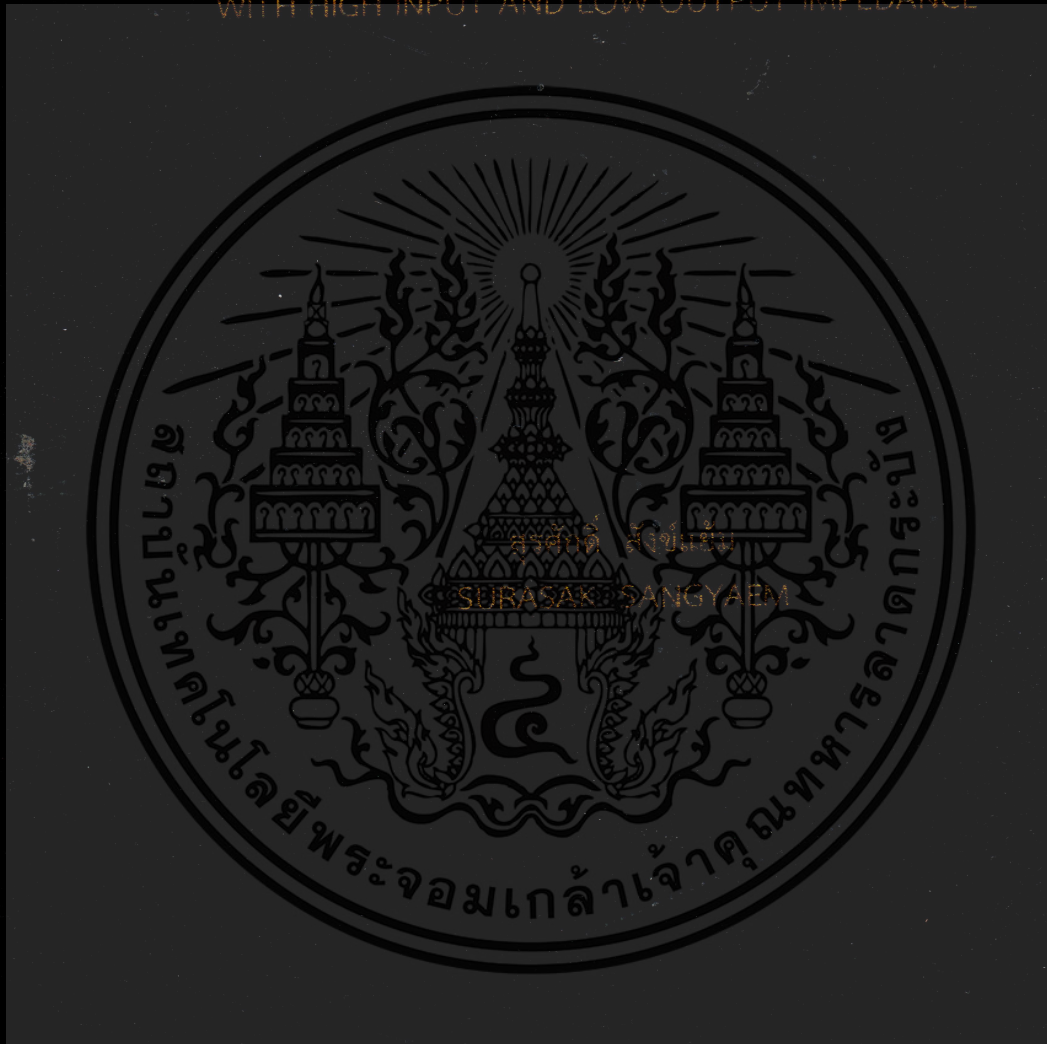


การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดัน
ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แบบทำอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต
ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ

SYNTHESIS AND DESIGN OF FIVE-INPUT SINGLE-OUTPUT
ELECTRONICALLY CONTROLLED VOLTAGE MODE MULTIFUNCTION FILTER
WITH HIGH INPUT AND LOW OUTPUT IMPEDANCE



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินการตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตรบัณฑิตและเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-ED-M 231-073

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดัน
ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต
ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ

SYNTHESIS AND DESIGN OF FIVE-INPUT SINGLE-OUTPUT
ELECTRONICALLY CONTROLLED VOLTAGE MODE MULTIFUNCTION FILTER
WITH HIGH INPUT AND LOW OUTPUT IMPEDANCE



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตรบัณฑิตและเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2560

KMITL-2017-ED-M-231-073

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF FIVE-INPUT SINGLE-OUTPUT
ELECTRONICALLY CONTROLLED VOLTAGE MODE
MULTIFUNCTION FILTER WITH HIGH INPUT AND LOW OUTPUT
IMPEDANCE



