจะรับฟังเท่านั้น โดยเมื่อพิจารณาสมการที่ (2.23) จะเห็นได้ว่าขนาดของสัญญาณทางด้านขาออกนั้นเป็นผลคูณของค่าขนาดของสัญญาณขาเข้ากับค่าขนาดของฟังก์ชันของการตอบสนองในเชิงความถี่ (Frequency response function) ของวงจรกรองความถี่ ถ้าหากค่าฟังก์ชันขนาด (Magnitude Function) ของ $H(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{s1} และ ω_{s2} ก็แสดงว่าสัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเท่ากับศูนย์ ไม่ว่าสัญญาณทางด้านขาเข้านั้นจะมีค่าเท่าไรอยู่ในช่วง $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$ ซึ่งโดยทั่วไปช่วงความถี่ $(\omega_{s1}, \omega_{s2})$ จะเรียกว่าแถบหยุด (Stop band) ของวงจร $H(j\omega)$ นั้น ในทำนองเดียวกันเมื่อค่าฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ในช่วงแถบความถี่ระหว่าง ω_{p1} และ ω_{p2} ก็จะทำให้สัญญาณทางด้านขาออกจะมีค่าขนาดเป็นไปตามสมการที่ (2.23) ในช่วงความถี่ $(\omega_{p1}, \omega_{p2})$ ซึ่งช่วงความถี่นี้มีชื่อเรียกว่าแถบผ่าน (Pass band) ของวงจร $H(j\omega)$ นั้น

จากธรรมชาติการตอบสนองของฟังก์ชันขนาดของ $H(j\omega)$ ในช่วงของแถบความถี่ที่ต่างกันของวงจร ทำให้วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นแบบย่อยๆ ได้อีก 4 แบบตามคุณลักษณะของแถบหยุดและแถบผ่านของวงจร ซึ่งเพื่อให้สะดวกในการอธิบายจึงขอสมมุติให้วงจรกรองความถี่ที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้เป็นวงจรกรองความถี่ในเชิงอุดมคติ นั่นคือ การตอบสนองทางเฟสเป็นแบบเชิงเส้นและมีค่าการสูญเสียทางขนาดเป็นศูนย์ในช่วงแถบผ่านของวงจรและให้การสูญเสียในแถบหยุดของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ($|H(j\omega)| = 0$)

2.4.1 วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter)

วงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึงความถี่คัทออฟ (Cut-off frequency) ω_c ในขณะที่ช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟจะเป็นช่วงความถี่แถบหยุดของวงจร ในกรณีเช่นนี้ค่าแบนด์วิดท์ (Bandwidth) ของวงจรมีค่าเท่ากับ ω_c จะพบว่า การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงดังรูปที่ 2.16

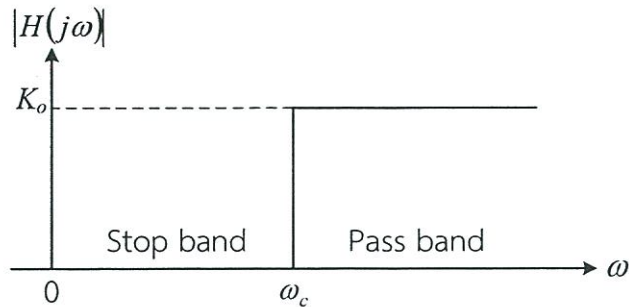


รูปที่ 2.16 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน
ในทางอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่าน (High-pass filter)

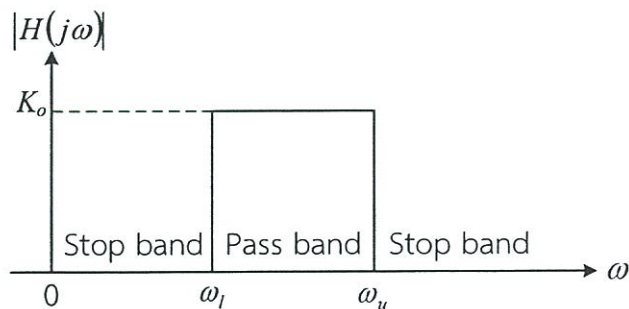
วงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบหยุดอยู่ในช่วงความถี่ต่ำระหว่าง 0 และความถี่คัทออฟ ω_c ในขณะที่วงจรมีแนวโน้มให้ความถี่สูงกว่าความถี่คัทออฟผ่านวงจรไปได้ ซึ่งการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านในทางอุดมคติ

2.4.3 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน (Band-pass filter)

วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบความถี่ผ่านของวงจรมีอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟของความถี่ คือ ω_l และ ω_u ($\omega_u > \omega_l$) ในขณะที่แถบหยุดของวงจรมีอยู่สองแถบคือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัทออฟ ω_u สำหรับผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่านในแบบอุดมคตินั้นแสดงดังรูปที่ 2.18

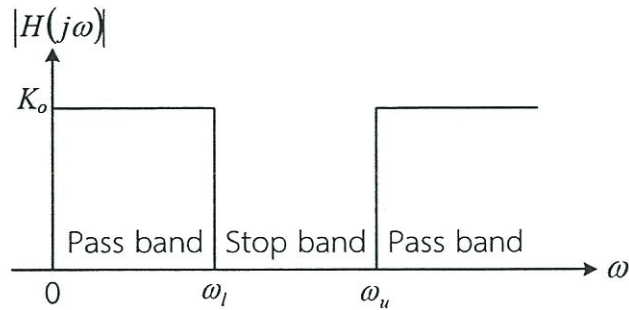


รูปที่ 2.18 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่านในทางอุดมคติ

2.4.4 วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด (Band-stop filter)

วงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีแถบหยุดอยู่ในช่วงระหว่างความถี่คัทออฟสองความถี่คือ ω_l และ ω_u ($\omega_u > \omega_l$) ในขณะที่แถบความถี่ผ่านของวงจรมีอยู่สองแถบ คือ ในช่วงระหว่างความถี่ 0 ถึงความถี่คัทออฟ ω_l และในช่วงของความถี่ที่สูงกว่าความถี่

คัทออฟ ω_u สำหรับผลการตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดในแบบอุดมคติแสดงดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 การตอบสนองทางขนาดในเชิงความถี่ของวงจรรองความถี่แบบแถบความถี่หยุดในทางอุดมคติ

วงจรรองความถี่ที่มีการตอบสนองเชิงความถี่ตามอุดมคตินั้น ไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริงซึ่งในทางปฏิบัตินั้นคงใช้วงจรที่มีผลตอบสนองเชิงความถี่ที่ประมาณคล้ายกับผลตอบสนองในอุดมคติมาปฏิบัติการต่างๆ เท่านั้น วงจรทางปฏิบัติเบื้องต้นแบบง่ายๆ คือ วงจรรองความถี่ชนิดที่เรียกว่า วงจรรองความถี่แบบไบควอด (Biquad) หรือวงจรรองอันดับสอง (Second order) ซึ่งคุณสมบัติของวงจรรองความถี่แบบไบควอดนั้นจะมีดังที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

2.4.5 รูปแบบสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่แบบไบควอด

สมการแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองความถี่แบบไบควอดนั้นจะมีรูปแบบมาตรฐานเป็นดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.25)$$

โดย ω_z , Q_z , ω_p และ Q_p คือ ค่าพารามิเตอร์ที่แสดงถึงค่าความถี่ของซีโร่ (Zero) ค่าควอดริทีแฟกเตอร์ของซีโร่ ค่าความถี่ของโพล และค่าควอดริทีแฟกเตอร์ของโพล ของฟังก์ชันการถ่ายโอน $H(s)$ นั้นตามลำดับ

เมื่อค่าพารามิเตอร์ในสมการที่ (2.25) เปลี่ยนไป จะทำให้ได้วงจรรองความถี่ชนิดต่างๆ คือ วงจรรองความถี่แบบความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน และความถี่หยุด ซึ่งรูปแบบของฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองสัญญาณแบบต่างๆ ดังกล่าวนั้น มีตามลำดับดังต่อไปนี้ คือ

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรรองความถี่แบบต่ำผ่าน จะมีรูปแบบสมการดังนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{\omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.26)$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรรองความถี่แบบความถี่สูงผ่านนั้นมีลักษณะต่อไปนี้ คือ

$$H(s) = K \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.27)$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรรองความถี่แบบแถบความถี่ผ่าน จะมีรูปแบบของสมการโดยเฉพาะเป็น

$$H(s) = K \frac{\frac{\omega_z}{Q_z} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.28)$$

สมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรรองความถี่แบบแถบความถี่หยุด จะมีลักษณะเฉพาะตัวที่แตกต่างจากฟังก์ชันการถ่ายโอนอื่นๆ ดังนี้คือ

$$H(s) = K \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.29)$$

นอกจากวงจรรองความถี่ทั้งสี่รูปแบบที่กล่าวมาแล้วนั้น ยังมีวงจรรองอีกชนิดหนึ่งที่มีใช้งานอยู่ในงานวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ได้แก่ วงจรรองผ่านทุกความถี่ โดยคุณสมบัติของวงจรชนิดนี้จะยอมให้ทุกความถี่ของสัญญาณผ่านไป แต่สัญญาณเอาต์พุตจะมีเฟสต่างกับอินพุต ดังนั้น วงจรรองชนิดนี้จึงมักจะถูกนำไปใช้งานในการเลื่อนเฟสสัญญาณ โดยสมการฟังก์ชันการถ่ายโอนแบบไบควอดของวงจรรองความถี่แบบกรองผ่านทุกความถี่แสดงได้ดังนี้

$$H(s) = K \frac{s^2 - \frac{\omega_z}{Q_z} + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.30)$$

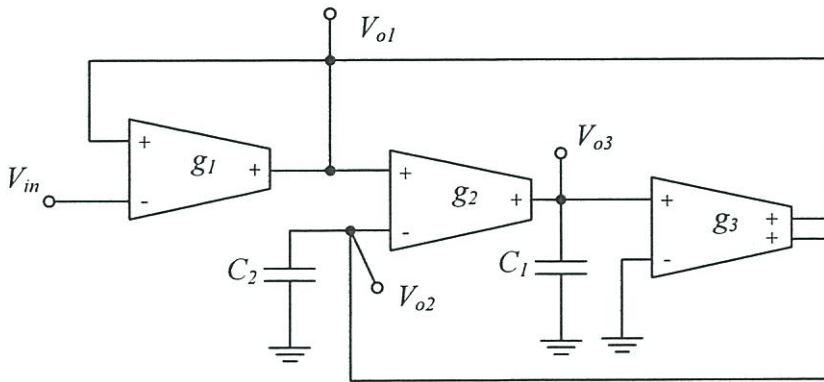
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์ที่จะสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่โดยใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลัก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องศึกษาและวิเคราะห์ถึงข้อดีและข้อด้อยของวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่ใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่ได้มีผู้นำเสนอไว้แล้วในอดีต เพื่อเป็นแนวทางในการศึกษา สังเคราะห์ ออกแบบ และพัฒนาจากการศึกษาพบว่าได้นำนักวิจัยจากหลายประเทศได้นำเสนอไว้ ซึ่งจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

2.5.1 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Chang

ในปี ค.ศ. 1999 C. M. Chang ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่จำนวนสามวงจร [11] โดยเป็นวงจรแบบ SIMO จำนวนสองวงรดังแสดงในรูปที่ 2.20 และ 2.21 และแบบ MIMO จำนวนหนึ่งวงรดังแสดงในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่ SIMO ของ Chang ที่ให้ฟังก์ชัน LP, BP และ BS

จากโครงสร้างวงจรในรูปที่ 2.20 พบว่า วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์สองตัว และสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ 3 ฟังก์ชัน ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน แลบความถี่ผ่าน และแลบความถี่หยุด จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.31)$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.32)$$

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s C_2 g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.33)$$

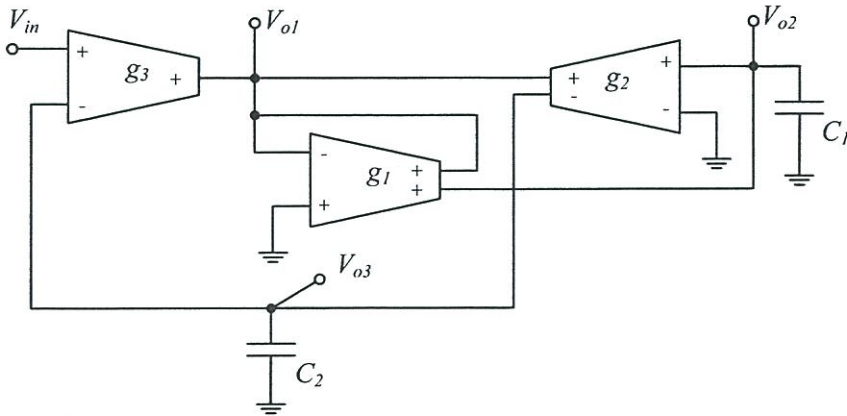
จากสมการที่ (2.31)-(2.33) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (2.34)$$

$$Q = g_{m1}\sqrt{\frac{C_1}{C_2g_{m2}g_{m3}}} \quad (2.35)$$

จากสมการที่ (2.34) และ (2.35) พบว่า วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.20 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีค่าความต้านทานที่อินพุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ไม่สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทั้งห้าฟังก์ชัน (ขาดฟังก์ชันความถี่สูงผ่าน และกรองผ่านทุกความถี่)



รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่ SIMO ของ Chang ที่ให้ฟังก์ชัน LP, BP และ HP

จากโครงสร้างวงจรในรูปที่ 2.21 พบว่า วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์สองตัว และสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ 3 ฟังก์ชัน ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน แถบความถี่ผ่าน และความถี่สูงผ่าน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2g_{m3}}{s^2C_1C_2g_{m1} + sC_2g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (2.36)$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{-sC_2g_{m1}g_{m3}}{s^2C_1C_2g_{m1} + sC_2g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (2.37)$$

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{s^2C_1C_2g_{m1} + sC_2g_{m1}g_{m2} + g_{m1}g_{m2}g_{m3}} \quad (2.38)$$

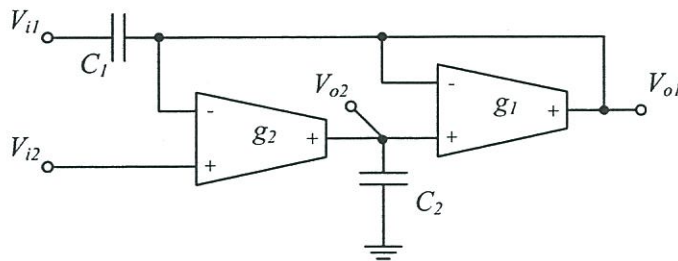
จากสมการที่ (2.36)-(2.38) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (2.39)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1g_{m3}}{C_2g_{m2}}} \quad (2.40)$$

ข้อดีของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.21 คือ วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่อินพุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ไม่สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทั้งห้าฟังก์ชัน (ขาดฟังก์ชันแถบความถี่หยุด และกรองผ่านทุกความถี่)



รูปที่ 2.22 วงจรกรองความถี่ MIMO ของ Chang

จากโครงสร้างวงจรในรูปที่ 2.22 พบว่า วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลอยและที่ต่อลงกราวด์อย่างละตัวตัว โดยวงจรมีจุดป้อนอินพุตแรงดันสองจุดและจุดแรงดันเอาต์พุตสองจุด จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสองได้ดังนี้

$$V_{o1} = \frac{s^2C_1C_2V_{i1} + g_{m1}g_{m2}V_{i2}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (2.41)$$

$$V_{o2} = \frac{-sC_1g_{m2}V_{i1} + (sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2})V_{i2}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (2.42)$$

จากสมการที่ (2.41)-(2.42) พบว่า วงจรสามารถให้ผลตอบสนองได้สามฟังก์ชัน ได้แก่ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน และแถบความถี่ผ่าน โดยความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้ดังนี้

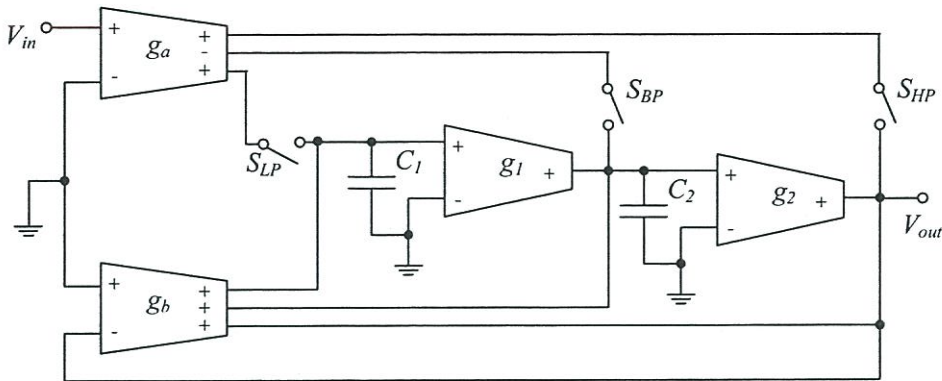
$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.43)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.22 คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟจำนวนน้อย อย่างไรก็ตาม วงจรยังมีข้อด้อย คือ วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่อินพุตไม่สูงจึงไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคด ไม่สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทั้งห้าฟังก์ชัน (ขาดฟังก์ชันแถบความถี่หยุด และกรองผ่านทุกความถี่)

ในปี ค.ศ. 2006 C. M. Chang ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ [13] โดยเป็นวงจรแบบหนึ่งอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่สามารถควบคุมได้แบบดิจิทัลดังแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หนึ่งอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตของ Chang ที่ควบคุมได้แบบดิจิทัล

จากโครงสร้างวงจรในรูปที่ 2.23 พบว่า วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสี่วงจร ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์สองตัว และสวิตช์ที่ควบคุมได้แบบดิจิทัลจำนวนสามตัว จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \left(\frac{1}{g_b} \right) \frac{s^2 C_1 C_2 (g_a V_{in}) - s C_1 g_{m2} (g_a V_{in}) + g_{m1} g_{m2} (g_a V_{in})}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2.45)$$

จากสมการที่ (2.45) พบว่า เมื่อ g_a เป็นสวิตช์เพื่อเลือกผลตอบสนองทางเอาต์พุตจะทำให้ได้ผลตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชัน ซึ่งได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

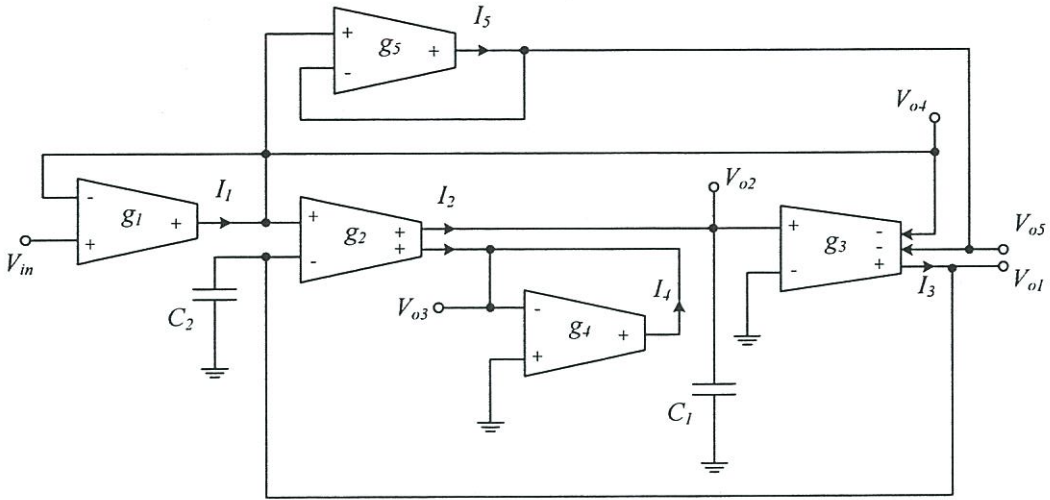
$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.46)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 g_{m1}}{C_1 g_{m2}}} \quad (2.47)$$

วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.23 มีข้อดี คือ สามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้แบบดิจิทัล วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่อินพุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ OTA_a และ OTA_b เป็นชนิดแบบหลายเอาต์พุต ซึ่งโครงสร้างภายในของ OTA จะต้องใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนมากกว่าปกติ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 วงจรกรองความถี่โหมตแรงดันหลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Horng

ในปี ค.ศ. 2002 J. W. Horng ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมตแรงดันหลายหน้าที่แบบ SIMO [12] ดังแสดงในรูปที่ 2.24 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนห้าตัวรวมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์สองตัว และสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชันจากวงจรสามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันการถ่ายโอนได้ดังนี้



รูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่ SIMO ของ Horng ที่ใช้ OTA จำนวนห้าตัว

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{g_1 g_2 g_3}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.47)$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{s C_2 g_{m1} g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.48)$$

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m1} \frac{g_{m2}}{g_{m4}}}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.49)$$

$$\frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.50)$$

$$\frac{V_{o5}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m1} - s C_2 g_{m2} g_{m3} \frac{g_{m1}}{g_{m5}} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 g_{m1} + s C_2 g_{m2} g_{m3} + g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad (2.51)$$

จากสมการที่ (2.47)-(2.51) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

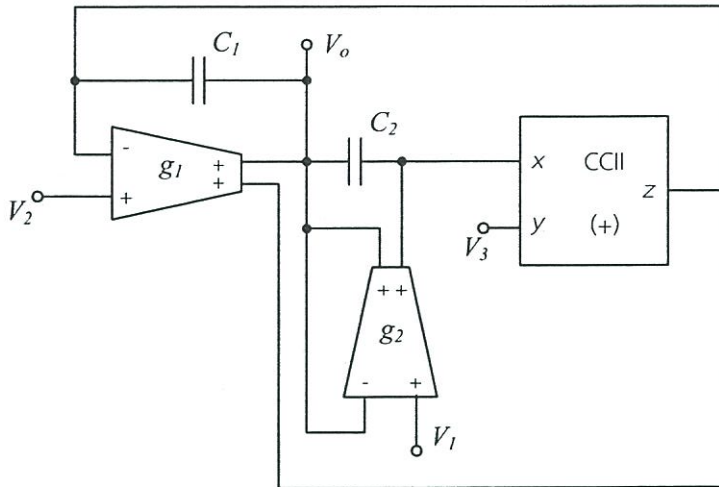
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (2.52)$$

$$Q = g_{m1}\sqrt{\frac{C_1}{C_2g_{m2}g_{m3}}} \quad (2.53)$$

จากสมการที่ (2.52) และ (2.53) พบว่า วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.24 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน วงจรใช้ตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทุกตัวทำให้เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม มีความต้านทานที่อินพุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อย่างไรก็ตามวงจรมีข้อด้อย คือ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ จะต้องให้ g_{m1} และ g_{m3} มีค่าที่แมทชิ่งกัน รวมทั้ง OTA₂ และ OTA₃ เป็นชนิดแบบหลายเอาต์พุต ซึ่งโครงสร้างภายในของ OTA จะต้องใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนมากกว่าปกติ

ในปี ค.ศ. 2003 J. W. Horng ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่แบบ MISO [21] ดังแสดงในรูปที่ 2.25 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสองวงจร วงจรสายพานกระแสยุคที่สอง (CCII) จำนวนสองวงจร ร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลอยสองตัว โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้



รูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่ MISO ของ Horng ที่ใช้ OTA กับ CCII

$$V_o = \frac{s^2C_1C_2V_3 - sC_1g_{m1}V_2 + g_{m1}g_{m2}V_1}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ (2.54) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

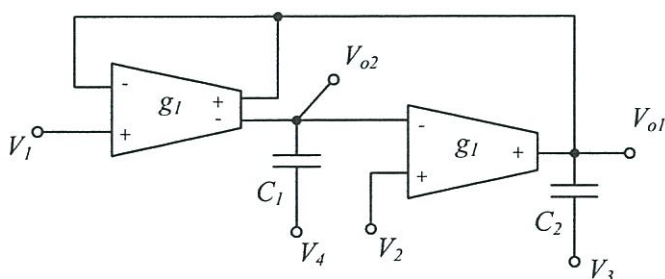
$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 g_{m2}}{C_1 g_{m1}}} \quad (2.56)$$

วงจรรองความถี่ในรูปที่ 2.25 มีข้อดี คือ มีความต้านทานที่อินพุตสูงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรมีข้อด้อย คือ วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสองชนิด รวมทั้ง OTA ที่ใช้เป็นชนิดแบบหลายเอาต์พุต ซึ่งโครงสร้างภายในของ OTA จะต้องใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนมากกว่าปกติ

ในปี ค.ศ. 2004 J. W. Horng ได้นำเสนอวงจรรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่แบบ MIMO [24] ดังแสดงในรูปที่ 2.26 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสองวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลอยสองตัว โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสองได้ดังนี้



รูปที่ 2.26 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Horng ที่ใช้ OTA จำนวนสองวงจร

$$V_{o1} = \frac{s^2 C_1 C_2 V_3 + s C_1 (g_{m1} V_1 + g_{m2} V_2 - g_{m2} V_4) + g_{m1} g_{m2} V_1}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2.57)$$

$$V_{o2} = \frac{s^2 C_1 C_2 V_4 + s g_{m1} (C_1 V_4 + C_2 V_3 - C_2 V_1) + g_{m1} g_{m2} V_2}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2.58)$$

จากสมการที่ (2.57) และ (2.58) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.59)$$

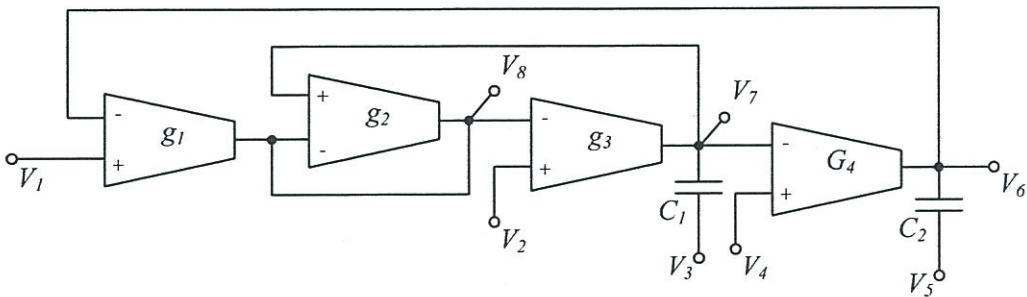
$$Q = \sqrt{\frac{C_2 g_{m2}}{C_1 g_{m1}}} \quad (2.60)$$

วงจรรองความถี่ในรูปที่ 2.26 มีข้อดี คือ ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรมีข้อด้อย คือ วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นวงจรรวม ความต้านทานที่อินพุตบางจุดไม่สูงจึงไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดันรวม ทั้ง OTA ที่ใช้เป็นชนิดแบบหลายเอาต์พุตซึ่งโครงสร้างภายในของ OTA จะต้องใช้มอสทรานซิสเตอร์จำนวนมากกว่าปกติ อีกทั้งต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทุกฟังก์ชัน

2.5.3 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Wu และ Xie

ในปี ค.ศ. 1993 J. Wu และ C.-Y. Xie ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่แบบ MIMO [16] ดังแสดงในรูปที่ 2.27 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสี่วงจรร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลอยสองตัว โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสามได้ดังนี้



รูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่ MIMO ของ Wu และ Xie

$$V_{o6} = \frac{s^2 V_5 + s \left(\frac{g_{m4}}{C_2} (V_4 - V_3) + \frac{g_{m3}}{C_1} V_5 \right) + \frac{g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2} (V_4 - V_2) + \frac{g_{m1} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m2}} V_1}{s^2 + s \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m2}}} \quad (2.61)$$

$$V_{o7} = \frac{s^2 V_3 + s \frac{g_{m3}}{C_1} \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} (V_5 - V_1) + V_2 \right) + \frac{g_{m1} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m2}} V_4}{s^2 + s \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m2}}} \quad (2.62)$$

$$V_{o8} = \frac{s^2 \left(\frac{g_{m1}}{g_{m2}} (V_1 - V_5) + V_3 \right) + s \frac{1}{C_2 g_{m2}} \left(\frac{g_{m1} g_{m4}}{C_2 g_{m2}} (V_3 - V_4) + \frac{g_{m3}}{C_1} V_2 \right) + \frac{g_{m1} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m2}} V_2}{s^2 + s \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m2}}} \quad (2.63)$$

จากสมการที่ (2.61)-(2.63) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m3} g_{m4}}{C_1 C_2 g_{m2}}} \quad (2.64)$$

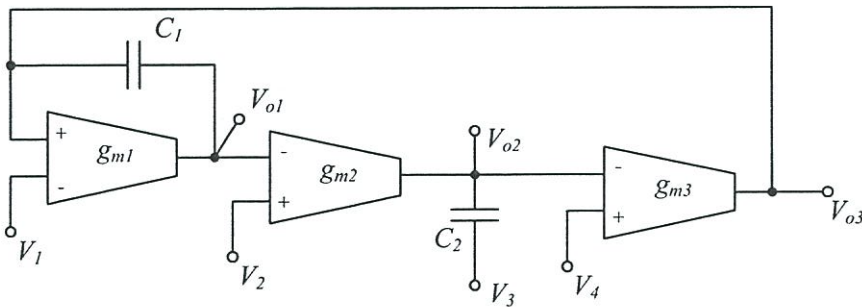
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m1} g_{m4}}{C_2 g_{m2} g_{m3}}} \quad (2.65)$$

วงจรรองความถี่ในรูปที่ 2.27 มีข้อดี คือ ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรมีข้อด้อย คือ วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม ความต้านทานที่อินพุตบางจุดไม่สูงจึงไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อีกทั้งต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทุกฟังก์ชัน

2.5.4 วงจรรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Wu และ El-Masry

ในปี ค.ศ. 1998 J. Wu และ I. E. El-Masry ได้นำเสนอวงจรรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่แบบ MIMO [17] ดังแสดงในรูปที่ 2.28 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสามวงจรรวมกับตัวเก็บประจุแบบลอยสองตัว โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสามได้ดังนี้



รูปที่ 2.28 วงจรรองความถี่ MIMO ของ Wu และ El-Masry

$$V_{o1} = \frac{s^2 \left(V_1 - \frac{g_{m3}}{g_{m1}} (V_3 - V_4) \right) + s \left(\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 g_{m1}} V_2 + \frac{g_{m2}}{C_2} (V_3 - V_4) \right) + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} V_2}{s^2 + s \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}} \quad (2.66)$$

$$V_{o2} = \frac{s^2 V_3 + s \left(\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 g_{m1}} V_4 + \frac{g_{m2}}{C_2} (V_2 - V_1) \right) + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} V_4}{s^2 + s \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}} \quad (2.67)$$

$$V_{o3} = \frac{s^2 \left(V_1 - \frac{g_{m3}}{g_{m1}} (V_3 - V_4) \right) + s \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 g_{m1}} V_2 + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} V_2}{s^2 + s \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_2 g_{m1}} + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}} \quad (2.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.66)-(2.68) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

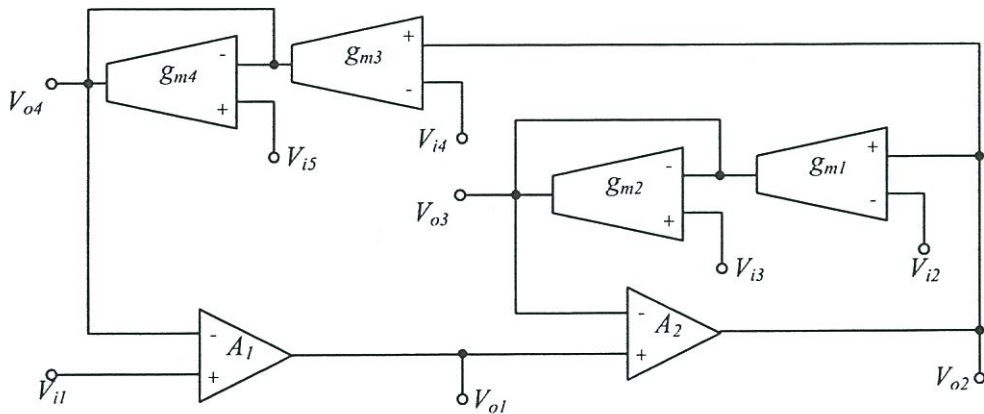
$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad (2.69)$$

$$Q = \frac{C_2g_{m1}}{\sqrt{C_1C_2g_{m2}g_{m3}}} \quad (2.70)$$

จากสมการที่ (2.69) และ (2.70) พบว่า วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.28 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ วงจรใช้ตัวเก็บประจุแบบลอยทำให้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม ความต้านทานที่อินพุตบางจุดไม่สูงจึงไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อีกทั้งต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทุกฟังก์ชัน

2.5.5 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Tsukutani และคณะ

ในปี ค.ศ. 2000 T. Tsukutani และคณะได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่แบบ MIMO [18] ดังแสดงในรูปที่ 2.29 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสี่วงจรร่วมกับออปแอมป์จำนวนสองวงจร โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสิ้นได้ดังนี้



รูปที่ 2.29 วงจรกรองความถี่ MIMO ของ Tsukutani และคณะ

$$V_{o1} = \frac{(s + k_1B_2)B_1V_{i1} - k_1k_2B_1B_2V_{i2} + k_2B_1B_2V_{i3} + (s + k_1B_2)k_2B_1V_{i4} - (s + k_1B_2)B_1V_{i5}}{s^2 + sk_1B_2 + k_2B_1B_2} \quad (2.71)$$

$$V_{o2} = \frac{B_1B_2V_{i1} + sk_1B_2V_{i2} - sB_2V_{i3} + k_2B_1B_2V_{i4} - B_1B_2V_{i5}}{s^2 + sk_1B_2 + k_2B_1B_2} \quad (2.72)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o3} = \frac{k_1 B_1 B_2 V_{i1} - k_1 (s^2 + k_2 B_1 B_2) V_{i2} + (s^2 + k_2 B_1 B_2) V_{i3} + k_1 k_2 B_1 B_2 V_{i4} - k_1 B_1 B_2 V_{i5}}{s^2 + s k_1 B_2 + k_2 B_1 B_2} \quad (2.73)$$

$$V_{o4} = \frac{k_2 B_1 B_2 V_{i1} + s k_1 k_2 B_2 V_{i2} - s k_2 B_2 V_{i3} - k_2 (s^2 + s k_1 B_2) V_{i4} + (s^2 + s k_1 B_2) V_{i5}}{s^2 + s k_1 B_2 + k_2 B_1 B_2} \quad (2.74)$$

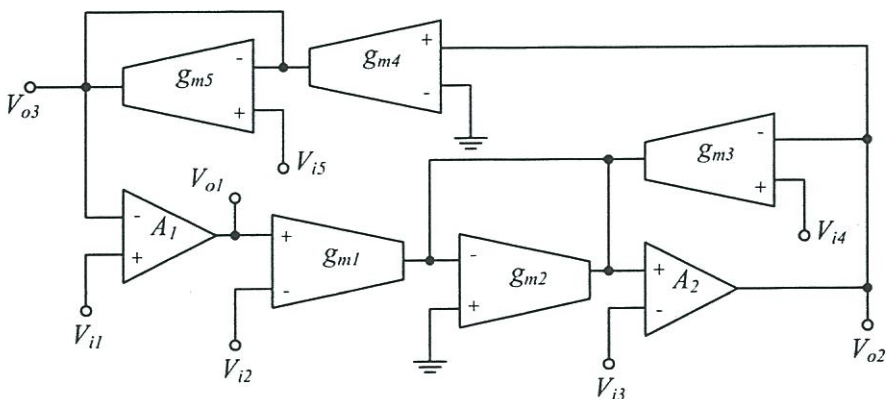
จากสมการที่ (2.71)-(2.74) เมื่อ $k_1 = \frac{g_{m1}}{g_{m2}}$ และ $k_2 = \frac{g_{m3}}{g_{m4}}$ จะได้ความถี่ธรรมชาติ และควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_o = \sqrt{k_2 B_1 B_2} \quad (2.75)$$

$$Q = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{k_2 B_1}{B_2}} \quad (2.76)$$

จากสมการที่ (2.75) และ (2.76) พบว่า วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.29 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ความต้านทานที่อินพุตสูงจึงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อย่างไรก็ตามยังมีข้อด้อย คือ วงจรใช้อุปกรณ์แอกทีฟสองชนิด (OTA และออปแอมป์) อีกทั้งต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทุกฟังก์ชัน

ต่อมาในปี ค.ศ. 2001 T. Tsukutani และคณะได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่ที่ใช้เพียงอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนสองวงจร [20, 23] โดยเป็นวงจรแบบ MIMO วงจรดังแสดงในรูปที่ 2.30 และ 2.31 โดยวงจรในรูปที่ 2.30 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนห้าวงจรร่วมกับออปแอมป์จำนวนสองวงจร [20] โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสามได้ดังนี้



รูปที่ 2.30 วงจรกรองความถี่ MIMO ของ Tsukutani และคณะที่ใช้ OTA ห้าวงจร และออปแอมป์สองวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o1} = \frac{(s + k_2 B_2) B_1 V_{i1} - k_1 k_3 B_1 B_2 V_{i2} + k_3 B_1 B_2 V_{i3} - k_2 k_3 B_1 B_2 V_{i4} - (s + k_2 B_2) B_1 V_{i5}}{s^2 + s k_1 B_2 + k_1 k_3 B_1 B_2} \quad (2.77)$$

$$V_{o2} = \frac{k_1 B_1 B_2 V_{i1} - s k_1 B_2 V_{i2} - s B_2 V_{i3} + s k_2 B_2 V_{i4} - k_1 B_1 B_2 V_{i5}}{s^2 + s k_1 B_2 + k_1 k_3 B_1 B_2} \quad (2.78)$$

$$-V_{o3} = \frac{k_1 k_3 B_1 B_2 V_{i1} - s k_1 k_3 B_2 V_{i2} - s k_3 B_2 V_{i3} + s k_2 k_3 B_2 V_{i4} + s(s + k_2 B_2) V_{i5}}{s^2 + s k_1 B_2 + k_1 k_3 B_1 B_2} \quad (2.79)$$

จากสมการที่ (2.77)-(2.79) เมื่อ $k_1 = \frac{g_{m1}}{g_{m2}}$, $k_2 = \frac{g_{m3}}{g_{m2}}$ และ $k_3 = \frac{g_{m4}}{g_{m5}}$ จะได้