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

2017

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2017-ED-M-231-073



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้งานเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่
โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง
และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ
Synthesis and Design of Five-Input Single-Output
Electronically Controlled Voltage Mode Multifunction
Filter with High Input and Low Output Impedance

นักศึกษา

นายสุรศักดิ์ สังข์แย้ม

รหัสประจำตัว

59603130

ปริญญา

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชา





วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ศุภวัฒน์	ลาวัณย์วิสุทธิ	
ผศ.ดร.วินัย	ใจกล้า	
รศ.ดร.พีระวุฒิ	สุวรรณจันทร์	
รศ.ดร.วิสุทธิ	สุนทรกนกพงศ์	
รศ.ปิยะ	ศุภวราสุวัฒน์	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ

28 มิถุนายน 2560 เวลา 14.00 น. เป็นต้นไป

สถานที่สอบ

ณ ห้องเรียนปริญญาเอก คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยีรับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กิติพงศ์ มะโน)

คณบดี คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปตีพิมพ์หรือเผยแพร่
 วันที่.....เดือน.....ปี.....พ.ศ. 2560
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลาย
หน้าที่โหมดแรงดัน ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและ
เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ

นักศึกษา

นายสุรศักดิ์ สังข์แย้ม

รหัสประจำตัว

59603130

ปริญญา

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

พ.ศ.

2560

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่
อันดับที่สองโหมดแรงดัน แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูป คือ
วงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differencing Differential Difference Amplifier :
VDDDA) วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอประกอบด้วย VDDDA จำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุที่ต่อลง
กราวด์ 2 ตัว โนดอินพุตทุกจุดมีอิมพีแดนซ์สูง และโนดเอาต์พุตมีอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งเหมาะสมอย่างยิ่ง
สำหรับการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดันโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ วงจรให้การตอบสนองการ
ทำงานได้ 5 พังค์ชัน โดยมีพังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง
กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ อีกทั้งให้พังก์ชันที่กลับเฟส
2 พังค์ชัน คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ การเลือกพังก์ชันกรองความถี่
ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ รวมทั้งไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุต และวงจรเพิ่ม
แรงดันอินพุตให้มีขนาดสองเท่าเพิ่มเติม สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วย
วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้เหมาะสำหรับการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์หรือ
ไมโครคอนโทรลเลอร์ การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE
และการต่อวงจรจริงโดยใช้ VDDDA ที่มีโครงสร้างเป็นไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ ผลการทดสอบที่ได้
สอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้

Thesis Title	Synthesis and Design of Five-Input Single-Output Electronically Controlled Voltage Mode Multi-function Filter with High Input and Low Output Impedance
Student	Mr. Surasak Sangyaem
Student ID.	59603130
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electrical Communications Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Winai Jaikla
Thesis Co-advisor	Assoc. Prof. Dr. Peerawut Suwanjan

ABSTRACT

The synthesis and design of five-inputs single-output voltage-mode universal biquadratic filter using active building block, namely voltage differencing differential difference amplifier (VDDDA) is presented in this thesis. The proposed filter consists of two VDDDA and two grounded capacitors. The presented circuit has high impedance for all input voltage nodes and low impedance for output voltage node which is ideal for cascade in voltage-mode circuit without the use of buffer circuits. It can provide five output voltage functions which are low-pass (LP), high-pass (HP), band-pass (BP), band-reject (BR) and all-pass (AP) responses. For high-pass and band-pass functions, the inverting and non-inverting responses can be achieved. The matching condition, the inverting and double gain amplifier are not required which is easy to select the output response by digital method. The natural frequency and quality factor can be electronically tuned that is attractive for microcomputer or microcontroller controllability. To verify the validity of proposed filter, the PSPICE simulation and experimental results using VDDDA constructed from commercially available IC are included. The measured results agree well with theoretical expect.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากบุคคลหลายท่านได้กรุณาให้ความช่วยเหลือ ให้ข้อมูล ข้อเสนอแนะ คำปรึกษา ความคิดเห็น และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัย ขอกราบขอบพระคุณ ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า ที่ได้มอบสิ่งต่างๆ ให้ผู้วิจัยนับตั้งแต่วันที่ขอรับคำปรึกษา ให้ความรู้ในเชิง วิชาการ สอนทุกเรื่องด้วยความเต็มใจ ตรวจสอบวิทยานิพนธ์อย่างละเอียดทุกขั้นตอน ตลอดจน แนะนำวิธีการดำเนินชีวิต ให้ข้อคิด ให้โอกาส ทำให้ผู้วิจัยรู้สึกมีความสุข ตลอดระยะเวลาที่ทำวิจัย ผู้วิจัยให้ความเคารพรักเปรียบเสมือนบิดาคคนที่สอง นอกจากนี้แล้วขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ รศ.ดร.วิสุทธิ์ สุนทรกนกพงศ์ รศ.ปิยะ ศุภวาราสวัสดิ์ รศ.ดร.มนตรี ศิริปรัชญานันท์ รศ.ดร.ศุภวัฒน์ ลาวัณย์วิสุทธิ์ ที่ให้ความกรุณาตรวจสอบ ชี้แนะจุดที่บกพร่อง แนะนำในการปรับปรุงวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้องสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทั้งในอดีตถึงปัจจุบันทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ ตลอดจน แง่คิดต่างๆ อันก่อให้เกิดประโยชน์ต่อการวิจัยในครั้งนี้จนกระทั่งประสบผลสำเร็จ สุดท้ายนี้ขอกราบ ขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัว ผู้เป็นที่รักคอยเป็นกำลังใจ ทั้งให้การสนับสนุน และ ช่วยเหลือในทุกด้านมาโดยตลอด คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้ แต่ บิดา มารดา ครูอาจารย์ และผู้มีอุปการคุณทุกท่านด้วยความเคารพเพียง

สุรศักดิ์ สังข์แย้ม

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.....	3
1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	7
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรรองความถี่.....	8
2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรเลื่อนเฟส.....	13
2.3 หลักการสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน.....	18
2.4 หลักการทำงานของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (VDDDA).....	25
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	26
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	38
3.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	38
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่กรณีอุดมคติ.....	45
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	50
3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไว.....	60
3.5 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	63
บทที่ 4 ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล.....	66
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE.....	66
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....	70
4.3 ผลตอบสนองการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร.....	80
4.4 การออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	85
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	85
5.2 อภิปรายผลงานวิจัย.....	87
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	87
บรรณานุกรม.....	88
ประวัติผู้เขียน.....	93



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่.....	4
2.1 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DDCC 3 ตัว.....	27
2.2 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 6 ตัว.....	28
2.3 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCC 2 ตัว.....	30
2.4 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 3 ตัว.....	31
2.5 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 1 ตัว.....	33
2.6 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 2 ตัว.....	34
2.7 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว.....	36
2.8 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ MCCTA 1 ตัว.....	37
4.1 ย่านการรับแรงดันอินพุตของฟังก์ชันกรองความถี่ที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1%	69



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร.....	3
2.1 วงจรกรองความถี่แบบสองพอร์ต.....	9
2.2 ผลตอบสนองความถี่วงจกรองผ่านความถี่ต่ำ.....	10
2.3 ผลตอบสนองความถี่วงจกรองผ่านความถี่สูง.....	11
2.4 ผลตอบสนองความถี่วงจกรองผ่านแถบความถี่.....	11
2.5 ผลตอบสนองความถี่วงจกรองหยุดแถบความถี่.....	12
2.6 ไดอะแกรมการมอดูเลตแบบ SSB (Single Sideband) โดยวิธีการเลื่อนเฟส.....	13
2.7 เวกเตอร์ของซีโรสองตัวที่สมมาตรกัน.....	14
2.8 ตัวอย่างตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่ง.....	14
2.9 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่ง.....	15
2.10 ค่าโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันเลื่อนเฟสอันดับที่สอง.....	16
2.11 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ฟังก์ชันเลื่อนเฟสอันดับที่สอง.....	16
2.12 ผลตอบสนองทางเฟสฟังก์ชันเลื่อนเฟสอันดับที่สอง.....	17
2.13 การคาดคะเนของวงจรเลื่อนเฟสกับวงจรโครงข่ายใดๆ.....	17
2.14 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจกรองความถี่ KHN.....	18
2.15 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจกรองความถี่ KHN ที่มีวงจรมาย.....	19
2.16 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจกรองความถี่ Tow Thomas.....	20
2.17 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุต.....	22
2.18 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุตที่มีวงจรมาย.....	23
2.19 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจกรองความถี่ 4 อินพุต 1 เอาต์พุต.....	24
2.20 (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล และ (ค) โครงสร้างของวงจรมายผลต่างแรงดันเอาต์พุต ที่ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์.....	25
2.21 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DDCC 3 ตัว.....	26
2.22 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 6 ตัว.....	27
2.23 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCC 2 ตัว.....	29
2.24 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 3 ตัว.....	30
2.25 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 1 ตัว.....	32
2.26 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 2 ตัว.....	33
2.27 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว.....	35
2.28 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ MCCTA 1 ตัว.....	36