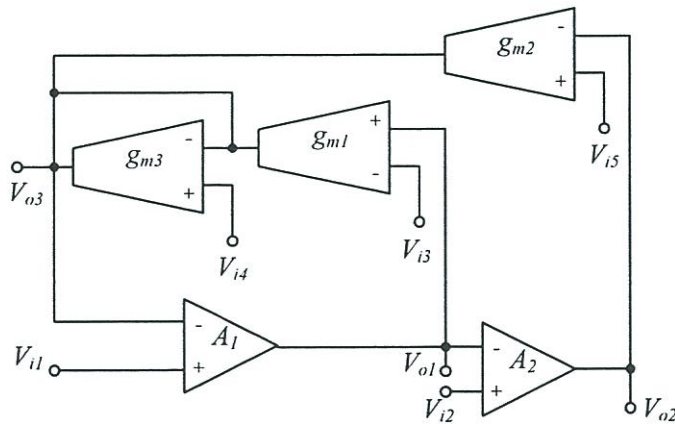
ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_o = \sqrt{k_1 k_3 B_1 B_2} \quad (2.80)$$

$$Q = \frac{1}{k_2} \sqrt{\frac{k_1 k_3 B_1}{B_2}} \quad (2.81)$$

จากสมการที่ (2.80) และ (2.81) พบว่า วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.30 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ความต้านทานที่อินพุตสูงจึงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ วงจรใช้อุปกรณ์แอกทีฟสองชนิด (OTA และออปแอมป์) อีกทั้งต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทุกฟังก์ชัน

วงจรกรองความถี่ MIMO ในรูปที่ 2.31 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนสามวงจรร่วมกับออปแอมป์จำนวนสองวงจร โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตทั้งสามได้ดังนี้



รูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่ MIMO ของ Tsukutani และคณะที่ใช้ OTA สามวงจรและออปแอมป์สองวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o1} = \frac{sB_1V_{i1} + k_2B_1B_2V_{i2} + sk_1B_1V_{i3} - sB_1V_{i4} - sk_2B_1V_{i5}}{s^2 + sk_1B_1 + k_2B_1B_2} \quad (2.82)$$

$$V_{o2} = \frac{-B_1B_2V_{i1} + (s^2 + sk_1B_1)B_2V_{i2} - k_1B_1B_2V_{i3} + B_1B_2V_{i4} + k_2B_1B_2V_{i5}}{s^2 + sk_1B_1 + k_2B_1B_2} \quad (2.83)$$

$$V_{o3} = \frac{(sk_1 + k_2B_2)B_1V_{i1} - sk_2B_1B_2V_{i2} - s^2k_1V_{i3} + s^2V_{i4} + s^2k_2V_{i5}}{s^2 + sk_1B_1 + k_2B_1B_2} \quad (2.84)$$

จากสมการที่ (2.82)-(2.84) เมื่อ $k_1 = \frac{g_{m1}}{g_{m3}}$ และ $k_2 = \frac{g_{m2}}{g_{m3}}$ จะได้ความถี่ธรรมชาติ และควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_o = \sqrt{k_2B_1B_2} \quad (2.85)$$

$$Q = \frac{1}{k_1} \sqrt{\frac{k_2B_2}{B_1}} \quad (2.86)$$

จากสมการที่ (2.85) และ (2.86) พบว่า วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.31 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ความต้านทานที่อินพุตสูงจึงสะดวกต่อการนำไปต่อкасасเคดในโหมดแรงดัน อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ วงจรใช้อุปกรณ์แอกทีฟสองชนิด (OTA และออปแอมป์) อีกทั้งต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทุกฟังก์ชัน

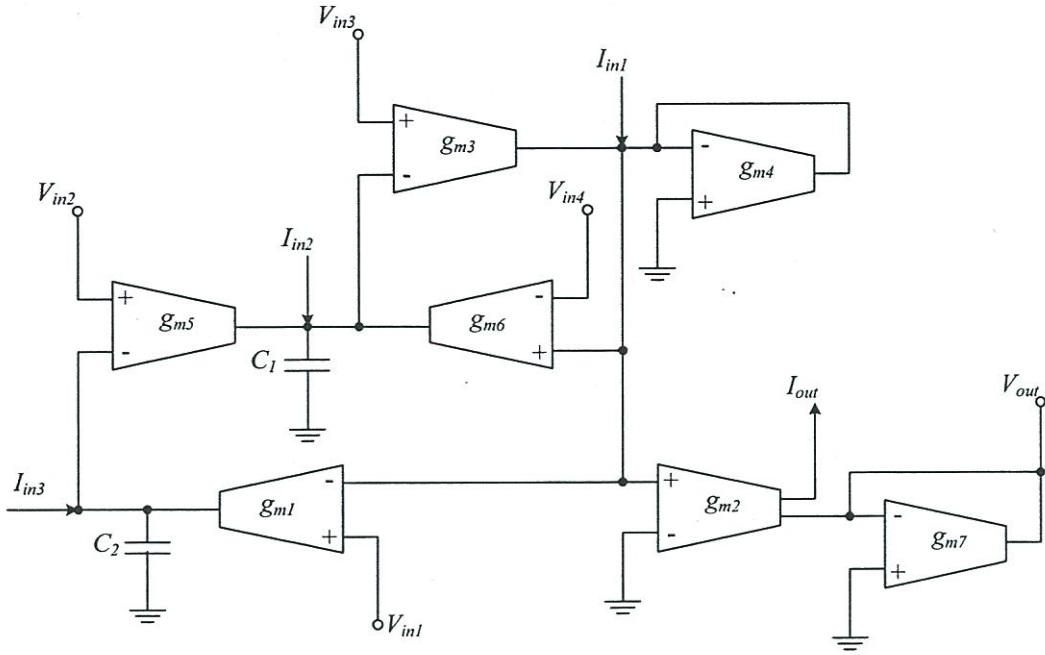
2.5.6 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันและโหมดกระแสหลายหน้าที่ที่นำเสนอ

โดย Abuelma'atti และ Bentrchia

ในปี ค.ศ.2005 M. T. Abuelma'atti, M.T. และ A. Bentrchia ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันและโหมดกระแสหลายหน้าที่แบบ MISO [25] ดังแสดงในรูปที่ 2.32 วงจรประกอบไปด้วย OTA จำนวนเจ็ดตัวรวมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์สองตัว โดยวงจรสามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน จากวงจรสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \left(\frac{g_{m2}}{g_{m4}g_{m7}} \right) \frac{s^2(g_{m3}V_{in3} + I_{in3}) - sg_{m3} \left(\frac{g_{m5}V_{in2} - g_{m6}V_{in4} + I_{in2}}{C_1} \right) + \frac{g_{m3}g_{m5}}{C_1C_2} (g_{m1}V_{in1} + I_{in1})}{s^2 + s \frac{g_{m3}g_{m6}}{g_{m4}C_1} + \frac{g_{m1}g_{m3}g_{m5}}{g_{m4}C_1C_2}} \quad (2.87)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 วงจรกรองความถี่ MIMO ของ Abuelma'atti และ Bentrchia

จากสมการที่ (2.87) จะได้ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์เป็น

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m3}g_{m5}}{g_{m4}C_1C_2}} \quad (2.88)$$

$$Q = \frac{1}{g_{m6}} \sqrt{\frac{C_1g_{m1}g_{m4}g_{m5}}{C_2g_{m3}}} \quad (2.89)$$

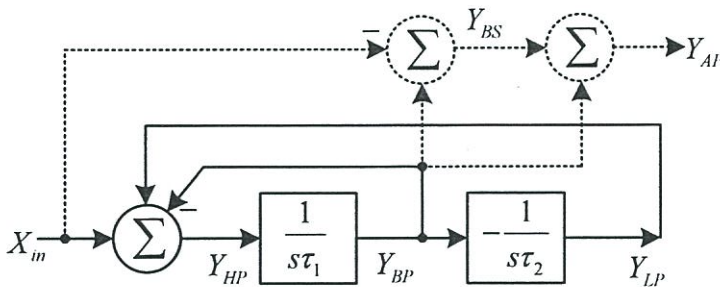
จากสมการที่ (2.88) และ (2.89) พบว่า วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 2.32 มีข้อดี คือ สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้อย่างอิสระจากกัน ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ความต้านทานที่อินพุตสูงจึงสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน อย่างไรก็ตามวงจรยังมีข้อด้อย คือ ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตครบทุกฟังก์ชัน

บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย

ในบทนี้จะนำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่พร้อมทั้งวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจร โดยวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจะเป็นวงจรกรองที่เรียกว่า Two integrator loop biquad filter คือ สร้างมาจากวงจรอินทิเกรเตอร์จำนวน 2 ชุด ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต แบบที่ 1

ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตแบบที่ 1 นี้จะมีโครงสร้างวงจรดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 ซึ่งรู้จักกันดีในชื่อวงจรกรองแบบ KHN โครงสร้างหลักของวงจรประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless integrator) จำนวน 2 ชุด และวงจรบวก-ลบสัญญาณอีก 1 ชุด โดยปกติแล้วโครงสร้างของวงจรกรองนี้จะให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ 3 ชนิดในเวลาเดียวกัน คือ ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน และแถบความถี่ผ่าน แต่ทั้งนี้สามารถที่จะปรับปรุงให้ได้ฟังก์ชันแถบความถี่หยุด และกรองผ่านทุกความถี่ โดยเพิ่มวงจรบวก-ลบสัญญาณอีกจำนวนสองชุด



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองแบบที่ 1

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของแต่ละฟังก์ชันดังนี้

$$\frac{Y_{BP}}{X_m} = \frac{s \frac{1}{\tau_1}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.1)$$

$$\frac{Y_{LP}}{X_m} = -\frac{1}{s^2 + s \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Y_{HP}}{X_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.3)$$

$$\frac{Y_{BS}}{X_{in}} = -\frac{s^2 + \frac{1}{\tau_1\tau_2}}{s^2 + s\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.4)$$

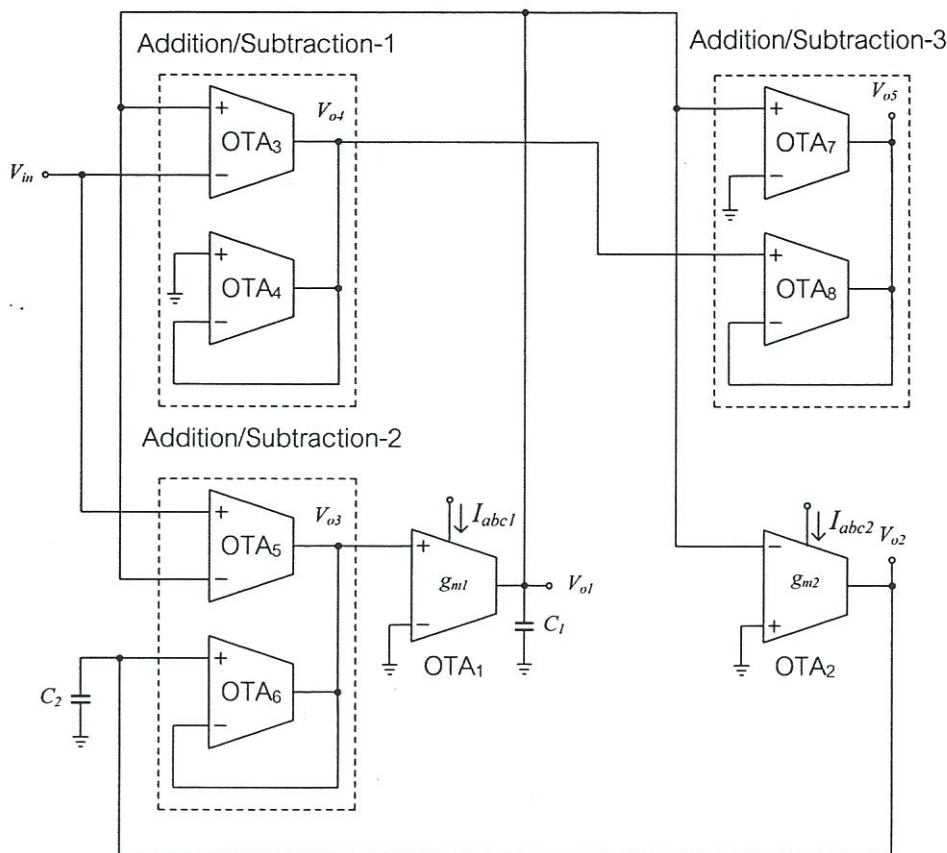
$$\frac{Y_{AP}}{X_{in}} = -\frac{s^2 - s\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}}{s^2 + s\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ (3.1)-(3.5) พบว่า โครงสร้างนี้สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน โดยปราศจากเงื่อนไขการแมทซิง (Matching) กันของอุปกรณ์ จากสมการที่ (3.1)-(3.5) ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ แสดงได้เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.6)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \quad (3.7)$$

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 สามารถสังเคราะห์วงจรองความถี่โหมตแรงดันหนึ่ง อินพุต-ห้าเอาต์พุต โดยใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่จัดรูปที่ 3.2 จากวงจรพบว่า OTA₁ และ C₁ ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดไม่กลับเฟส ในขณะที่ OTA₂ และ C₂ ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดกลับเฟส ส่วนวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันชุดที่ 1 คือ OTA₃ และ OTA₄ ชุดที่ 2 คือ OTA₅ และ OTA₆ ชุดที่ 3 คือ OTA₇ และ OTA₈ จากวงจรในรูปที่ 3.2 พบว่า ความต้านทานที่อินพุตมีค่าสูงเนื่องจากป้อนเข้าที่ขั้วอินพุตของ OTA จึงทำให้วงจรที่นำเสนอสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมตแรงดัน นอกจากนี้ด้วยการที่ใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จึงมีความเหมาะสมที่จะนำวงจรที่นำเสนอไปพัฒนาเป็นวงจรรวม (Integrated circuit)



รูปที่ 3.2 วงจรกรองแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่สังเคราะห์ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1

3.1.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่
หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต แบบที่ 1 ในทางอุดมคติ

จากวงจรในรูปที่ 3.2 เมื่ออุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรทำงานเป็นไปตามอุดมคติสามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันได้เป็น

$$\frac{V_{o1}}{V_m} = \frac{sC_2g_{m1}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.8}$$

$$\frac{V_{o2}}{V_m} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.9}$$

$$\frac{V_{o3}}{V_m} = \frac{s^2C_1C_2}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.10}$$

$$\frac{V_{o4}}{V_m} = -\frac{s^2C_1C_2 + g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.11}$$

$$\frac{V_{o5}}{V_m} = -\frac{s^2C_1C_2 - sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะพบว่า วงจรที่นำเสนอสามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน โดยปราศจากเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ จากสมการที่ (3.8)-(3.12) ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.13)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (3.14)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = g_m \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (3.15)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.15) และ (3.16) จะพบว่า สามารถปรับค่า Q ได้ที่ C_1 และ C_2 ขณะที่ ω_0 สามารถปรับได้ที่ g_m โดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อ Q ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า วงจรที่นำเสนอสามารถปรับ ω_0 ได้อย่างอิสระจาก Q ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัส จากสมการที่ (3.17) และ (3.18) ความไวของ ω_0 และ Q แสดงได้ดังนี้

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -0.5, \quad S_{g_m}^{\omega_0} = 1 \quad (3.17)$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = 0.5 \quad (3.18)$$

3.1.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุต ไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทีฟ

ในกรณีที่อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรมีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติสามารถที่จะแสดงคุณสมบัติของวงจรบวก-ลบสัญญาณได้ดังนี้

$$V_o = \beta_1 V_1 - \beta_2 V_2 + \beta_3 V_3 \quad (3.19)$$

เมื่อ $\beta_1(s) = \beta_1 = 1 - \varepsilon_{1v}$ และ $\varepsilon_{1v} (|\varepsilon_{1v}| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน (Voltage tracking error) จากโนดอินพุต V_1 ไปยัง V_o ส่วน $\beta_2(s) = \beta_2 = 1 - \varepsilon_{2v}$ และ $\varepsilon_{2v} (|\varepsilon_{2v}| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันระหว่างโนดอินพุต V_2 ไปยัง V_o ในขณะที่ $\beta_3(s) = \beta_3 = 1 - \varepsilon_{3v}$ และ $\varepsilon_{3v} (|\varepsilon_{3v}| \ll 1)$ คือ ค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน ระหว่างโนดอินพุต V_3 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปยัง V_o ของวงจรบวก-ลบสัญญาณ เมื่อพิจารณาผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจร OTA ค่าอัตราขยายความนำสามารถเขียนได้ ดังนี้

$$g_{mi} = g_{mi}(1 - \mu_i s) \quad (3.20)$$

เมื่อ $\mu_i = \frac{1}{\omega_{gi}}$ โดยที่ ω_{gi} คือ ค่าโพลความถี่อันดับที่หนึ่งที่เกิดจากค่าพารามิเตอร์แฝงภายในวงจร OTA วงจรที่ i เมื่อใช้สมการที่ (3.19) และ (3.20) ค่าส่วนของฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (3.8)-(3.12) จะกลายเป็น

$$s^2 C_1 C_2 + C_2 g_{m1} \beta_{22} \left(1 - \frac{(\mu_1 + \mu_2) g_{m2} \beta_{32}}{C_2 \beta_{22}} \right) + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{32}}{\left(1 - \frac{C_2 g_{m1} \mu_1 \beta_{22} + g_{m1} g_{m2} \mu_1 \mu_2 \beta_{32}}{C_1 C_2} \right)} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.21) ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ที่รวมผลของความไม่เป็นอุดมคติไว้ในการคำนวณสามารถแสดงได้ ดังนี้

$$\omega_{0n} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{32}}{C_1 C_2 \left(1 - \frac{C_2 g_{m1} \mu_1 \beta_{22} + g_{m1} g_{m2} \mu_1 \mu_2 \beta_{32}}{C_1 C_2} \right)}} \quad (3.22)$$

$$Q_n = \frac{\sqrt{C_1 C_2 g_{m1} g_{m2} \beta_{32} \left(1 - \frac{C_2 g_{m1} \mu_1 \beta_{22} + g_{m1} g_{m2} \mu_1 \mu_2 \beta_{32}}{C_1 C_2} \right)}}{C_2 g_{m1} \beta_{22} \left(1 - \frac{(\mu_1 + \mu_2) g_{m2} \beta_{32}}{C_2 \beta_{22}} \right)} \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.22) และ (3.23) ค่าความไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวก-ลบสัญญาณ และวงจร OTA มีผลทำให้สมการคุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 3.2 เปลี่ยนไป สำหรับค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจร OTA สามารถละลายได้ภายใต้เงื่อนไขคือ

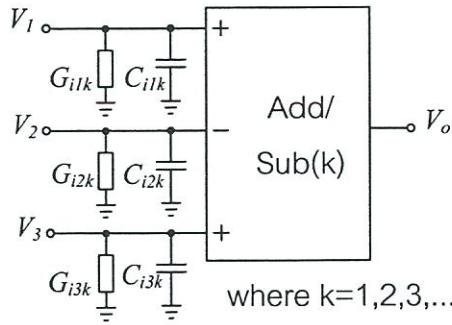
$$\left. \begin{aligned} \frac{C_2 g_{m1} \mu_1 \beta_{22} + g_{m1} g_{m2} \mu_1 \mu_2 \beta_{32}}{C_1 C_2} \ll 1 \\ \frac{(\mu_1 + \mu_2) g_{m2} \beta_{32}}{C_2 \beta_{22}} \ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

3.1.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟ

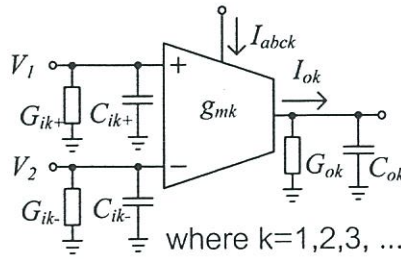
นอกจากนี้แล้วหากพิจารณาที่ความถี่สูงจะพบว่า ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงในตัวอุปกรณ์แอกทีฟจะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคำนึงถึงค่าอุปกรณ์แฝงเหล่านั้นสามารถเขียนวงจรเทียบเคียงของวงจรบวก-ลบ โดยที่ขั้วอินพุตทั้งสามจะมีความต้านทานและความจุแฝงขนานกันอยู่ ส่วนที่ขั้วเอาต์พุตจะพิจารณาว่ามีอิมพีแดนซ์ต่ำมากๆ ดังรูปที่ 3.3 ส่วน OTA จะพิจารณาว่ามีความต้านทานและความจุแฝงขนานกันอยู่ทั้งขั้วอินพุตและเอาต์พุตดังรูปที่ 3.4 ตามลำดับ