3.1 บล็อกไดอะแกรมในการสังเคราะห์และออกแบบวงจกรองความถี่โหมดแรงดัน ห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	38
3.2 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่ง.....	42
3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่งโดยใช้ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ.....	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.4 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่สอง.....	43
3.5 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่สองโดยใช้ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ.....	44
3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA ที่ได้สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในรูปที่ 3.2.....	45
3.7 ค่าความต้านทานและค่าความจุแม่ที่ขั้วของ VDDDA.....	54
3.8 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกรณีพิจารณาผลกระทบจากตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแม่.....	55
4.1 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE.....	66
4.2 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส.....	67
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส.....	67
4.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสที่ความถี่ f_0	68
4.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุต ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสที่ความถี่ f_0	68
4.6 ผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสโดยปรับค่า I_B	68
4.7 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน LP, HP, BP และ AP แบบไม่กลับเฟส เทียบกับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10mV – 160mV.....	69
4.8 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน BR แบบไม่กลับเฟส ช่วง f_L และ f_H เทียบกับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10mV – 400mV.....	70
4.9 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยการต่อวงจรจริง.....	70
4.10 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจากการต่อวงจรจริง.....	71
4.11 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสจากการต่อวงจรจริง.....	72
4.12 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส เมื่อปรับค่า I_B ทดสอบโดยการต่อวงจรจริง.....	72
4.13 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$	73
4.14 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$	74
4.15 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง แบบกลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$	75
4.16 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$	76
4.17 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ แบบกลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.18 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$	78
4.19 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$	79
4.20 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสและกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส.....	80
4.21 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสและกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส.....	81
4.22 บล็อกไดอะแกรมการนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์.....	81
4.23 วงจรการต่อไอซีแอนะล็อกสวิตซ์ใช้งานร่วมกับวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ.....	82
4.24 การต่อวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์.....	83
4.25 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	84
4.26 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสควบคุมกระแส I_B ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	84

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในช่วงหลายปีที่ผ่านมาการพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่ถูกพัฒนาขึ้นให้มีขนาดที่เล็กลง อีกทั้งมีอัตราการบริโภคกำลังไฟฟ้าต่ำลง แต่ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมันสูงขึ้น อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์หลายชนิดมีการพัฒนาเป็นรูปแบบวงจรรวม (Integrated Circuit) หรือที่เรียกว่า IC ในขณะที่มีผู้วิจัยคิดค้นการออกแบบวงจรโดยใช้หลักการใหม่ๆ ขึ้นมา โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้สามารถนำวงจรที่ออกแบบไปประยุกต์ใช้งานได้โดยง่าย หรือออกแบบวงจรที่มีใช้งานอยู่แล้วให้คุณสมบัติโดดเด่นกว่าวงจรเดิม คือ ทำให้มีคุณสมบัติและประสิทธิภาพในการทำงานดีขึ้น เช่น ทำให้มีความละเอียดแม่นยำในการทำงานดีมากขึ้น มีผลตอบสนองต่อความถี่ในการทำงานสูงขึ้น อีกทั้งใช้จำนวนอุปกรณ์ที่ออกแบบให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เป็นต้น ทำให้ได้วงจรที่บริโภคกำลังไฟฟ้าน้อยลง ทำงานได้ที่แรงดันไฟฟ้าต่ำ สามารถสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายและมีราคาผลิตต่อวงจรต่ำ (ชัยวัฒน์ สากุล. 2546 : 1)

วงจรรองความถี่เป็นวงจรที่มีความสำคัญอย่างมากและถูกนำไปใช้งานอย่างกว้างขวางในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์ โทรคมนาคม จนกล่าวได้ว่าวงจรอิเล็กทรอนิกส์แทบทุกชนิดจะต้องมีวงจรรองความถี่เป็นส่วนประกอบอยู่ด้วย ตัวอย่างการใช้งาน เช่น ระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือวัด ระบบอิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องมือทางการแพทย์ เป็นต้น (Toumarzou, et. al. 1990), (Herensar, et. al. 2013 : 17-20) โดยมากแล้ววงจรรองความถี่มักจะถูกพัฒนาให้เป็นวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง (Multifunction biquadratic filter) ที่มีข้อดีกว่าวงจรรองความถี่ทั่วไป คือ สามารถให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้หลายแบบภายในโครงสร้างวงจรเดียวกัน ในการใช้งานวงจรรองความถี่ไม่ได้มีเฉพาะฟังก์ชันกรองความถี่แบบไม่กลับเฟสเท่านั้น ฟังก์ชันกรองความถี่แบบกลับเฟสก็มีประโยชน์ในการนำไปใช้งาน เช่น การนำไปต่อร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์เพื่อสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณอันดับที่สาม (Phanruttanachai and Jaikla, 2013 : 300-303) หากจะพิจารณาตามจำนวนอินพุตและเอาต์พุต สามารถแบ่งวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับที่สองได้สามรูปแบบ คือ แบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Multiple Inputs-Single Output : MISO) แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต (Single Input-Multiple Outputs : SIMO) และแบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุต (Multiple Inputs-Multiple Outputs : MIMO) โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรรองความถี่โหมดแรงดันที่มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูงและความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ จะสะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคด (Cascade) เป็นวงจรรองความถี่อันดับสูงหรือต่อร่วมกับวงจรภาคอื่นๆ ได้โดยปราศจากวงจรกันชนแรงดัน (Voltage buffer) (Sedra et. al. 2004) รวมทั้งการออกแบบวงจรครอสลิ่งการใช้ตัวต้านทานภายนอกและใช้เพียงตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์เพื่อให้สะดวกต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (Lbrahim et. al. 2005 : 311-318) การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active Building Block) ได้รับความนิยมเป็นอย่างมากเนื่องจากสะดวกในการออกแบบ โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน และสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Sanchez-sinencio et. al. 1988 : 936-949)

จากการศึกษาเกี่ยวกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมตแรงดันแบบหลายหน้าที่อันดับที่สอง หลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรแอกทีฟสำเร็จรูปที่ได้มีผู้นำเสนอใน (1-33) แต่วงจรกรองความถี่เหล่านี้บางวงจรยังมีข้อจำกัดดังนี้

1. ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว (1, 3, 4, 6, 9, 10, 19, 28)
2. ต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอก (4-12, 14-25, 27-32)
3. ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (4-11, 15, 17-25, 28-31)
4. ความต้านทานทางด้านอินพุตไม่สูง (2, 4-8, 11-18, 20, 21, 24-27, 29-32)
5. ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ (1-3, 5, 7-14, 16, 21, 26-32)
6. ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ (8-10, 12, 16, 20, 24-28, 30)
7. ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตที่ต้องการ (2-7, 9-11, 13, 16, 17, 21, 25, 27, 30, 31)
8. ต้องใช้วงจรเพิ่มแรงดันอินพุตสองเท่าเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตที่ต้องการ (26, 33)
9. ตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์ (2-5, 7-11, 13, 15-17, 20, 21, 24, 25, 27, 29-32)
10. โครงสร้างของวงจรไม่ได้ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (1, 2, 4, 13, 16, 18, 19, 21-24, 26-28, 32)

อ้างอิงระบบนามปี

(1) (Kumngern, et. al. 2008 : 426–431), (2) (Horng, 2004 : 85–89), (3) (Horng, 2003 : 185–191), (4) (Chang and Lee, 1994 : 353), (5) (Horng et. al. 1996 : 543–546), (6) (Chang, 1997 : 956–958), (7) (Horng et. al. 1997 : 151–155), (8) (Chang and Tu, 1999 : 305–309), (9) (Horng, 2001 : 996–997), (10) (Horng, 2004 : 465–475), (11) (Horng, 2004 : 406–409), (12) (Sagbas and Koksall, 2007 : 87–93), (13) (Ranjan and Paul, 2011 : 1-5), (14) (Herencsar et. al. 2009 : 307), (15) (Pathak et. al. 2013 : 1-6), (16) (Tangsrirat, 2010 : 99–104), (17) (Horng, 2001 : 153–157), (18) (Chang and Chen, 2003 : 401–406), (19) (Horng, 2007 : 649–652), (20) (Shah and Malik, 2005 : 197–203), (21) (Chang and Chen, 2005 : 221–227), (22) (Chen and Liao, 2008 : 6-10), (23) (Chen, 2008 : 320–323), (24) (Kilinc et. al. 2007 : 84–86), (25) (Myderrizi et. al. 2011 : 1074–1081), (26) (Satansup and Tangsrirat, 2012), (27) (Tangsrirat and Channumsin, 2011 : 703–707), (28) (Horng et. al. 2012 : 290–296), (29) (Hou et. al. 1999 : 929–932), (30) (Horng et. al. 2002 : 1970–1973), (31) (Shah et. al. 2005 : 183–188), (32) (Pushkar et. al. : 2013), (33) (Ninsraku et. al. 2014 : 1-8)