รูปที่ 3.3 วงจรเทียบเคียงของวงจรบวก-ลบเมื่อพิจารณาที่ความถี่สูง



รูปที่ 3.4 วงจรเทียบเคียงของ OTA เมื่อพิจารณาที่ความถี่สูง

เมื่อคำนึงถึงอุปกรณ์แฝงเหล่านั้นสามารถที่จะแสดงค่าส่วนของฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (3.8)-(3.12) ได้ดังนี้

$$s^2 C_1^* C_2^* + s(C_2^* G_1^* + C_1^* G_2^* + g_{m1} C_2^*) + G_1^* G_2^* + g_{m1} G_2^* + g_{m1} g_{m2} \quad (3.25)$$

เมื่อ $C_1^* = C_1 + C_{o1} + C_{i11} + C_{i22} + C_{i2-}$, $C_2^* = C_2 + C_{i32} + C_{o2}$, $G_1^* = G_{o1} + G_{i11} + G_{i22} + G_{i2-}$ และ $G_2^* = G_{i32} + G_{o2}$ จากสมการที่ (3.25) จะได้ ω_0 และ Q ที่รวมผลของความต้านทานและความจุแฝงเป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1^* G_2^* + g_{m1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.26)$$

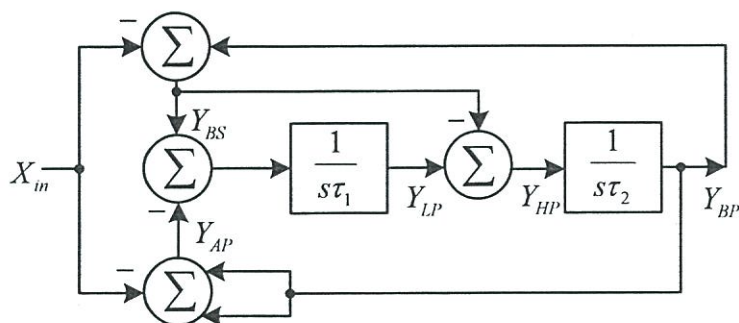
$$Q = \frac{C_1^* C_2^*}{C_2^* G_1^* + C_1^* G_2^* + g_{m1} C_2^*} \sqrt{\frac{G_1^* G_2^* + g_{m1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.26) และ (3.27) พบว่า ความต้านทานและความจุแฝงจะส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบของความจุแฝงควรใช้ค่าตัวเก็บประจุภายนอกให้มีค่ามากกว่าความจุแฝงมากๆ อย่างไรก็ตามจะทำให้ความถี่ใช้งานของวงจรต่ำลง ขณะที่ความต้านทานที่ขั้วเอาต์พุตของอุปกรณ์สามารถใช้ OTA ที่สร้างมาจากวงจรสะท้อนกระแสที่มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูง เช่น แบบคาสโคด หรือแบบวิลสัน เป็นต้น ส่วนความต้านทานที่อินพุตของอุปกรณ์แอกทีฟปกติจะมีค่าสูงอยู่แล้วเนื่องจากขั้วอินพุตป้อนเข้าที่ขั้วเกตของมอสทรานซิสเตอร์

3.2 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต แบบที่ 2

ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตแบบที่ 2 นี้จะมีโครงสร้างวงจรถูกบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.5 โครงสร้างหลักของวงจรประกอบไปด้วยวงจรมินิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless integrator) จำนวน 2 ชุดและวงจรบวก-ลบสัญญาณอีก 4 ชุด



รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองแบบที่ 2

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.5 จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนของแต่ละฟังก์ชันดังนี้

$$\frac{Y_{LP}}{X_m} = \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.28)$$

$$\frac{Y_{BP}}{X_m} = \frac{s \frac{1}{\tau_2}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.29)$$

$$\frac{Y_{HP}}{X_m} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{Y_{BS}}{X_{in}} = -\frac{s^2 + \frac{1}{\tau_1\tau_2}}{s^2 + s\frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.31)$$

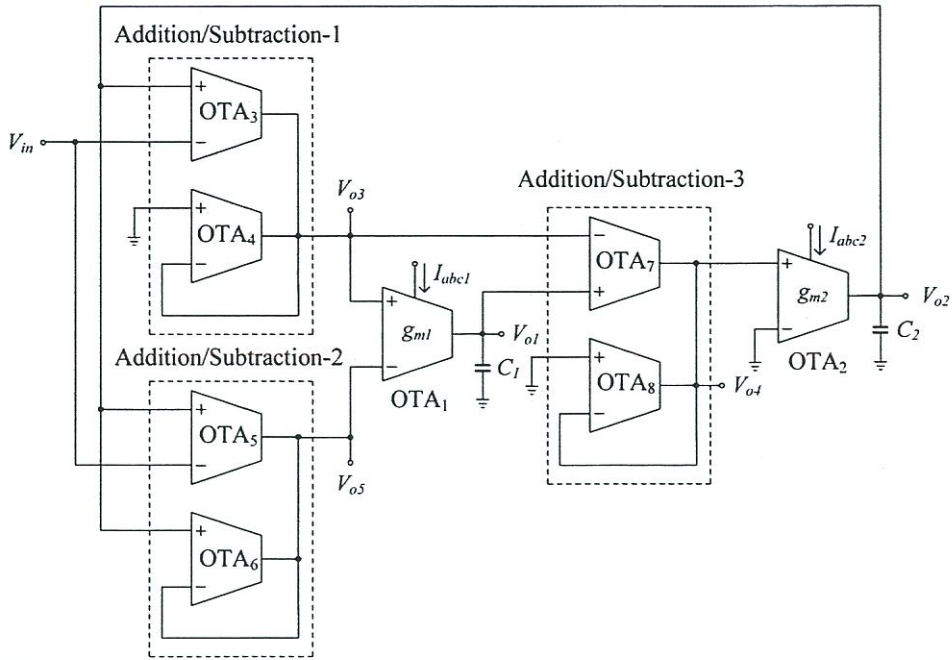
$$\frac{Y_{AP}}{X_{in}} = -\frac{s^2 - s\frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}}{s^2 + s\frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.32)$$

จากบล็อกไดอะแกรม พบว่า สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตครบทั้ง 5 ฟังก์ชันโดยปราศจากเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ จากสมการที่ (3.28)-(3.32) ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.33)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \quad (3.34)$$

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.5 สามารถสังเคราะห์วงจรของความถี่โหมดแรงดันหนึ่ง อินพุต-ห้าเอาต์พุตโดยใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟดังรูปที่ 3.6 จากวงจรพบว่า OTA₁ และ C₁ ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดไม่กลับเฟส เช่นเดียวกับ OTA₂ และ C₂ ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดไม่กลับเฟส ส่วนวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันชุดที่ 1 คือ OTA₃ และ OTA₄ ชุดที่ 2 คือ OTA₅ และ OTA₆ ชุดที่ 3 คือ OTA₇ และ OTA₈ จากวงจรในรูปที่ 3.6 พบว่าความต้านทานที่อินพุตมีค่าสูงเนื่องจากป้อนเข้าที่ขั้วอินพุตของ OTA จึงทำให้วงจรที่นำเสนอสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดโนโหมดแรงดัน นอกจากนี้ด้วยการที่ใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จึงมีความเหมาะสมที่จะนำวงจรที่นำเสนอไปพัฒนาเป็นวงจรรวม



รูปที่ 3.6 วงจรกรองแบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่สังเคราะห์ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.5

3.2.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่
หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต แบบที่ 2 ในทางอุดมคติ

จากวงจรในรูปที่ 3.6 เมื่ออุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรทำงานเป็นไปตามอุดมคติสามารถหาฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันได้เป็น

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.35}$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{sC_1g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.36}$$

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = -\frac{s^2C_1C_2 + g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.37}$$

$$\frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.38}$$

$$\frac{V_{o5}}{V_{in}} = -\frac{s^2C_1C_2 - sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \tag{3.39}$$

ดังนั้นจะพบว่า วงจรในรูปที่ 3.6 สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน โดยปราศจากเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ จากสมการที่ (3.35)-(3.39) ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.40)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (3.41)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = g_m \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (3.42)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.42) และ (3.43) จะพบว่า สามารถปรับค่า Q ได้ที่ C_1 และ C_2 ขณะที่ ω_0 สามารถปรับได้ที่ g_m โดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อ Q ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า วงจรที่นำเสนอสามารถปรับ ω_0 ได้อย่างอิสระจาก Q ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัส จากสมการที่ (3.42) และ (3.43) ความไวของ ω_0 และ Q แสดงได้ดังนี้

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -0.5, \quad S_{g_m}^{\omega_0} = 1 \quad (3.44)$$

$$-S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0.5 \quad (3.45)$$

3.2.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทีฟ

ในกรณีที่อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรมีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติที่เกิดจากค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตดังที่แสดงไว้ในสมการที่ (3.19) และ (3.20) ค่าส่วนของฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (3.35)-(3.39) จะกลายเป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 \left(1 - \frac{C_1 g_{m2} \beta_{13} \beta_{32} \mu_2 + g_{m1} g_{m2} (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13}) \beta_{33} \mu_1 \mu_2}{C_1 C_2} \right) \\ & + s C_1 g_{m2} \beta_{13} \beta_{23} \left(1 - \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{33} \mu_1 (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13}) - g_{m1} g_{m2} \beta_{33} \mu_2 (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13})}{C_1 g_{m2} \beta_{13} \beta_{32}} \right) \\ & + g_{m1} g_{m2} \beta_{33} (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13}) \end{aligned} \quad (3.46)$$

จากสมการที่ (3.46) ค่าความไม่เป็นอุดมคติของวงจรบวก-ลบสัญญาณและวงจร OTA มีผลทำให้สมการคุณสมบัติของวงจรในรูปที่ 3.6 เปลี่ยนไป สำหรับค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจร OTA สามารถละลายได้ภายใต้เงื่อนไขคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left. \begin{aligned} \frac{C_1 g_{m2} \beta_{13} \beta_{32} \mu_2 + g_{m1} g_{m2} (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13}) \beta_{33} \mu_1 \mu_2}{C_1 C_2} << 1 \\ \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{33} \mu_1 (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13}) - g_{m1} g_{m2} \beta_{33} \mu_2 (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13})}{C_1 g_{m2} \beta_{13} \beta_{32}} << 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.47)$$

ภายใต้เงื่อนไขในสมการที่ (3.47) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$\omega_{0n} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m1} g_{m2} \beta_{33} (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13})}{C_1 C_2}} \quad (3.48)$$

$$Q_n = \frac{1}{\beta_{13} \beta_{23}} \sqrt{\frac{g_{m1} C_2 \beta_{33} (\beta_{21} + \beta_{32} - \beta_{13})}{g_{m2} C_1}} \quad (3.49)$$

3.2.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟ

เมื่อคำนึงถึงอุปกรณ์แฝงในอุปกรณ์แอกทีฟที่แสดงในรูปที่ 3.3 และ 3.4 สามารถที่จะแสดงค่าส่วนของฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (3.35)-(3.39) ได้ดังนี้

$$s^2 C_1^* C_2^* + s(C_2^* G_1^* + C_1^* G_2^* + g_{m2} C_1^*) + G_1^* G_2^* + g_{m2} G_1^* + g_{m1} g_{m2} \quad (3.50)$$

เมื่อ $C_1^* = C_1 + C_{o1} + C_{i13}$, $C_2^* = C_2 + C_{o2} + C_{i11} + C_{i12} + C_{i32}$, $G_1^* = G_{o1} + G_{i13}$ และ $G_2^* = G_{o2} + G_{i11} + G_{i12} + G_{i32}$ จากสมการที่ (3.50) จะได้ ω_0 และ Q ที่รวมผลของความต้านทานและความจุแฝงเป็น

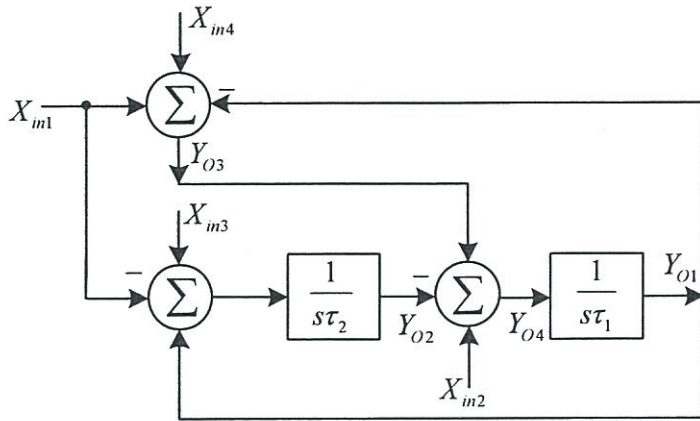
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1^* G_2^* + g_{m2} G_1^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.51)$$

$$Q = \frac{C_1^* C_2^*}{C_2^* G_1^* + C_1^* G_2^* + g_{m2} C_1^*} \sqrt{\frac{G_1^* G_2^* + g_{m2} G_1^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.52)$$

จากสมการที่ (3.51) และ (3.52) พบว่า ความต้านทานและความจุแฝงจะส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบของความจุแฝงควรใช้ค่าตัวเก็บประจุภายนอกให้มีค่ามากกว่าความจุแฝงมากๆ อย่างไรก็ตามจะทำให้ความถี่ใช้งานของวงจรต่ำลง ขณะที่ความต้านทานที่ขั้วเอาต์พุตของอุปกรณ์สามารถใช้ OTA ที่สร้างมาจากวงจรสะท้อนกระแส ที่มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูง เช่น แบบคาสโคด หรือแบบวิลสัน เป็นต้น ส่วนความต้านทานที่อินพุตของอุปกรณ์แอกทีฟปกติจะมีค่าสูงอยู่แล้วเนื่องจากอินพุตป้อนเข้าที่ขั้วเกตของมอสทรานซิสเตอร์

3.3 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่โหมตแรงดันแบบหลายหน้าที่ หลายอินพุต-หลายเอาต์พุต

ในการสังเคราะห์วงจรความถี่โหมตแรงดันแบบหลายหน้าที่หลายอินพุต-หลายเอาต์พุต
นี้จะมีโครงสร้างวงจรตั้งบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7 โครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยวงจรมินิ
เกรเตอร์แบบไม่สูญเสีย (Lossless integrator) จำนวน 2 ชุดและวงจรบวก-ลบสัญญาณอีก 3 ชุด
โดยมีสัญญาณป้อนแรงดันขาเข้าสี่จุดและมีจุดแรงดันขาออกสี่จุด



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรความถี่หลายอินพุต-หลายเอาต์พุต

จากบล็อกไดอะแกรมจะได้สมการขาออกดังนี้

$$Y_{O1} = \frac{\left(1 + s \frac{1}{\tau_1}\right) X_{m1} + s \frac{1}{\tau_1} X_{m2} - \frac{1}{\tau_1 \tau_2} X_{m3} + s \frac{1}{\tau_1} X_{m4}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.53)$$

$$Y_{O2} = \frac{s \frac{1}{\tau_2} X_{m1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} X_{m2} + \left(s \frac{1}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}\right) X_{m3} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} X_{m4}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.54)$$

$$Y_{O3} = \frac{s^2 X_{m1} - s \frac{1}{\tau_1} X_{m2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} X_{m3} + \left(s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}\right) X_{m4}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.55)$$

$$Y_{O4} = \frac{\left(s^2 + s \frac{1}{\tau_2}\right) X_{m1} + s^2 - s \frac{1}{\tau_2} X_{m3} + s^2 X_{m4}}{s^2 + s \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.56)$$

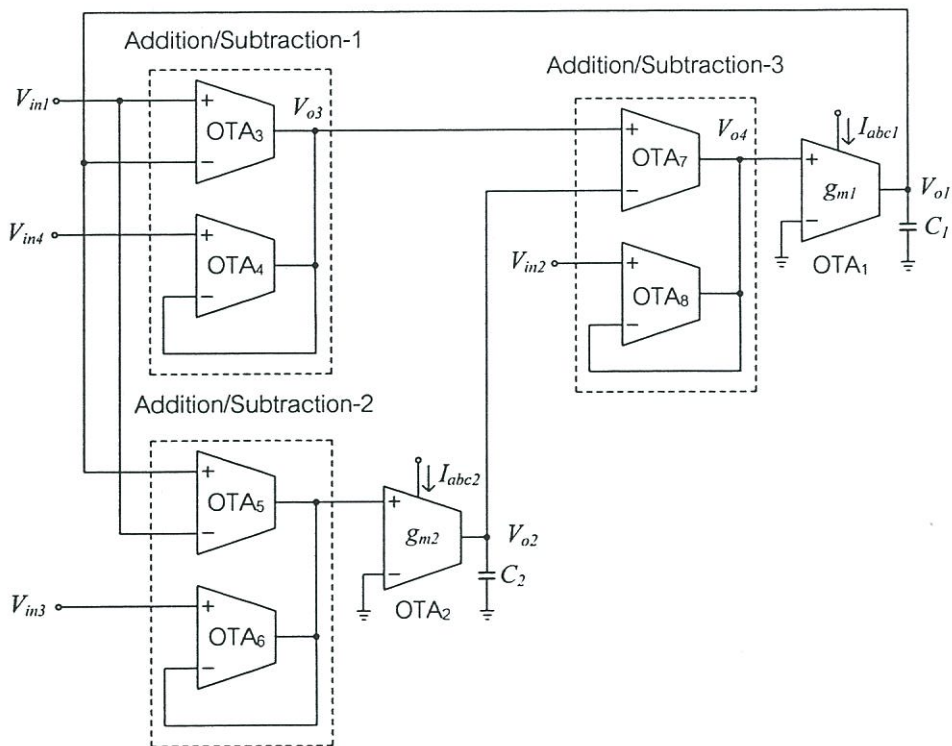
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.53)-(3.56) ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้เป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.57)$$

$$Q = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \quad (3.58)$$

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7 สามารถสังเคราะห์วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันหลายอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้ OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟดังรูปที่ 3.8 จากวงจรพบว่า OTA₁ และ C₁ ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดไม่กลับเฟส เช่นเดียวกับ OTA₂ และ C₂ ต่อเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียชนิดไม่กลับเฟส ส่วนวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันชุดที่ 1 คือ OTA₃ และ OTA₄ ชุดที่ 2 คือ OTA₅ และ OTA₆ ชุดที่ 3 คือ OTA₇ และ OTA₈ จากวงจรในรูปที่ 3.8 พบว่าความต้านทานที่อินพุตมีค่าสูงเนื่องจากป้อนเข้าที่ขั้วอินพุตของ OTA จึงทำให้วงจรที่นำเสนอสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดัน นอกจากนี้ด้วยการที่ใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์จึงมีความเหมาะสมที่จะนำวงจรที่นำเสนอไปพัฒนาเป็นวงจรรวม



รูปที่ 3.8 วงจรกรองแบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุตที่สังเคราะห์ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ หลายอินพุต-หลายเอาต์พุตในทางอุดมคติ