Herencsar, et. al (2013 : 17-20) ได้นำเสนอแนวคิดของอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปทำงานในโหมตแรงดันและโหมตกระแส โครงสร้างประกอบด้วยวงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier) หรือเรียกว่า (OTA) ต่อร่วมกับวงจรขยายผลต่างแรงดัน (Voltage Differencing Differential Difference Unit) หรือเรียกว่า (VDDDU) มีชื่อว่าวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differential Differencing Different Amplifier : VDDDA) อุปกรณ์นี้มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติที่น่าสนใจ คือ มีหกขั้ว ประกอบด้วยขั้วแรงดันขาเข้าสี่ขั้ว คือ V_+ , V_- , N และ P มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วกระแสขาออก คือ Z มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วแรงดันขาออก คือ W มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ และโดยเฉพาะอย่างยิ่งสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) โดยการควบคุมกระแสไปออกจากภายนอก

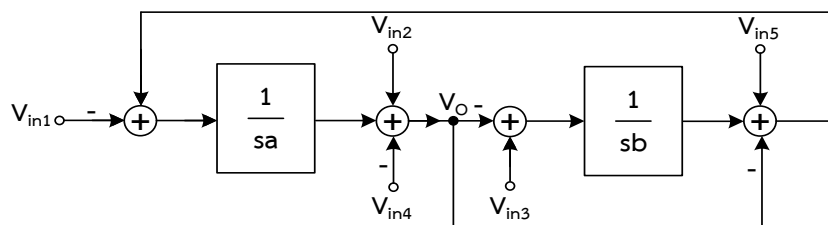
จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้น ผู้วิจัยมีจุดมุ่งหมายเพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันแบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติหรือความถี่โพล (Pole Frequency : ω_0) และปัจจัยคุณภาพหรือควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality Factor : Q) ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง-เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ใช้อุปกรณ์ในการออกแบบจำนวนน้อย อีกทั้งจะไม่ใช้ตัวต้านทานภายนอกและเงื่อนไขการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และใช้วงจรแอคทีฟสำเร็จรูปที่มีโครงสร้างเป็นไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDDDA
2. เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะวงจรที่ได้สังเคราะห์ เมื่อทำงานในกรณีอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ
3. เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบ ด้วยโปรแกรม PSPICE และทดสอบต่อวงจรจริง

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ โครงสร้างวงจรมีห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ดังรูปที่ 1.1 โดยที่ a และ b คือค่าคงที่เวลาของอินทิเกรเตอร์ (Time Constant) เมื่อทำการสังเคราะห์วงจรจากกรอบแนวคิดในรูปที่ 1.1 จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ดังสมการที่ (1.1) ซึ่งจะพบว่าวงจรสามารถให้การตอบสนองการทำงานได้ 5 พิงก์ชัน โดยมีพิงก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ อีกทั้งพิงก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่



รูปที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{s^2 V_{in2} - s^2 V_{in4} + \frac{sV_{in5}}{a} - \frac{sV_{in1}}{a} + \frac{V_{in3}}{ab}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.1)$$

จากสมการที่ (1.1) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตตามตารางที่ 1.1 เพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุต และวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม

ตารางที่ 1.1 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให่วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต				
	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}	V_{in4}	V_{in5}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	0	0	1	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	0	1	0	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟส	0	0	0	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	0	0	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	1	0	0	0	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	1	1	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	1	0	0

เมื่อกำหนดจ่ายสัญญาณอินพุตตามตารางที่ 1.1 โดย 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้ขั้วอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Low Pass Filter) ดังสมการที่ (1.2)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.2)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting High Pass Filter) ดังสมการที่ (1.3)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in4} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟส (Inverting High Pass Filter) ดังสมการที่ (1.4)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-s^2}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.4)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in5} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Band Pass Filter) ดังสมการที่ (1.5)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{s}{a}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.5)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส (Inverting Band Pass Filter) ดังสมการที่ (1.6)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-\frac{s}{a}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.6)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting band Reject Filter) ดังสมการที่ (1.7)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{ab}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.7)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting All Pass Filter) ดังสมการที่ (1.8)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 - \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (1.8)$$

จากสมการที่ (1.1)-(1.8) จะได้ความถี่ธรรมชาติหรือความถี่โพล (Pole Frequency : ω_0) และปัจจัยคุณภาพหรือควอลิตี้แฟคเตอร์ (Quality Factor : Q) ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (1.9)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (1.10)$$