จากวงจรในรูปที่ 3.8 เมื่ออุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรทำงานเป็นไปตามอุดมคติสามารถหาแรงดันเอาต์พุตแต่ละตัวได้เป็น

$$V_{o1} = \frac{(sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2})V_{in1} + sC_2g_{m1}V_{in2} - g_{m1}g_{m2}V_{in3} + sC_2g_{m1}V_{in4}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.59)$$

$$V_{o2} = \frac{sC_1g_{m2}V_{in1} + g_{m1}g_{m2}V_{in2} + (sC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2})V_{in3} + g_{m1}g_{m2}V_{in4}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.60)$$

$$V_{o3} = \frac{s^2C_1C_2V_{in1} - sC_2g_{m1}V_{in2} + g_{m1}g_{m2}V_{in3} + (s^2C_1C_2 + g_{m1}g_{m2})V_{in4}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.61)$$

$$V_{o4} = \frac{(s^2C_1C_2 + sC_1g_{m2})V_{in1} + s^2C_1C_2V_{in2} - sC_1g_{m2}V_{in3} + s^2C_1C_2V_{in4}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.62)$$

จากสมการที่ (3.59) ถึง (3.62) หาก $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = 0$ หรือต่อขั้วอินพุตดังกล่าวลงกราวด์แล้วป้อนแรงดันอินพุตเข้าที่จุด V_{in4} ($V_{in4} = V_{in}$) จะพบว่า โหนดเอาต์พุต V_{o1} , V_{o2} , V_{o3} และ V_{o4} จะให้ผลตอบสนองแบบแถบความถี่ผ่าน ความถี่ต่ำผ่าน แถบความถี่หยุด และความถี่สูงผ่านตามลำดับ ซึ่งสามารถแสดงฟังก์ชันการถ่ายโอนแรงดันได้เป็น

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{sC_2g_{m1}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.63)$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.64)$$

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2 + g_{m1}g_{m2}}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.65)$$

$$\frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2}{s^2C_1C_2 + sC_2g_{m1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.66)$$

นอกจากนี้แล้วสามารถที่จะพิจารณาวงจรในรูปที่ 3.8 เป็นวงจรรองความถี่แบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยให้ V_{o3} เป็นแรงดันเอาต์พุต พิจารณาจากสมการที่ (3.61) เมื่อ $V_{in4} = 0$ สามารถกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ดังนี้

ให้ผลตอบสนองแบบความถี่ต่ำผ่าน	เมื่อ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ และ $V_{in3} = V_{in}$
ให้ผลตอบสนองแบบแถบความถี่ผ่าน	เมื่อ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$
ให้ผลตอบสนองแบบความถี่สูงผ่าน	เมื่อ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ และ $V_{in1} = V_{in}$
ให้ผลตอบสนองแบบแถบความถี่หยุด	เมื่อ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in2} = 0$
ให้ผลตอบสนองแบบกรองผ่านทุกความถี่	เมื่อ $V_{in1} = V_{in2} = -V_{in3} = V_{in}$

ดังนั้นจะพบว่า วงจรในรูปที่ 3.8 สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน โดยปราศจากเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ จากสมการที่ (3.63)-(3.66) ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.67)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (3.68)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์แสดงได้ดังนี้

$$\omega_0 = g_m \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (3.69)$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.70)$$

จากสมการที่ (3.69) และ (3.70) จะพบว่า สามารถปรับค่า Q ได้ที่ C_1 และ C_2 ขณะที่ ω_0 สามารถปรับได้ที่ g_m โดยที่ไม่ส่งผลกระทบต่อ Q ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า วงจรที่นำเสนอสามารถปรับ ω_0 ได้อย่างอิสระจาก Q ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัส จากสมการที่ (3.69) และ (3.70) ความไวของ ω_0 และ Q แสดงได้ดังนี้

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -0.5, \quad S_{g_m}^{\omega_0} = 1 \quad (3.71)$$

$$-S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = 0.5 \quad (3.72)$$

3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์แอกทีฟ

ในกรณีที่อุปกรณ์แอกทีฟที่ใช้ในวงจรมีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติที่เกิดจากค่าผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตดังที่แสดงไว้ในสมการที่ (3.19) และ (3.20) ค่าส่วนของฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (3.63)-(3.66) จะกลายเป็น
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2 C_1 C_2 \left(1 - \frac{C_1 \beta_{12} \beta_{31} \mu_2 g_{m2} + \beta_{21} \beta_{32} g_{m1} g_{m2} \mu_1 \mu_2}{C_1 C_2} \right) + s \beta_{12} \beta_{31} C_1 g_{m2} \left(1 - \frac{\beta_{21} \beta_{32} g_{m1} (\mu_1 + \mu_2)}{\beta_{12} \beta_{31} C_1} \right) + \beta_{21} \beta_{32} g_{m1} g_{m2} \quad (3.73)$$

จากสมการที่ (3.73) ค่าความไม่เป็นอุดมคติของวงจรวก-ลบสัญญาณและวงจรร OTA มีผลทำให้สมการคุณสมบัติของวงจรรในรูปที่ 3.8 เปลี่ยนไป สำหรับค่าพารามิเตอร์แฝงของวงจรร OTA สามารถละลายได้ภายใต้เงื่อนไขคือ

$$\left. \begin{aligned} \frac{C_1 \beta_{12} \beta_{31} \mu_2 g_{m2} + \beta_{21} \beta_{32} g_{m1} g_{m2} \mu_1 \mu_2}{C_1 C_2} \ll 1 \\ \frac{\beta_{21} \beta_{32} g_{m1} (\mu_1 + \mu_2)}{\beta_{12} \beta_{31} C_1} \ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.74)$$

ภายใต้เงื่อนไขในสมการที่ (3.74) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$\omega_{0n} = \sqrt{\frac{\beta_{21} \beta_{32} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.75)$$

$$Q_n = \sqrt{\frac{g_{m1} C_2 \beta_{21} \beta_{32}}{g_{m2} C_1 \beta_{12} \beta_{31}}} \quad (3.76)$$

3.3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์แอกทีฟ

เมื่อคำนึงถึงอุปกรณ์แฝงในอุปกรณ์แอกทีฟดังแสดงในรูปที่ 3.3 และ 3.4 สามารถที่จะแสดงค่าส่วนของฟังก์ชันการถ่ายโอนในสมการที่ (3.63)-(3.66) ได้ดังนี้

$$s^2 C_1^* C_2^* + s(C_2^* G_1^* + C_1^* G_2^* + g_{m1} C_2^*) + G_1^* G_2^* + g_{m1} G_2^* + g_{m1} g_{m2} \quad (3.77)$$

เมื่อ $C_1^* = C_1 + C_{o1} + C_{i12} + C_{i21}$, $C_2^* = C_2 + C_{o2} + C_{i32}$, $G_1^* = G_{o1} + G_{i12} + G_{i21}$ และ $G_2^* = G_{o2} + G_{i32}$ จากสมการที่ (3.77) จะได้ ω_0 และ Q ที่รวมผลของความต้านทานและความจุแฝงเป็น

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1^* G_2^* + g_{m1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.78)$$

$$Q = \frac{C_1^* C_2^*}{C_2^* G_1^* + C_1^* G_2^* + g_{m1} C_2^*} \sqrt{\frac{G_1^* G_2^* + g_{m2} G_1^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.79)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

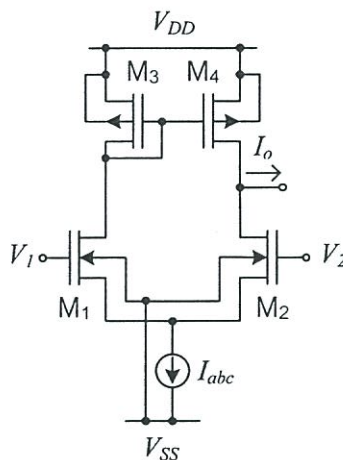
จากสมการที่ (3.78) และ (3.79) พบว่า ความต้านทานและความจุแฝงจะส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ ดังนั้นเพื่อลดผลกระทบของความจุแฝงควรใช้ค่าตัวเก็บประจุภายนอกให้มีค่ามากกว่าความจุแฝงมากๆ อย่างไรก็ตามจะทำให้ความถี่ใช้งานของวงจรต่ำลง ขณะที่ความต้านทานที่ขั้วเอาต์พุตของอุปกรณ์สามารถใช้ OTA ที่สร้างมาจากวงจรสะท้อนกระแส ที่มีความต้านทานที่เอาต์พุตสูง เช่น แบบคาสโคด หรือแบบวิลสัน เป็นต้น ส่วนความต้านทานที่อินพุตของอุปกรณ์แอกทีฟปกติจะมีค่าสูงอยู่แล้วเนื่องจากอินพุตป้อนเข้าที่ขั้วเกตของมอสทรานซิสเตอร์

บทที่ 4 ผลการวิจัย

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 ในบทนี้จะทดสอบการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงพร้อมทั้งอภิปรายผลการทดสอบเปรียบเทียบกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีในบทที่ผ่านมา ดังมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรความถี่ในรูปที่ 3.2

วงจรความถี่ในรูปที่ 3.2 ถูกทดสอบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยใช้โครงสร้างของ OTA ในรูปที่ 4.1 ซึ่งพารามิเตอร์ของ CMOS ที่ใช้คือ TSMC 0.35 μm โดยที่ PMOS มีขนาด $W/L = 10\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ส่วน NMOS มีขนาด $W/L = 5\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ [31] โดยรายละเอียดของมอสทรานซิสเตอร์แสดงไว้ในภาคผนวก ก1 วงจรทำงานที่ $V_{DD} = -V_{SS} = 1.65\text{ V}$ กระแสไบอัสของ OTA_3 ถึง OTA_8 ถูกปรับไว้ที่ $20\ \mu\text{A}$

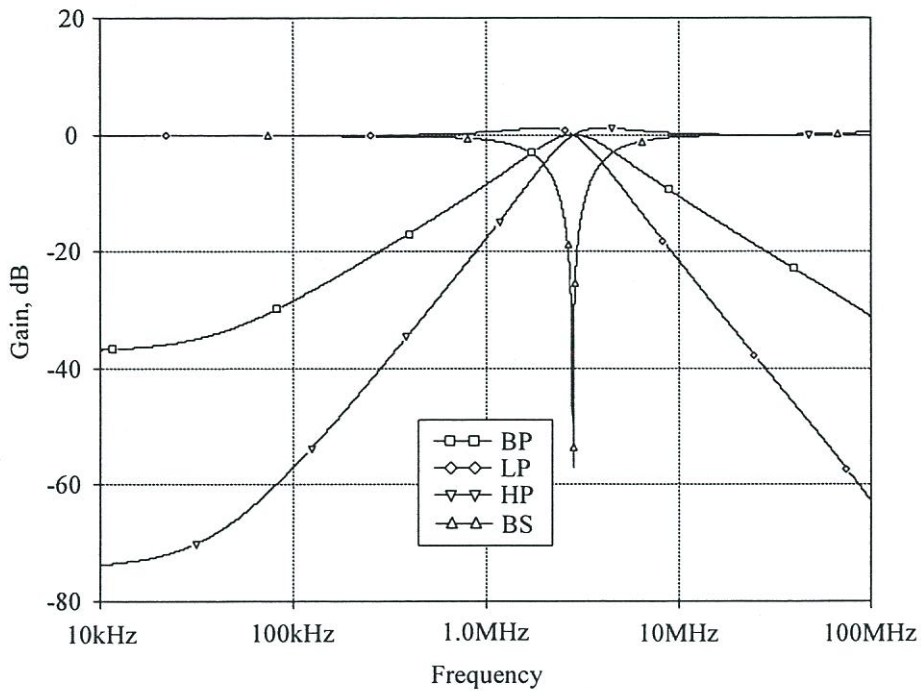


รูปที่ 4.1 โครงสร้างภายในของ OTA ที่สร้างมาจาก CMOS

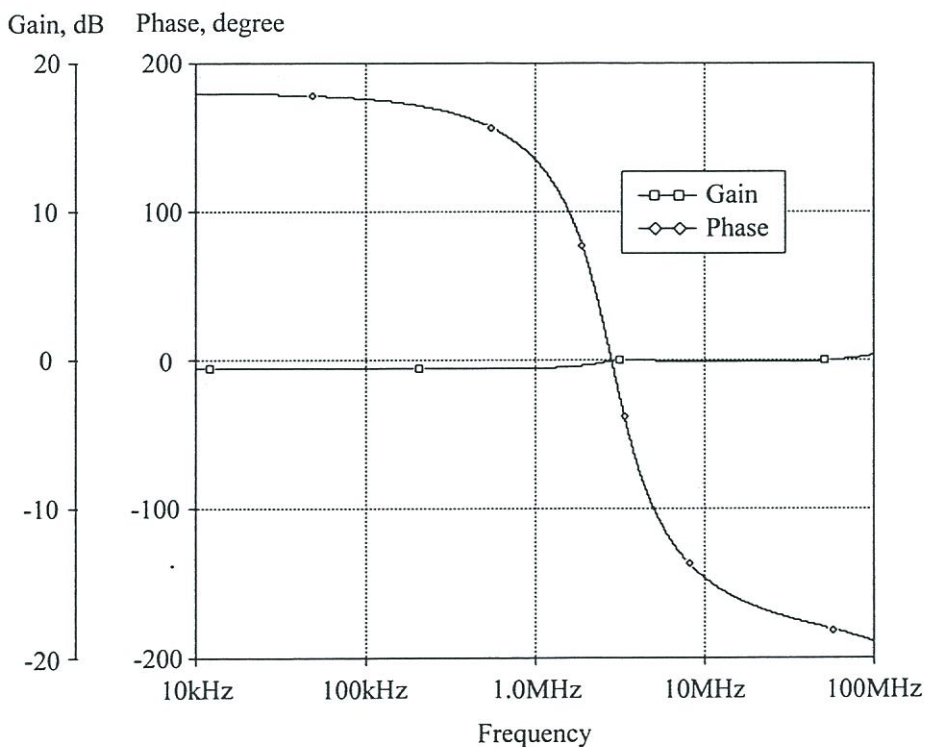
ตัวอย่างในการออกแบบจะให้ $C_1 = C_2 = 10\text{ pF}$ และ $I_{abc1} = I_{abc2} = 50\ \mu\text{A}$

($g_m = 181.97\ \mu\text{S}$) เมื่อคำนวณจากสมการที่ (3.13) และ (3.14) จะได้ $f_0 = 2.89\text{ MHz}$ และ $Q = 1$ จากผลการเลียนแบบการทำงานจะได้ผลตอบสนองแต่ละฟังก์ชันดังรูปที่ 4.2 ซึ่งจะพบว่า วงจรสามารถให้ผลตอบสนองแถบความถี่ผ่าน ความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน และแถบความถี่หยุด ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.8)-(3.11) โดยที่ $f_0 = 2.81\text{ MHz}$ ซึ่งค่าดังกล่าวจะเบี่ยงเบนเล็กน้อยจากค่าที่ได้จากการคำนวณได้ เนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตและอุปกรณ์แฝงในตัวอุปกรณ์แอกทีฟ ส่วนรูปที่ 4.3 เป็นผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งผลการเลียนแบบการทำงานยืนยันได้เป็นอย่างดีว่าวงจรสามารถให้ผลตอบสนองครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน รูปที่ 4.4 เป็นผลตอบสนองของฟังก์ชันแถบความถี่ผ่านเมื่อปรับ $I_{abc} = I_{abc1} = I_{abc2}$ เป็น 1, 5, 50 และ $100\ \mu\text{A}$ ส่วน $C_1 = C_2 = 10\text{ pF}$ ซึ่งยืนยันได้ว่าสามารถปรับ ω_0 ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจาก Q ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.15)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

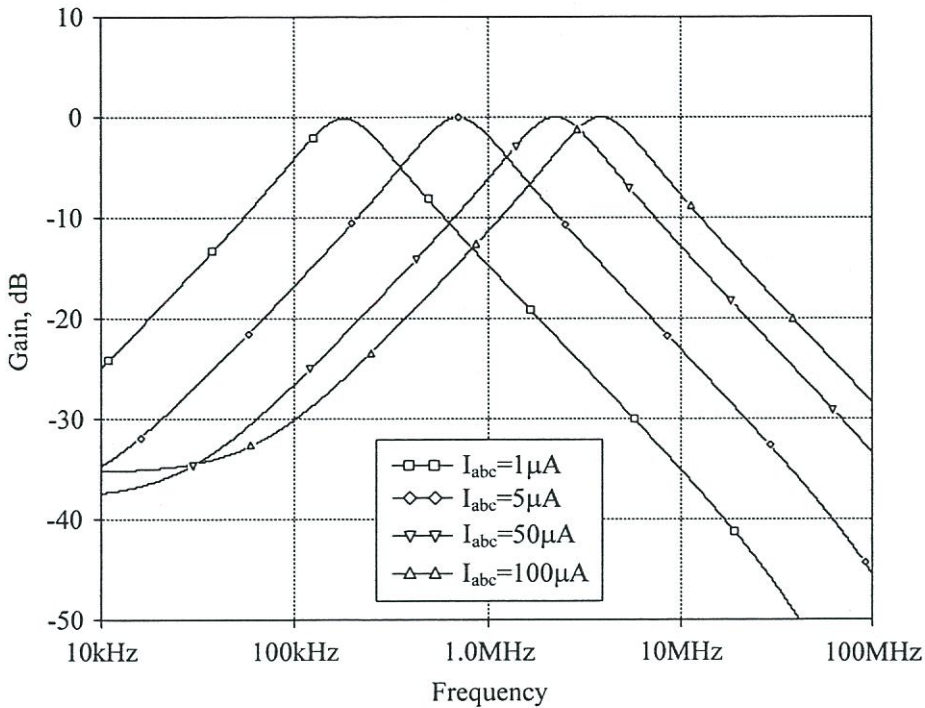


รูปที่ 4.2 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของฟังก์ชัน BP LP HP และ BS ของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 3.2



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของฟังก์ชัน BP ของวงจรรองความถี่ในรูปที่ 3.2 เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc}

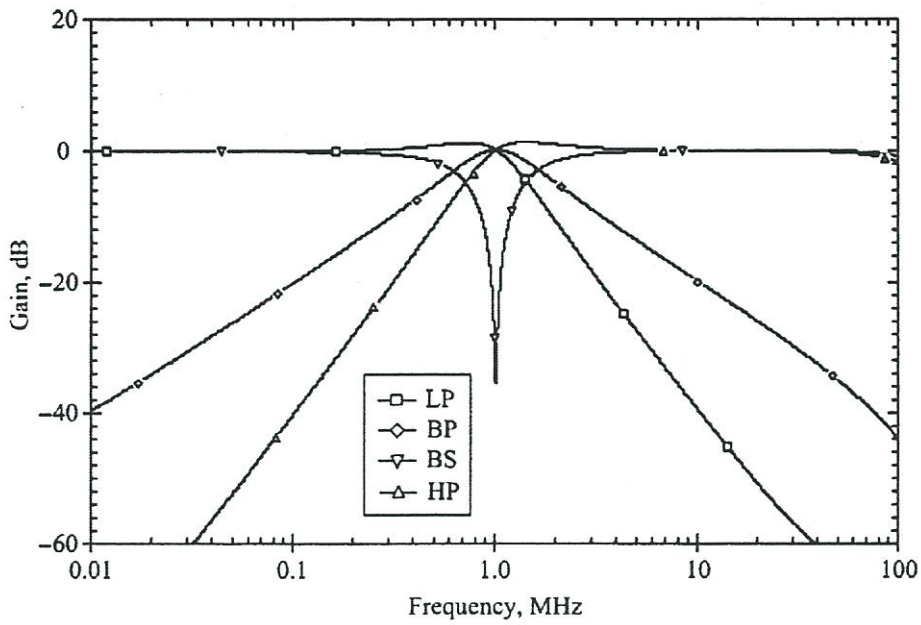
4.2 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรรองความถี่ในรูปที่ 3.6