จากสมการที่ (1.9) และ (1.10) จะเห็นได้ว่า สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยตัวแปร a และ b และวงจรกรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่แบบไม่มีอัตราขยาย (Gain)

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน ห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
2. ใช้วงจรขยายผลต่างแรงดันอินพุต (VDDDA) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสองวงจร โดยปราศจากตัวต้านทานภายนอกเพิ่มเติม
3. มีอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุตสูงและทางด้านเอาต์พุตต่ำ
4. ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์
5. ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสและเพิ่มแรงดันสัญญาณอินพุต
6. สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานเอาต์พุต 5 ฟังก์ชัน โดยมีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟสอีก 2 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ โดยเลือกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายแรงดันที่อินพุตของวงจร
7. ทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง
8. ใช้ไอซี LT1228 และ AD830 เป็นโครงสร้างภายในของวงจรขยายผลต่างแรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

เพื่อให้เกิดความเข้าใจที่ถูกต้องตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย จึงกำหนดความหมายของคำศัพท์ต่างๆ ที่ใช้ในการวิจัยดังนี้

1. วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differential Differencing Different Amplifier : VDDDA) หมายถึง วงจรแอมป์สำเร็จรูปชนิดหนึ่ง เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบแอมป์ มีหกขั้ว ประกอบด้วยขั้วแรงดันขาเข้าสี่ขั้ว คือ V_+ , V_- , N และ P มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วกระแสขาออก คือ Z มีค่าอิมพีแดนซ์สูง และขั้วแรงดันขาออก คือ W มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ
2. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Multifunction Filter Voltage Mode Five-Input Single-Output) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถให้การตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบ ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟส กรองผ่านแถบความถี่ กรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแรงดันเลือกการตอบสนองฟังก์ชันการทำงานโดยการเลือกป้อนสัญญาณอินพุตตามที่กำหนด
3. การควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง วิธีการปรับความถี่ธรรมชาติหรือความถี่โพล (Pole Frequency : ω_0) และปัจจัยคุณภาพหรือควอลิตี้แฟคเตอร์ (Quality Factor : Q) โดยการปรับค่ากระแสหรือแรงดันจากภายนอก
4. การสังเคราะห์และออกแบบ (Synthesis and Design) หมายถึง การนำอุปกรณ์แอมป์ VDDDA และตัวเก็บประจุมาต่อร่วมกัน ให้ได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ และนำวงจรมาปรับค่าอุปกรณ์ เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ที่ต้องการ

บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์เรื่อง การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควมคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำในครั้งนี้ ผู้วิจัยมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยจะประกอบด้วยหัวข้อดังต่อไปนี้

- 2.1 หลักการพื้นฐานของวงจกรองความถี่
- 2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรเลื่อนเฟส
- 2.3 หลักการสังเคราะห์วงจกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง
- 2.4 หลักการทั่วไปของวงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (VDDDA)
- 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