วงจรรองความถี่ในรูปที่ 3.6 ถูกทดสอบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยใช้โครงสร้างของ OTA ในรูปที่ 4.1 ซึ่งพารามิเตอร์ของ CMOS ที่ใช้ คือ MOSIS 0.5 μm โดยที่ PMOS มีขนาด $W/L = 40\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ ส่วน NMOS มีขนาด $W/L = 2\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ โดยรายละเอียดของมอสทรานซิสเตอร์แสดงไว้ในภาคผนวก ก2 วงจรทำงานที่ $V_{DD} = -V_{SS} = 2\text{ V}$ กระแสไบอัสของ OTA_3 ถึง OTA_8 ถูกปรับไว้ที่ $25\ \mu\text{A}$

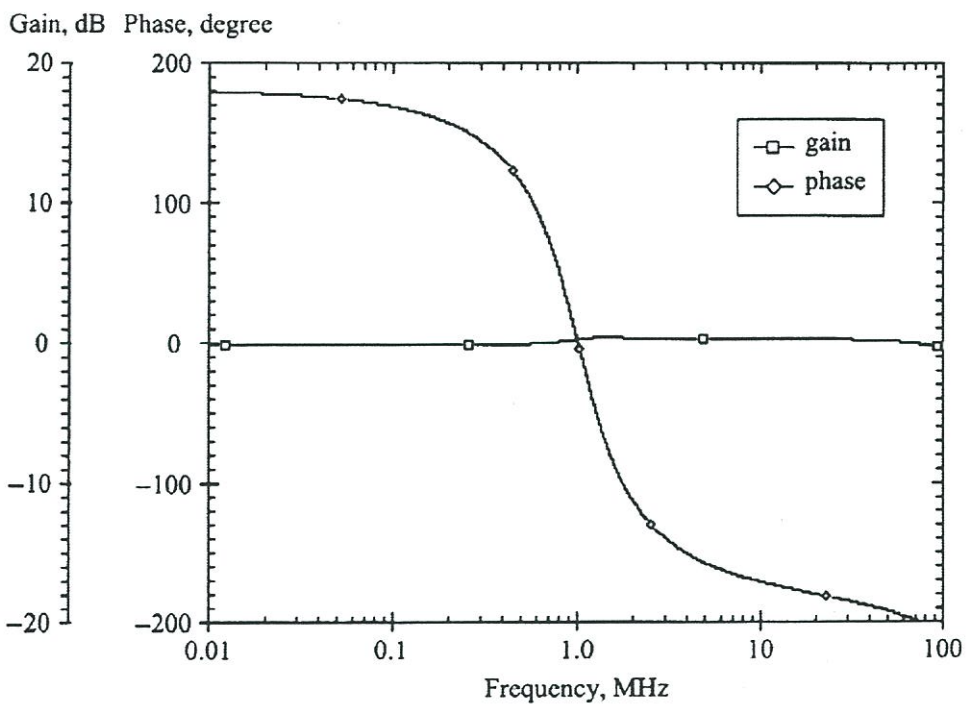
ตัวอย่างในการออกแบบจะให้ $C_1 = C_2 = 12\ \text{pF}$ และ $I_{abc1} = I_{abc2} = 50\ \mu\text{A}$

($g_m = 77.52\ \mu\text{S}$) เมื่อคำนวณจากสมการที่ (3.40) และ (3.41) จะได้ $f_0 = 1.028\ \text{MHz}$ และ $Q = 1$ จากผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานจะได้ผลตอบสนองแต่ละฟังก์ชันดังรูปที่ 4.5 ซึ่งจะพบว่า วงจรสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ต่ำผ่าน แถบความถี่ผ่าน แถบความถี่หยุด และความถี่สูงผ่าน ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.35)-(3.38) โดยที่ $f_0 = 1.023\ \text{MHz}$ ซึ่งค่าดังกล่าวจะเบี่ยงเบนเล็กน้อยจากค่าที่ได้จากการคำนวณได้ เนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตและอุปกรณ์แฝงในตัวอุปกรณ์แอกทีฟ ส่วนรูปที่ 4.6 เป็นผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานยืนยันได้เป็นอย่างดีว่าวงจรมีความสามารถให้ผลตอบสนองครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน รูปที่ 4.7 เป็นผลตอบสนองของฟังก์ชันแถบความถี่ผ่าน เมื่อปรับ $I_{abc} = I_{abc1} = I_{abc2}$ เป็น 10, 30, 100 และ 300 μA ส่วน $C_1 = C_2 = 12\ \text{pF}$ ซึ่งยืนยันได้ว่าสามารถปรับ ω_0 ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจาก Q ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.42)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

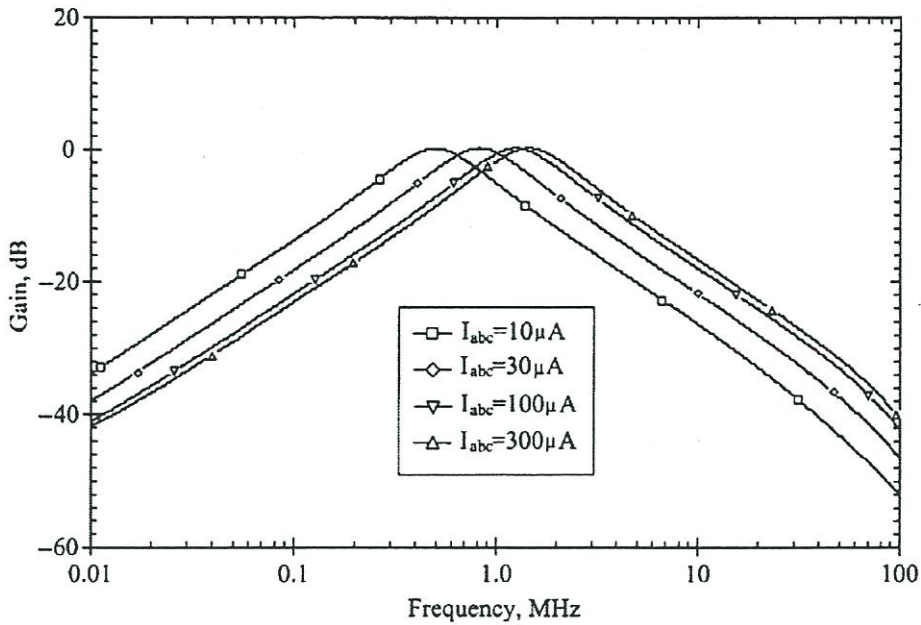


รูปที่ 4.5 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของฟังก์ชัน LP BP BS และ HP ของวงจรในรูปที่ 3.6



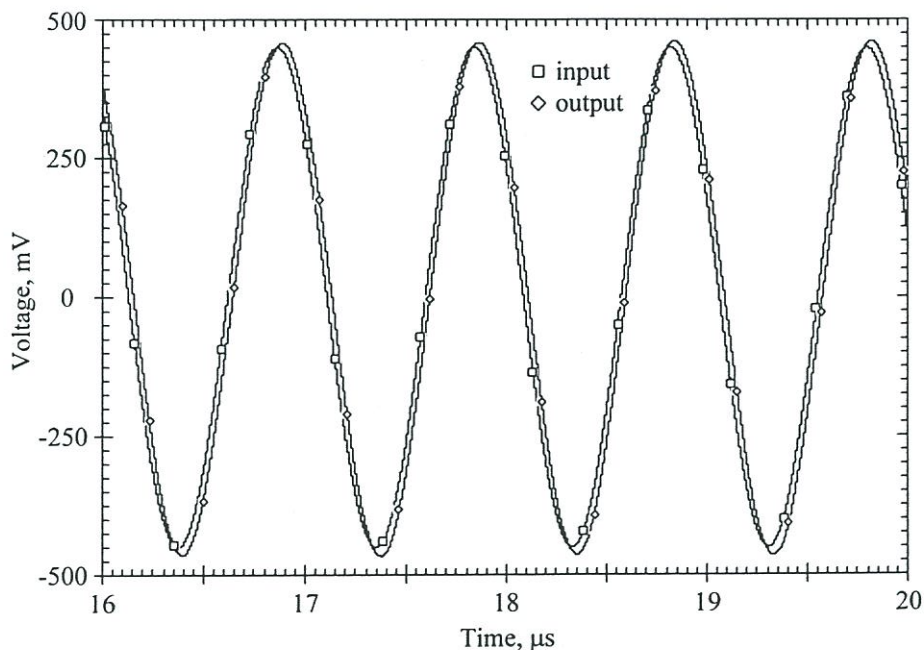
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรในรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของฟังก์ชัน BP เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc} ของวงจรในรูปที่ 3.6

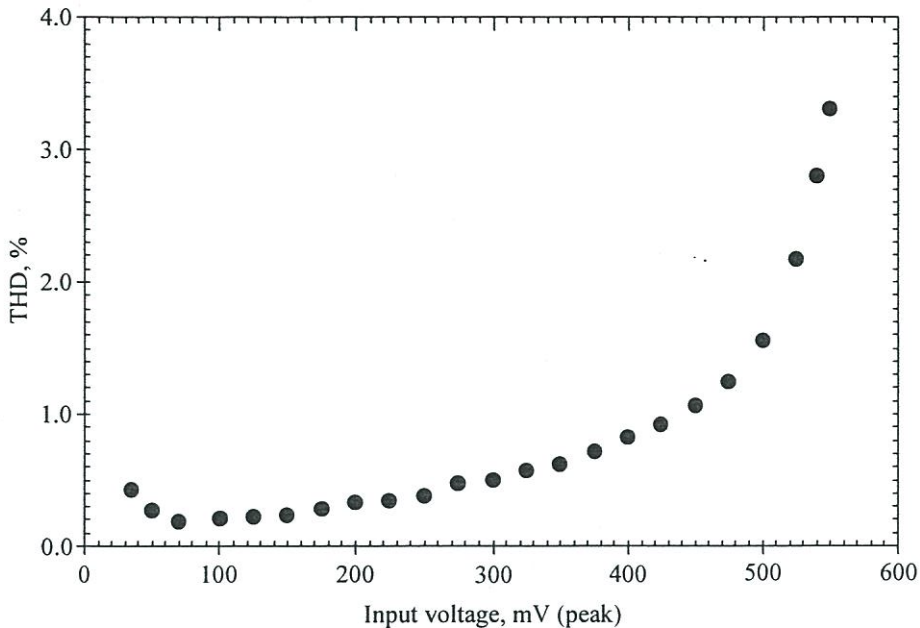
นอกจากนี้ยังได้ทดสอบย่านการรับขนาดของสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่ โดยป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1.023 MHz ขนาด 450 mV_p เป็นสัญญาณอินพุตแล้วทำการวัดสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านดังแสดงในรูปที่ 4.8 ซึ่งพบว่า สัญญาณเอาต์พุตมีความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกส์รวม (Total harmonic distortion: THD) ประมาณ 1.06% เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันอินพุตตั้งแต่ 30 mV_p – 550 mV_p ดังรูปที่ 4.9 พบว่า ที่ขนาดแรงดันอินพุตเท่ากับ 550 mV_p สัญญาณเอาต์พุตจะมีค่า THD ประมาณ 3.3%



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชัน BP ของวงจรในรูปที่ 3.6 เมื่ออินพุตเป็นสัญญาณไซน์

ขนาด 450 mV_p ความถี่ 1.023 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

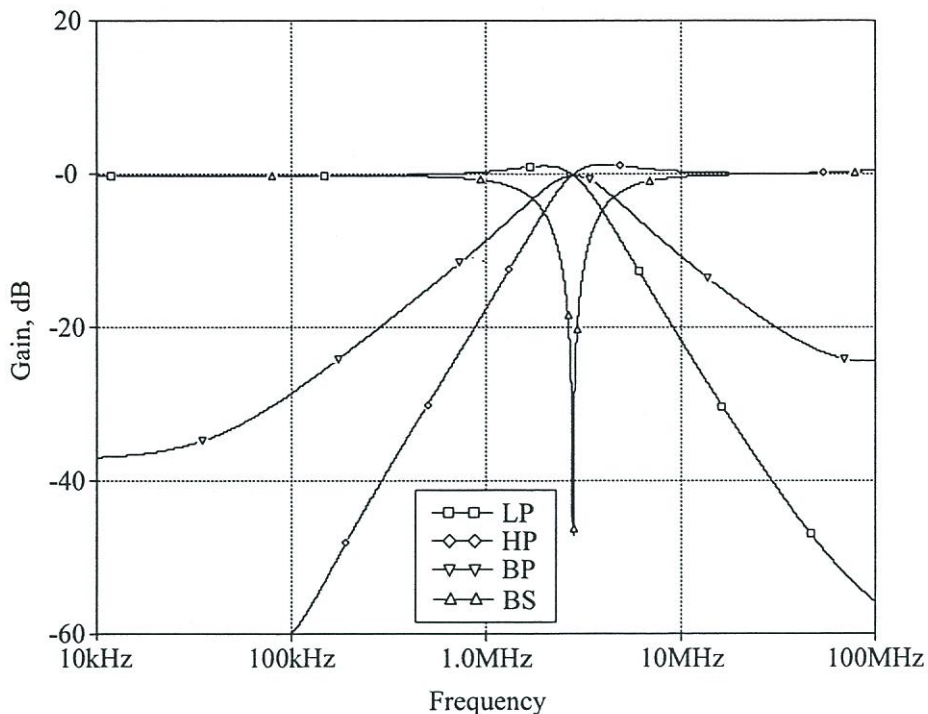


รูปที่ 4.9 ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์มอนิกสรวมของฟังก์ชัน BP ของวงจรในรูปที่ 3.6 เมื่อแรงดันอินพุตมีการเปลี่ยนแปลง

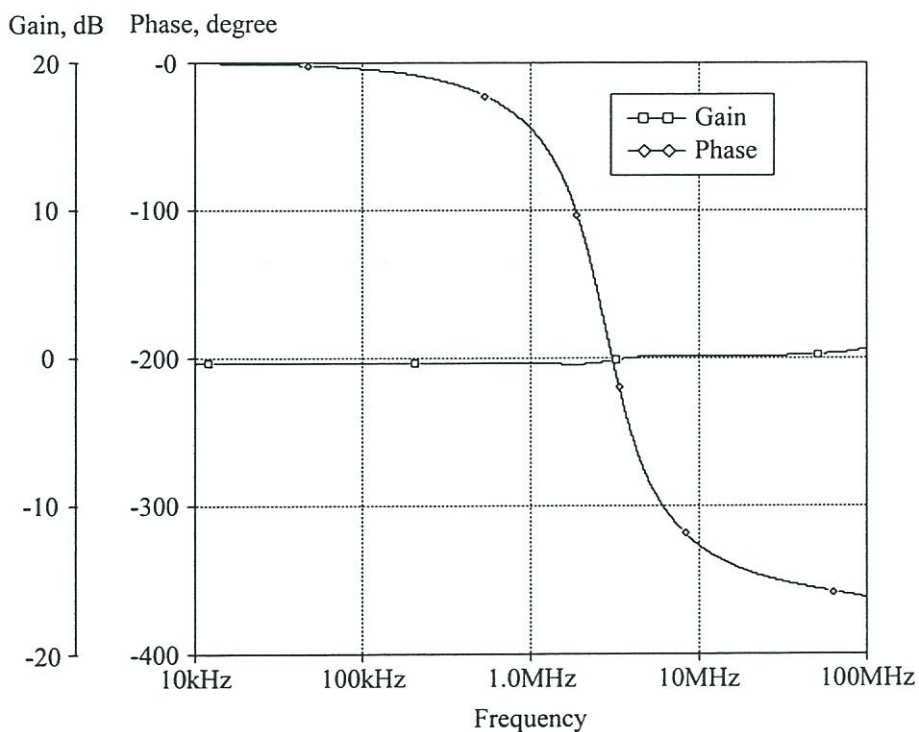
4.3 ผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานของวงจรกรองความถี่ในรูปที่ 3.8

วงจรกรองความถี่ในรูปที่ 3.8 ถูกทดสอบการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE โดยใช้โครงสร้างของ OTA ในรูปที่ 4.1 ซึ่งพารามิเตอร์ของ CMOS ที่ใช้คือ TSMC $0.35\mu\text{m}$ โดยที่ PMOS มีขนาด $W/L = 10\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ ส่วน NMOS มีขนาด $W/L = 5\mu\text{m}/1\mu\text{m}$ [31] โดยรายละเอียดของมอสทรานซิสเตอร์แสดงไว้ในภาคผนวก ก1 วงจรทำงานที่ $V_{DD} = -V_{SS} = 1.65\text{ V}$. กระแสไบอัสของ OTA_3 ถึง OTA_8 ถูกปรับไว้ที่ $20\ \mu\text{A}$

ตัวอย่างในการออกแบบจะให้ $C_1 = C_2 = 10\ \text{pF}$ และ $I_{abc1} = I_{abc2} = 50\ \mu\text{A}$ ($g_m = 181.97\ \mu\text{S}$) เมื่อคำนวณจากสมการที่ (3.67) และ (3.68) จะได้ $f_0 = 2.89\ \text{MHz}$ และ $Q = 1$ จากผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานจะได้ผลตอบสนองแต่ละฟังก์ชันดังรูปที่ 4.10 ซึ่งจะพบว่า วงจรสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แลบความถี่ผ่าน และแลบความถี่หยุด ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.63)-(3.66) โดยที่ $f_0 = 2.82\ \text{MHz}$ ซึ่งค่าดังกล่าวจะเบี่ยงเบนเล็กน้อยจากค่าที่ได้จากการคำนวณได้ เนื่องจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตและอุปกรณ์แฝงในตัวอุปกรณ์แอกทีฟ ส่วนรูปที่ 4.11 เป็นผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งผลการเปลี่ยนแปลงการทำงานยืนยันได้เป็นอย่างดีว่าวงจรสามารถให้ผลตอบสนองครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน รูปที่ 4.12 เป็นผลตอบสนองของฟังก์ชันแลบความถี่ผ่าน เมื่อปรับ $I_{abc} = I_{abc1} = I_{abc2}$ เป็น 1, 5, 20 และ $100\ \mu\text{A}$ ส่วน $C_1 = C_2 = 10\ \text{pF}$ ซึ่งยืนยันได้ว่าจะสามารถปรับ ω_0 ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจาก Q ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.69)

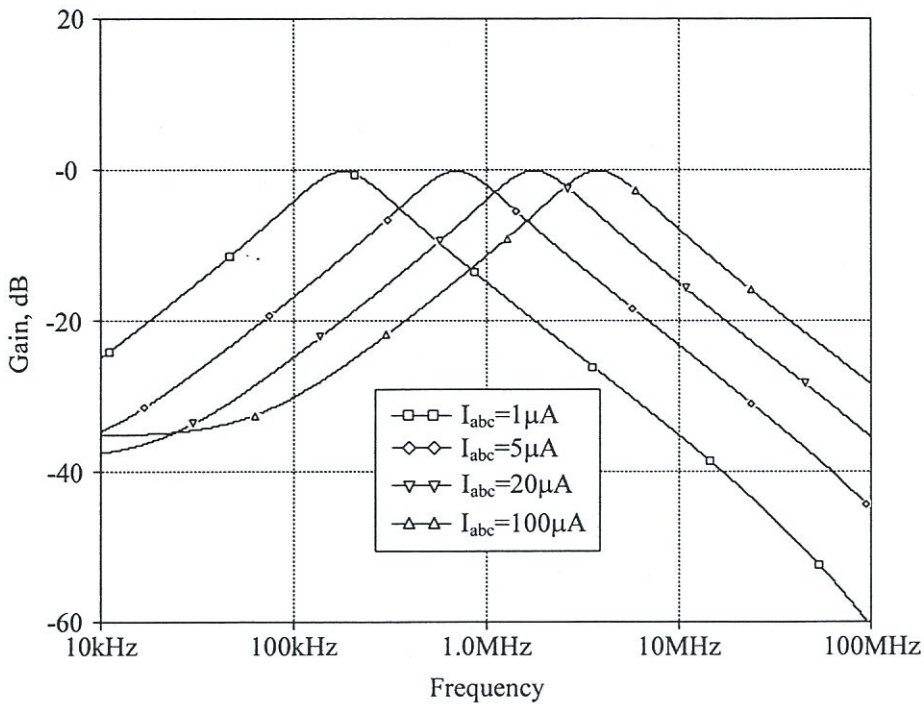


รูปที่ 4.10 ผลการเปลี่ยนแปลงของฟังก์ชัน LP HP BP และ BS ของวงจรในรูปที่ 3.8



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรในรูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

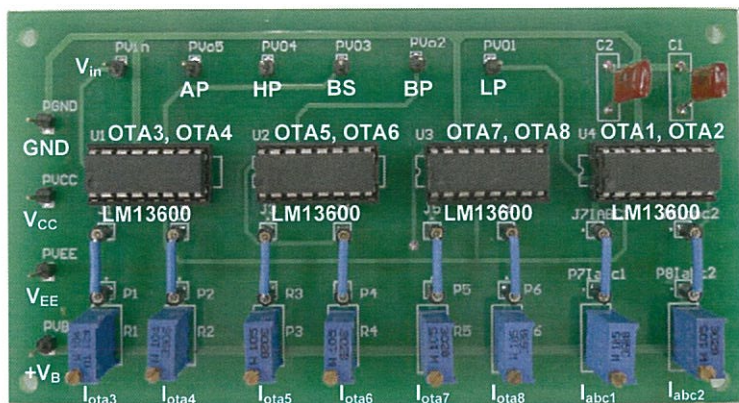


รูปที่ 4.12 ผลการเปลี่ยนแปลงของฟังก์ชัน BP เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc} ของวงจรในรูปที่ 3.8

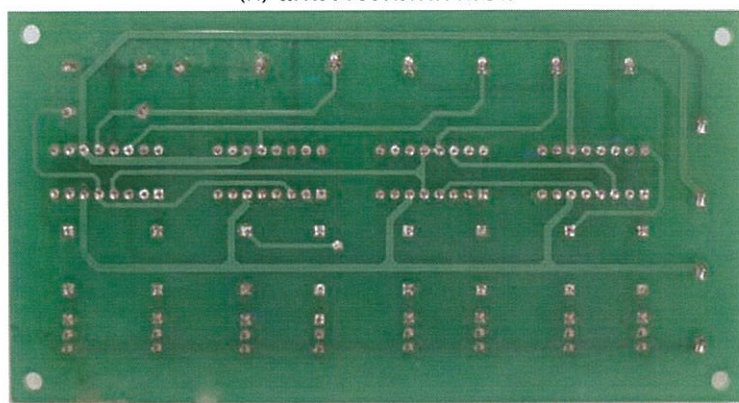
4.4 ผลการทดลองวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ จึงได้ทำการสร้างวงจรจริงขึ้น เนื่องจากข้อจำกัดที่ไม่สามารถนำวงจรที่ได้พัฒนาขึ้นไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ ดังนั้นจะทดสอบวงจรโดยใช้ OTA ที่เป็นไอซีสำเร็จรูปเบอร์ LM13600 ซึ่งในการทดลองจริงจะทดสอบเฉพาะวงจรกรองความถี่แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตในรูปที่ 3.6 โดยวงจรถูกสร้างบนแผ่นวงจรพิมพ์ แสดงดังรูปที่ 4.13 ในการทดลองจะป้อนแรงดันไฟเลี้ยงวงจร ± 5 V กระแสไบอัสของ OTA_3 ถึง OTA_8 ถูกปรับไว้ที่ $50 \mu A$ ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 10$ nF และ $I_{abc1} = I_{abc2} = 100 \mu A$ ผลการทดสอบจะได้ผลตอบสนองแต่ละฟังก์ชันดังรูปที่ 4.14 ซึ่งจะพบว่า วงจรสามารถให้ผลตอบสนองความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แแถบความถี่หยุด และแถบความถี่ผ่าน ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ โดย $f_0 = 30.55$ kHz ส่วนค่าที่ได้จากการคำนวณเท่ากับ 30.62 kHz ซึ่งค่าที่ได้จากการทดลองจะเบี่ยงเบนเล็กน้อยเมื่อเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณเนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตและอุปกรณ์แฝงในตัวอุปกรณ์แอกทีฟ ส่วนรูปที่ 4.15 เป็นผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งผลการทดลองยืนยันได้เป็นอย่างดีว่าวงจรสามารถให้ผลตอบสนองครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน รูปที่ 4.16 เป็นผลตอบสนองของฟังก์ชันแถบความถี่ผ่าน เมื่อปรับ $I_{abc} = I_{abc1} = I_{abc2}$ เป็น 30, 100 และ $300 \mu A$ ส่วน $C_1 = C_2 = 10$ nF ซึ่งยืนยันได้ว่าสามารถปรับ ω_0 ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์อย่างอิสระจาก Q ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ ส่วนผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเทียบกับแรงดันอินพุตแสดงดังรูปที่ 4.17 เมื่อแรงดันอินพุตมีขนาด 50 mV_p ความถี่ 30.5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

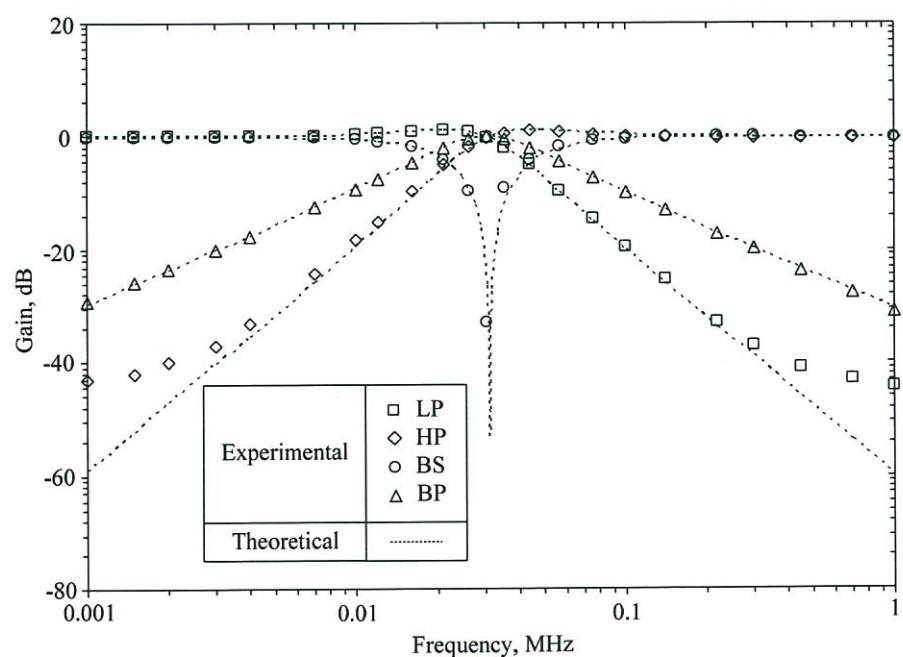


(ก) แผ่นวงจรพิมพ์ด้านบน



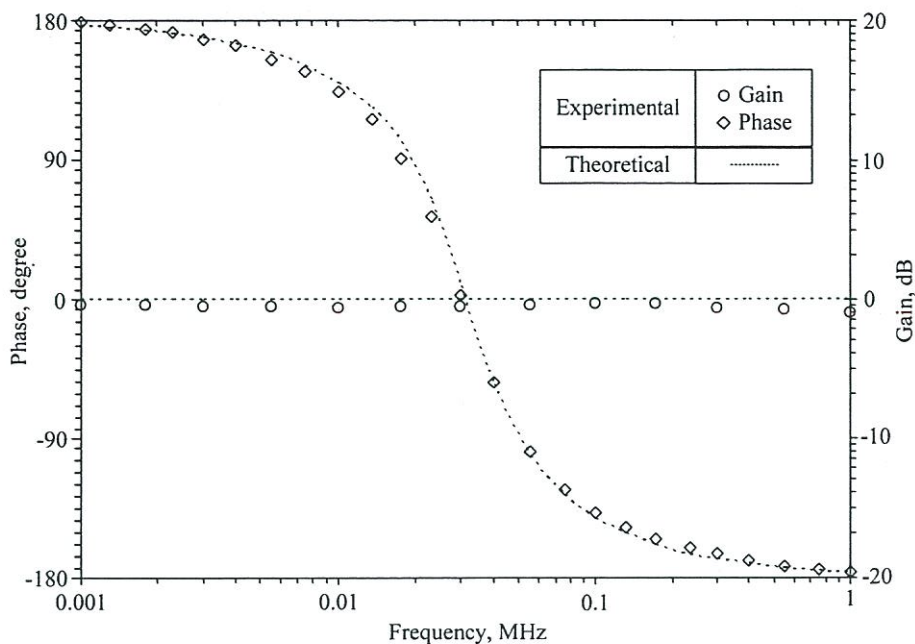
(ข) แผ่นวงจรพิมพ์ด้านล่าง

รูปที่ 4.13 แผ่นวงจรพิมพ์วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในการทดลองจริง

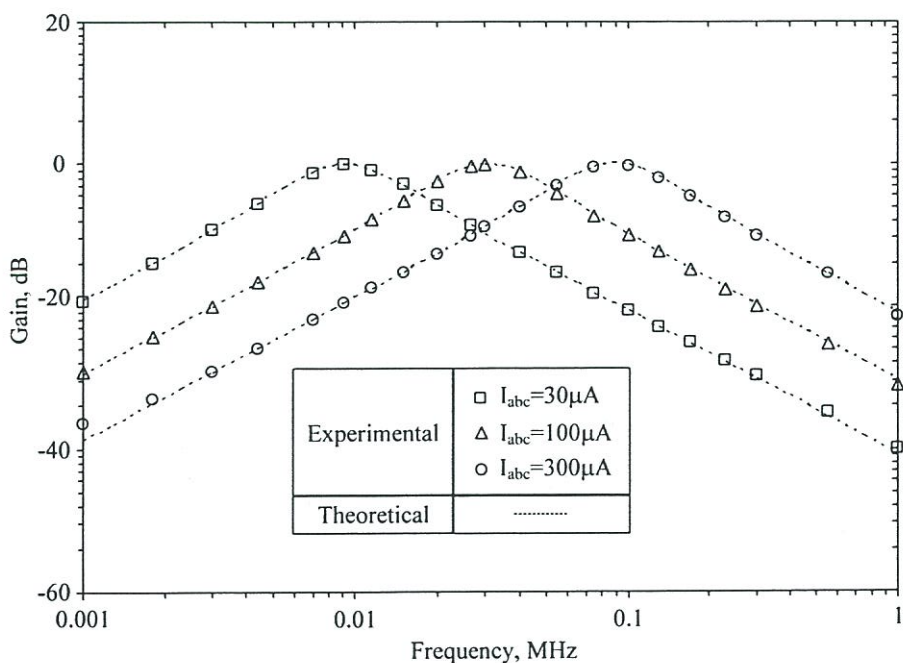


รูปที่ 4.14 ผลการทดลองของฟังก์ชัน LP HP BS และ BP ของวงจรในรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

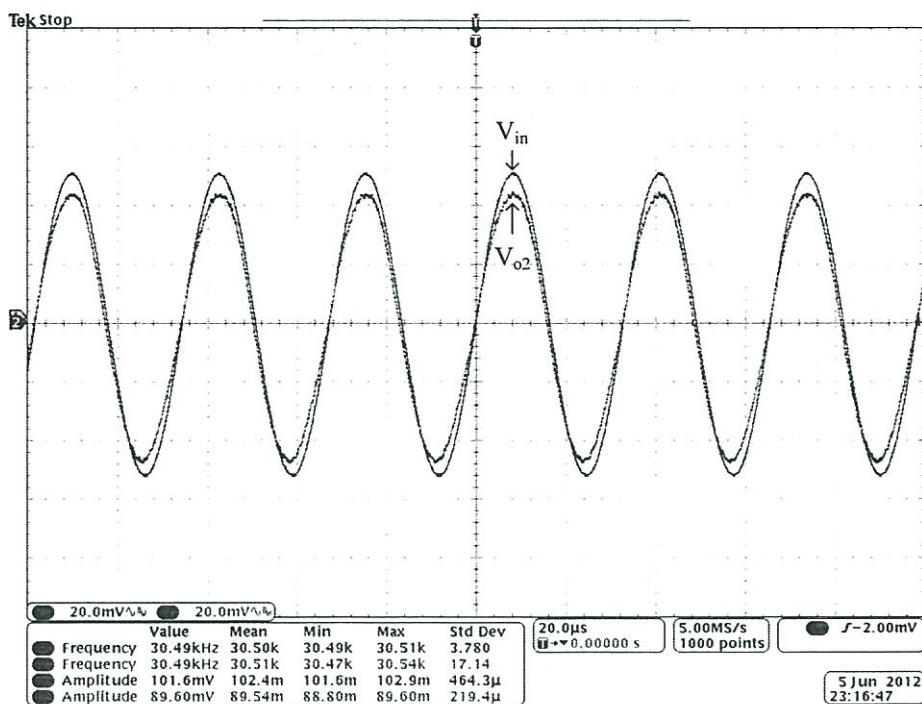


รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองทางขนาดและเฟสของฟังก์ชัน AP ของวงจรในรูปที่ 3.6 ที่ได้จากการทดลอง



รูปที่ 4.16 ผลการทดลองของฟังก์ชัน BP ของวงจรในรูปที่ 3.6 เมื่อเปลี่ยนค่า I_{abc}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 สัญญาณแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านเทียบกับแรงดันอินพุต เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mV_p ความถี่ 30.5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมดแรงดันแบบหลายหน้าที่ลำดับสองที่ใช้วงจรขยายความนำถ่ายไอออนเป็นอุปกรณ์แอกทีฟหลักจำนวนสามวงจร โดยสองวงจรแรกเป็นวงจรรองความถี่แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต ซึ่งวงจรรองความถี่ที่นำเสนอประกอบไปด้วยวงจรขยายความนำถ่ายไอออนจำนวนสองวงจรและวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันที่สร้างมาจากวงจรขยายความนำถ่ายไอออนจำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์อีกสองตัว โดยวงจรมีจุดป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่มีความต้านทานสูงจำนวนหนึ่งจุดและมีจุดสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจำนวนห้าจุด วงจรที่สามเป็นวงจรรองความถี่แบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุตซึ่งวงจรประกอบไปด้วยวงจรขยายความนำถ่ายไอออนจำนวนสองวงจรและวงจรบวก-ลบสัญญาณแรงดันที่สร้างมาจากวงจรขยายความนำถ่ายไอออนจำนวนสามวงจรร่วมกับตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์อีกสองตัว โดยวงจรมีจุดป้อนสัญญาณแรงดันอินพุตที่มีความต้านทานสูงจำนวนสี่จุดและมีจุดสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจำนวนสี่จุด วงจรที่นำเสนอทั้งสามวงจรสามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ครบทั้งห้าฟังก์ชัน ได้แก่ ได้แก่วัดค่าความถี่ต่ำผ่าน ความถี่สูงผ่าน แถบความถี่ผ่าน แถบความถี่หยุด และกรองผ่านทุกความถี่ ค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับกระแสไบอัสจากภายนอกวงจร ค่าความไวของความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟมีค่าต่ำ และเนื่องจากขั้วป้อนแรงดันอินพุตมีค่าอิมพีแดนซ์สูงมากทำให้สามารถนำวงจรรองความถี่ที่นำเสนอไปต่อคาสเคดเพื่อให้ได้วงจรรองความถี่ลำดับสูงได้โดยไม่ต้องใช้วงจรกันชนแรงดัน นอกจากนี้ด้วยวงจรที่นำเสนอไม่ต้องใช้ตัวต้านทานภายนอกและใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทำให้วงจรที่นำเสนอเหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม

จากการตรวจสอบการทำงานของวงจรทั้งสามพบว่า ผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ที่ได้มีความสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ LM13600 แสดงให้เห็นว่าวงจรที่นำเสนอสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ได้ห้าฟังก์ชันโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างวงจร ซึ่งผลการทดสอบดังกล่าวเป็นการยืนยันได้ว่าวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถทำงานได้จริง ในส่วนของคุณสมบัติของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้วงจรขยายความนำถ่ายไอออนเปรียบเทียบกับวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่ที่เคยนำเสนอมาก่อนหน้านี้ที่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟประเภทเดียวกัน สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 5.1 และ 5.2

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรองความถี่แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่ใช้ OTA ที่นำเสนอต่อบวงจรถัดๆที่เคยมีผู้นำเสนอมาแล้ว

เอกสารอ้างอิง	คุณสมบัติของวงจรร					
	(i)	(ii)	(iii)	(iv)	(v)	(vi)
วงจรถัดๆที่นำเสนอ	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Mohan [10] รูปที่ 6	×	✓	✓	✓	✓	✓
Chang [11] รูปที่ 1	×	×	✓	✓	✓	✓
Horng [12]	×	×	✓	✓	✓	✓
Chang [13]	×	×	✓	✓	✓	✓
Kumngern and Dejhan [14]	×	✓	✓	✓	✓	✓

หมายเหตุ: (i) คือ ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้พร้อมกันทั้งห้าฟังก์ชันโดยปราศจากการแมทซิงของอุปกรณ์

(ii) คือ ไม่ต้องใช้ตัวต้านทานภายนอก

(iii) คือ ใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์

(iv) คือ ควบคุมความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

(v) คือ มีความต้านทานที่อินพุตสูง

(vi) คือ มีความไวต่ำ

ตารางที่ 5.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรองความถี่แบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุตที่ใช้ OTA ที่นำเสนอต่อบวงจรถัดๆที่เคยมีผู้นำเสนอมาแล้ว

เอกสารอ้างอิง	คุณสมบัติของวงจรร					
	(i)	(ii)	(iii)	(iv)	(v)	(vi)
Chang [11] รูปที่ 3	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Khan และคณะ [15]	×	✓	✓	✓	×	✓
Wu and Xie [16]	✓	✓	✓	✓	×	✓
Wu and El-Masry [17]	×	✓	×	✓	×	✓
Tsukutani และคณะ [18]	×	✓	×	✓	×	✓
Tsukutani และคณะ [20]	×	✓	-	✓	✓	×
Horng [21]	×	✓	-	✓	✓	×
Tsukutani และคณะ [22]	✓	×	×	✓	×	×
Tsukutani และคณะ [23]	×	✓	-	✓	✓	×
Horng [24]	×	✓	-	✓	✓	×
Abuelma'atti and Bentrchia [25]	✓	✓	×	✓	×	✓
Chang [11] รูปที่ 3	×	✓	✓	✓	✓	✓

หมายเหตุ: - คือ ไม่ใช่ตัวเก็บประจุ

(i) คือ ให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้พร้อมกันทั้งห้าฟังก์ชันโดยปราศจากการแมทซิงของอุปกรณ์

(ii) คือ ไม่วงจรถัดๆกลับสัญญาณอินพุตเพิ่มเติม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- (iii) คือ ใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวนด์
- (iv) คือ ควบคุมความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
- (v) คือ มีความต้านทานที่อินพุตสูงทุกจุด
- (vi) คือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟหลายชนิดในวงจรเดียวกัน

5.2 ข้อเสนอแนะจากการวิจัย

1. ควรมีการสร้างวงจร OTA ขึ้นมาเพื่อทดสอบจริงจากทรานซิสเตอร์อาร์เรย์ (Transistor array) เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรที่ได้จากการเลียนแบบการทำงานด้วย PSPICE กับการทดลองจริง

2. โครงสร้างภายในของ OTA ควรออกแบบด้วยวงจรพื้นฐานสมรรถนะสูง เช่น วงจรสะท้อนกระแส อาจใช้วงจรสะท้อนกระแสแบบวิลสันหรือแบบคาสเคด เพื่อลดปัญหาด้านกระแสออฟเซตขาออกและอัตราการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต

เอกสารอ้างอิง

- [1] Sedra A. S., Smith K. C. **Microelectronic circuits**. 3rd ed. Florida : Holt, Rinehart and Winston. 1991.
- [2] Ibrahim M. A., Minaei S. and Kuntman H. A. “A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements” **International Journal of Electronics and Communication (AEU)**, vol.59, 2005. pp.311-318
- [3] Fabre A., Dayoub F., Duruisseau L., and Kamoun M. “High input impedance insensitive second-order filters implemented from current conveyors” **IEEE Transactions on Circuits and Systems-I**, vol.41, 1994. pp.918-921
- [4] Bhusan M., Newcomb R.W. “Grounding of capacitors in integrated circuits” **Electronics Letters**, vol.3, 1967. pp.148-149
- [5] Sanchez-Sinencio E., Geiger R.L., and Nevarez-Lozano H. “Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structure” **IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-35**, 1988. pp.936-949
- [6] Linaress-Barranco B., Rodriguez-Vazquez A., Sanchez-Sinencio E. and Huertas J.L. “CMOS OTA-C high frequency sinusoidal oscillators” **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, vol.26, 1989. pp.160-165
- [7] Siripruchyanun M., Wardkein P. “A fully independently adjustable, integrable simple current controlled oscillator and derivative PWM signal generator” **IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences**, vol.E86-A. no. 12, 2003. pp.3119-3126
- [8] Silva-Martínez J., Sánchez-Sinencio E. “Analogue OTA multiplier without input voltage swing restrictions, and temperature compensated” **Electronics Letters**, vol.22, 1986. pp.599-600
- [9] Koomagaew C., Petchmaneelumka W. and Riewruja V. “OTA based floating inductance simulator,” **ICCAS-SICE**, 2009. pp.857-860
- [10] Mohan P.V.A. “Generation of OTA-C filter structure from active RC filter structures” **IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-37**, 1990. pp.656-660
- [11] Chang C.M. “New multifunction OTA-C biquads” **IEEE Transactions on Circuits and Systems-II**, vol.46, 1999. pp.820-824
- [12] Horng J.-W. “Voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using OTA” **International Journal of Electronics**, vol.89, 2002. pp.729-737

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [13] Chang C.M. “Analytical synthesis of the digitally programmable voltage-mode OTA-C universal biquad” *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, vol.53, 2006. pp.607–611
- [14] Kumngern M., Dejhan K. “Voltage-mode low-pass, high-pass, band-pass biquad filter using simple CMOS OTAs” *Proceedings of 2009 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC 2009)*, Singapore, 2009. pp.924–927
- [15] Khan I.A., Ahmed M.T. and Minhaj N. “A simple realization scheme for OTA-C universal biquadratic filter” *International Journal of Electronics*, vol.72, 1992. pp.419–429
- [16] Wu J., Xie C.-Y. “New multifunction active filter using OTAs” *International Journal of Electronics*, vol.74, 1993. pp.235–239
- [17] Wu J., El-Masry I.E. “Universal voltage-mode and current-mode OTAs based biquads” *International Journal of Electronics*, vol.85, 1998. pp.553–560
- [18] Tsukutani T., Higashimura M., Sumi Y. and Fukui Y. “Voltage-mode active-only biquad” *International Journal of Electronics*, vol.87, 2000. pp.1435–1442
- [19] Tsukutani T., Higashimura M., Takahashi N., Sumi Y. and Fukui Y. “Novel voltage-mode biquad without external passive elements” *International Journal of Electronics*, vol.88, 2001. pp.13–22
- [20] Tsukutani T., Higashimura M., Takahashi N., Sumi Y. and Fukui Y. “Versatile voltage-mode active-only biquad with lossless and lossy integrator loop,” *International Journal of Electronics*, vol.88, 2001. pp.1093–1101
- [21] Horng J.-W. “High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs and one CCII” *International Journal of Electronics*, vol.90, 2003. pp.185–191
- [22] Tsukutani T., Sumi Y., Kinugasa Y., Higashimura M. and Fukui Y. “Versatile active-only biquad with lossless and lossy integrators” *International Journal of Electronics*, vol.91, 2004. pp.525–536
- [23] Tsukutani T., Higashimura M., Takahashi N., Sumi Y. and Fukui Y. “Novel voltage-mode biquad using only active device” *International Journal of Electronics*, vol.88, 2001. pp.339–346
- [24] Horng J.-W. “Voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs” *Active and Passive Electronic Component*, vol.27, 2004. pp.85–89
- [25] Abuelma’atti M.T., Bentrchia A. “A novel mixed-mode OTA-C universal filter” *International Journal of Electronics*, vol.92, 2005. pp.375–383

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [26] มนตรี ศิริปรัชญานันท์. “การศึกษาวงจรถูกกำเนิดสัญญาณและวงจรถูกพัลส์ PWM ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสอย่างเป็นอิสระต่อกัน โดยอาศัยหลักการวงจรรวม.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2547.
- [27] Allen P. E., Holberg D. R. **CMOS analog circuit design**. 2nd ed. New York : Oxford, Inc. 2002.
- [28] Sah C. T. “Characteristics of the metal-oxide-semiconductor transistor” **IEEE Trans. Electron Devices**, vol.ED-11, 1964. pp.324-325
- [29] Gray P. R., Hurst P. J., Lewist S. H. and Meyer R. G. **Analysis and design of analog integrated circuits**. 4th ed. New York : John Wiley & Sons. 2001.
- [30] จีรสุดา เกษร. “วงจรรองความถี่และวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2542.

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

แบบจำลองของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้งาน

ก1. แบบจำลอง 0.35 μ m TSMC

.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL = (49) 7

+VERSION	= 3.1	TNOM	= 27	TOX	= 7.6E-9
+XJ	= 1E-7	NCH	= 2.2E17	VTH0	= 0.4769452
+K1	= 0.6062954	K2	= 4.821312E-3	K3	= 75.8620983
+K3B	= -7.9722538	W0	= 2.441634E-5	NLX	= 3.28692E-7
+DVT0W	= 0	DVT1W	= 0	DVT2W	= 0
+DVT0	= 0.9606263	DVT1	= 0.4632794	DVT2	= -0.3
+U0	= 401.4295722	UA	= -1.38367E-10	UB	= 1.751143E-18
+UC	= 5.389991E-11	VSAT	= 2E5	A0	= 1.3098521
+AGS	= 0.2186908	B0	= 8.437734E-7	B1	= 5E-6
+KETA	= 2.486066E-3	A1	= 3.925629E-4	A2	= 0.3598002
+RDSW	= 1.058686E3	PRWG	= -0.0799615	PRWB	= -0.0748404
+WR	= 1	WINT	= 1.6637E-7	LINT	= 0
+XL	= -5E-8	XW	= 1.5E-7	DWG	= -1.590542E-8
+DWB	= 5.229263E-9	VOFF	= -0.0807689	NFACTOR	= 2.5
+CIT	= 0	CDSC	= 2.4E-4	CDSCD	= 0
+CDSCB	= 0	ETA0	= 1	ETAB	= -0.2
+DSUB	= 0.9974892	PCLM	= 2.0851168	PDIBLC1	= 8.033389E-4
+PDIBLC2	= 3.67661E-3	PDIBLCB	= 0.0581277	DROUT	= 0.0204771
+PSCBE1	= 6.693113E8	PSCBE2	= 2.385307E-4	PVAG	= 0
+DELTA	= 0.01	RSH	= 81.4	MOBMOD	= 1
+PRT	= 0	UTE	= -1.5	KT1	= -0.11
+KT1L	= 0	KT2	= 0.022	UA1	= 4.31E-9
+UB1	= -7.61E-18	UC1	= -5.6E-11	AT	= 3.3E4
+WL	= 0	WLN	= 1	WW	= 0
+WWN	= 1	WWL	= 0	LL	= 0
+LLN	= 1	LW	= 0	LWN	= 1
+LWL	= 0	CAPMOD	= 2	XPART	= 0.5
+CGDO	= 2.77E-10	CGSO	= 2.77E-10	CGBO	= 1E-12
+CJ	= 9.6054E-4	PB	= 0.8	MJ	= 0.3420682
+CJSW	= 2.971942E-10	PBSW	= 0.99	MJSW	= 0.2018705
+CJSWG	= 1.82E-10	PBSWG	= 0.99	MJSWG	= 0.2018705
+CF	= 0	PVTH0	= -0.0326828	PRDSW	= -108.822498
+PK2	= 4.607815E-5	WKETA	= -1.556956E-3	LKETA	= 6.959304E-3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.MODEL CMOS PMOS (LEVEL = (49) 7

+VERSION	= 3.1	TNOM	= 27	TOX	= 7.6E-9
+XJ	= 1E-7	NCH	= 8.52E16	VTH0	= -0.6593301
+K1	= 0.4744213	K2	= -0.0253838	K3	= 80.0219226
+K3B	= -5	W0	= 5.348784E-6	NLX	= 2.327843E-7
+DVT0W	= 0	DVT1W	= 0	DVT2W	= 0
+DVT0	= 0.3694323	DVT1	= 0.7100643	DVT2	= -0.3
+U0	= 151.7253903	UA	= 1.033684E-10	UB	= 1.8234E-18
+UC	= -1.38917E-11	VSAT	= 1.473896E5	A0	= 1.222227
+AGS	= 0.3516044	B0	= 1.878082E-6	B1	= 5E-6
+KETA	= -4.907208E-3	A1	= 3.783305E-3	A2	= 0.662035
+RDSW	= 4E3	PRWG	= -0.0861753	PRWB	= -7.580363E-4
+WR	= 1	WINT	= 1.511406E-7	LINT	= 0
+XL	= -5E-8	XW	= 1.5E-7	DWG	= -1.882886E-8
+DWB	= 9.735101E-9	VOFF	= -0.1499775	NFACTOR	= 2
+CIT	= 0	CDSC	= 2.4E-4	CDSCD	= 0
+CDSCB	= 0	ETA0	= 0.0305718	ETAB	= 2.835951E-3
+DSUB	= 0.2614426	PCLM	= 7.5307465	PDIBLC1	= 3.058758E-3
+PDIBLC2	= 4.857635E-7	PDIBLCB	= 0.019219	DROUT	= 4.384012E-3
+PSCBE1	= 7.930871E10	PSCBE2	= 5.00929E-10	PVAG	= 15
+DELTA	= 0.01	RSH	= 155.3	MOBMOD	= 1
+PRT	= 0	UTE	= -1.5	KT1	= -0.11
+KT1L	= 0	KT2	= 0.022	UA1	= 4.31E-9
+UB1	= -7.61E-18	UC1	= -5.6E-11	AT	= 3.3E4
+WL	= 0	WLN	= 1	WW	= 0
+WWN	= 1	WWL	= 0	LL	= 0
+LLN	= 1	LW	= 0	LWN	= 1
+LWL	= 0	CAPMOD	= 2	XPART	= 0.5
+CGDO	= 2.06E-10	CGSO	= 2.06E-10	CGBO	= 1E-12
+CJ	= 1.391285E-3	PB	= 0.99	MJ	= 0.5736675
+CJSW	= 3.168276E-10	PBSW	= 0.99	MJSW	= 0.3574616
+CJSWG	= 4.42E-11	PBSWG	= 0.99	MJSWG	= 0.3574616
+CF	= 0	PVTH0	= 0.0203407	PRDSW	= 107.6185513
+PK2	= 2.015862E-3	WKETA	= 2.945556E-3	LKETA	= 4.662856E-3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก2. แบบจำลอง 0.5 μ m MOSIS

```
.MODEL CMOSN NMOS (LEVEL = (49) 7
+VERSION = 3.1          TNOM    = 27          TOX      = 1.4E-8
+XJ       = 1.5E-7      NCH    = 1.7E17      VTH0     = 0.6739432
+K1       = 0.8138857  K2     = -0.0762569  K3       = 23.316539
+K3B      = -7.6829409 W0     = 1E-8       NLX      = 1E-9
+DVT0W    = 0          DVT1W  = 0          DVT2W    = 0
+DVT0     = 3.3812941  DVT1   = 0.4195418  DVT2     = -0.0976246
+U0       = 455.8212463 UA     = 1.052138E-13  UB       = 1.60328E-18
+UC       = 1.871789E-11 VSAT   = 1.707997E5     A0       = 0.5973318
+AGS      = 0.1245402  B0     = 2.831408E-6  B1       = 5E-6
+KETA     = -2.751014E-3 A1     = 1.772392E-4  A2       = 0.3604111
+RDSW    = 1.297087E3  PRWG   = 0.0502651  PRWB     = 0.0351053
+WR       = 1          WINT   = 2.495013E-7  LINT     = 2.447934E-8
+XL       = 0          XW     = 0          DWG      = -1.882273E-8
+DWB      = 5.550376E-8 VOFF   = -3.376733E-4  NFACTOR  = 1.0263478
+CIT      = 0          CDSC   = 2.4E-4      CDSCD    = 0
+CDSCB    = 0          ETA0   = 0.0014995    ETAB     = -1.245874E-3
+DSUB     = 0.1717116  PCLM   = 2.2954854    PDIBLC1  = -0.1582631
+PDIBLC2  = 2.890851E-3 PDIBLCB = -0.1267271    DROUT    = 0.3496078
+PSCBE1   = 5.629014E8  PSCBE2 = 5.268798E-5    PVAG     = 0
+DELTA    = 0.01      RSH    = 80.9       MOBMOD   = 1
+PRT      = 0          UTE    = -1.5       KT1      = -0.11
+KT1L     = 0          KT2    = 0.022     UA1      = 4.31E-9
+UB1      = -7.61E-18  UC1    = -5.6E-11   AT       = 3.3E4
+WL       = 0          WLN    = 1          WW       = 0
+WWN      = 1          WWL    = 0          LL       = 0
+LLN      = 1          LW     = 0          LWN     = 1
+LWL      = 0          CAPMOD = 2          XPART    = 0.5
+CGDO     = 2.15E-10  CGSO   = 2.15E-10   CGBO     = 1E-9
+CJ       = 4.228884E-4  PB     = 0.99      MJ       = 0.449304
+CJSW     = 3.56272E-10  PBSW   = 0.1       MJSW     = 0.1213831
+CJSWG    = 1.64E-10   PBSWG  = 0.1       MJSWG    = 0.1213831
+CF       = 0          PVTH0  = 0.0601933    PRDSW    = 48.8936612
+PK2      = -0.0338264  WKETA  = -0.0213488  LKETA    = 5.133767E-3)
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.MODEL CMOS PMOS (LEVEL = (49) 7

+VERSION	= 3.1	TNOM	= 27	TOX	= 1.4E-8
+XJ	= 1.5E-7	NCH	= 1.7E17	VTH0	= -0.9365465
+K1	= 0.5526871	K2	= 9.463397E-3	K3	= 6.3646558
+K3B	= -0.5706084	W0	= 1E-8	NLX	= 1.900907E-8
+DVT0W	= 0	DVT1W	= 0	DVT2W	= 0
+DVT0	= 2.3523777	DVT1	= 0.5408808	DVT2	= -0.1254584
+U0	= 221.332531	UA	= 3.087011E-9	UB	= 1E-21
+UC	= -5.29755E-11	VSAT	= 1.859021E5	A0	= 0.8487879
+AGS	= 0.1434459	B0	= 1.097924E-6	B1	= 5E-6
+KETA	= -3.702499E-3	A1	= 0	A2	= 0.3
+RDSW	= 3E3	PRWG	= -0.046293	PRWB	= -0.0399508
+WR	= 1	WINT	= 2.942356E-7	LINT	= 4.298608E-8
+XL	= 0	XW	= 0	DWG	= -2.097829E-8
+DWB	= 2.184592E-8	VOFF	= -0.0678112	NFACTOR	= 0.9055153
+CIT	= 0	CDSC	= 2.4E-4	CDSCD	= 0
+CDSCB	= 0	ETA0	= 6.960867E-3	ETAB	= -0.1077986
+DSUB	= 1	PCLM	= 2.183651	PDIBLC1	= 0.1051767
+PDIBLC2	= 4.351411E-3	PDIBLCB	= -0.0435832	DROUT	= 0.2989224
+PSCBE1	= 1.268943E10	PSCBE2	= 1.235043E-9	PVAG	= 6.162441E-6
+DELTA	= 0.01	RSH	= 104.3	MOBMOD	= 1
+PRT	= 0	UTE	= -1.5	KT1	= -0.11
+KT1L	= 0	KT2	= 0.022	UA1	= 4.31E-9
+UB1	= -7.61E-18	UC1	= -5.6E-11	AT	= 3.3E4
+WL	= 0	WLN	= 1	WW	= 0
+WWN	= 1	WWL	= 0	LL	= 0
+LLN	= 1	LW	= 0	LWN	= 1
+LWL	= 0	CAPMOD	= 2	XPART	= 0.5
+CGDO	= 2.34E-10	CGSO	= 2.34E-10	CGBO	= 1E-9
+CJ	= 7.297461E-4	PB	= 0.9341338	MJ	= 0.4930142
+CJSW	= 2.993609E-10	PBSW	= 0.99	MJSW	= 0.3295232
+CJSWG	= 6.4E-11	PBSWG	= 0.99	MJSWG	= 0.3295232
+CF	= 0	PVTH0	= 5.98016E-3	PRDSW	= 14.8598424
+PK2	= 3.73981E-3	WKETA	= 8.349055E-3	LKETA	= -5.164353E-3)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

1. Kumngern M., Suwanjan P. and Dejhan K. “Electronically tunable voltage-mode universal filter with single-input five-output using simple OTAs” **International Journal of Electronics**, vol.100, 2013. pp.1118–1133
2. Kumngern M., Suwanjan P. and Dejhan K. “Electronically tunable versatile voltage-mode MIMO OTA-C universal filter” **Proceedings of The 17th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC 2011)**, Sabah, Malaysia, October, 2011. pp.752–755
3. Kumngern M., Suwanjan P. and Dejhan K. “Electronically tunable voltage-mode SIMO OTA-C universal biquad filter” **Proceedings of The 17th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC 2011)**, Sabah, Malaysia, October, 2011. pp.774–777

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายพีระวุฒิ สุวรรณจันทร์
วัน เดือน ปีเกิด	30 เมษายน พ.ศ.2513 ที่จังหวัดสงขลา
ที่อยู่	72/515 หมู่บ้านประภาวรรณโฮม ซอยบึงขวาง 1/1 แขวงแสนแสบ เขตมีนบุรี กรุงเทพฯ 10510
ประวัติการศึกษา	2535 ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับ1) สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2541 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) โทรคมนาคม 2) อิเล็กทรอนิกส์ 3) คอมพิวเตอร์ช่วยสอน
ประสบการณ์การทำงาน	
ปัจจุบัน	พนักงานสถาบัน ตำแหน่งรองศาสตราจารย์ สังกัดสาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2551	ข้าราชการบำนาญ ตำแหน่งรองศาสตราจารย์ ระดับ 9
พ.ศ.2549	รองศาสตราจารย์ ระดับ 8
พ.ศ.2545	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ระดับ 6
พ.ศ.2537	อาจารย์ ระดับ 3
พ.ศ.2535	ลูกจ้างชั่วคราว ตำแหน่งอาจารย์ สังกัดภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้