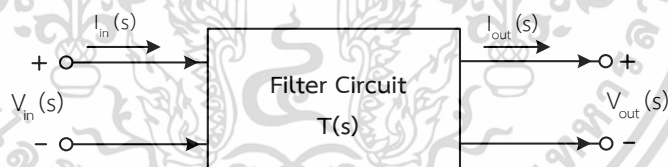
2.1 หลักการพื้นฐานของวงจกรองความถี่

ในความหมายแบบกว้างวงจกรอง (Filter) คือ อุปกรณ์ที่มีหน้าที่แยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ โดยในกรณีที่สัญญาณที่ต้องการและไม่ต้องการมีองค์ประกอบความถี่ต่างกัน จะสามารถแยกสัญญาณออกจากกันได้ด้วยวงจกรองเลือกความถี่ (Frequency selective filter) หรือวงจกรองในโดเมนความถี่ (Frequency domain filter) ซึ่งวงจกรองความถี่นั้นจะยอมให้สัญญาณเฉพาะบางช่วงความถี่ผ่านไปได้เท่านั้น การออกแบบวงจกรองความถี่เริ่มมีขึ้นพร้อมกับการพัฒนาในช่วงเริ่มแรกของอุตสาหกรรมโทรคมนาคมในยุโรปและอเมริกาในปลายศตวรรษที่ 19 โดยนักวิจัยชาวอเมริกันชื่อแคมเบล และนักวิจัยชาวเยอรมันชื่อวากเนอร์ ได้พัฒนางวงจรมีวัตถุประสงค์เพื่อนำไปใช้ในระบบสื่อสารแบบมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ เพื่อขยายโครงข่ายระบบโทรศัพท์ ต่อมาพัฒนาการของวงจกรองความถี่มีความก้าวหน้าอย่างมาก มีนักวิจัยที่สำคัญ ได้แก่ โชเบล ฟอสเตอร์ เคาเออร์ นอร์ตัน และดาร์ลิงตัน ความต้องการของวงจกรองความถี่ในช่วงความถี่สูงกระตุ้นให้เกิดการพัฒนาอุปกรณ์พาสซีฟสำหรับใช้ในวงจกรองความถี่ คือ ขดลวดเหนียวนำตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน วงจกรองความถี่ถูกสร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์เหล่านี้และถูกใช้งานอย่างมากในปัจจุบันในงานเฉพาะด้าน โดยเฉพาะงานที่ต้องการพิสัยพลวัตที่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำ ต่อมาเนื่องจากขดลวดเหนียวนำใช้งานที่ความถี่ต่ำจะมีความสูญเสียสูง จึงได้มีการพัฒนางวงจกรองไร้ขดลวดเหนียวนำขึ้น โดยวงจรเหล่านี้จะประกอบด้วยวงจรรขยาย ในยุคแรกประกอบด้วยหลอดสุญญากาศเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ ต่อมาในยุคของวงจรรวมถูกสร้างขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำ คือ วงจรรขยายเชิงดำเนินการ (Operational Amplifier) หรือที่เรียกว่าออปแอมป์ (Op Amp) โดยวงจกรองที่ประกอบด้วยออปแอมป์ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เรียกว่าวงจกรองแอคทีฟแบบออปแอมป์-RC นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในการกรองสัญญาณความถี่ต่ำ เช่น สัญญาณเสียง วงจกรองความถี่แบบอื่นที่ได้รับความนิยมในปัจจุบัน คือ วงจกรอง MOSFET-C และวงจรรวม Gm-C โดยวงจรรวม MOSFET-C จะมีโครงสร้างลักษณะเดียวกับวงจรรวมออปแอมป์-RC แต่ใช้ทรานซิสเตอร์

MOSFET แทนตัวต้านทาน ส่วนวงจรกรอง Gm-C ประกอบด้วยอุปกรณ์ทรานส์คอนดักเตอร์ (Transconductor) ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ วงจรนี้สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่าวงจรที่ใช้ ออปแอมป์ วงจรกรองความถี่เป็นส่วนที่สำคัญมากในด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์หลายๆ ด้าน เช่น ใช้ในเครื่องขยายภาคต้น ใช้ในตัวปรับเสียงของระบบเครื่องเสียง ใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ ใช้ในการกำจัดไซด์แบนในระบบสื่อสารแบบไซด์เดียว ใช้ในการตีמודูเลตสัญญาณ ใช้ในระบบสื่อสารมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาและแบบแบ่งความถี่ ใช้แก้ปัญหาการสูญเสียในการส่งสัญญาณ ในสายส่งและสายเคเบิล ใช้ในอุปกรณ์การแพทย์ เช่น เยื่อประสาทหูเทียม เป็นต้น จนกล่าวได้ว่าไม่มีระบบอิเล็กทรอนิกส์แบบซับซ้อนระบบใดที่ไม่มีวงจรกรองความถี่เป็นส่วนประกอบอยู่ด้วย (จิริยุทธ์ มหัทธกุล. 2548 : 43-51)

2.1.1 ข้อกำหนดของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่จัดเป็นวงจรแบบสองพอร์ตที่ให้ลักษณะสเปคตรัมของสัญญาณอินพุตก่อรูปเป็นสเปคตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ตามที่ต้องการ คือ วงจรกรองความถี่จะทำหน้าที่กรองแยกสัญญาณที่ต้องการออกมาจากสัญญาณที่ไม่ต้องการ การวิเคราะห์วงจรจะพิจารณาการทำงานตลอดทั้งย่านความถี่ ซึ่งเรียกว่าการพิจารณาในรูปแบบของโดเมนความถี่และเรียกผลตอบสนองจากการพิจารณาโดเมนความถี่ว่า ผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response) แทนสัญลักษณ์ด้วย $T(s)$ โดยทั่วไปแสดงในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตซึ่งเป็นได้ทั้งกระแสและแรงดัน จะเรียกช่วงความถี่ที่วงจรกรองยอมให้ผ่านว่าแถบความถี่ผ่าน (Pass Band) และช่วงความถี่ที่วงจรกรองกั้นไม่ให้ผ่านว่าแถบความถี่หยุด (Stop Band) และเรียกความกว้างของแถบความถี่ผ่านว่าความกว้างแถบผ่านหรือแบนวิธ (Bandwidth) (ศุภชัย คลังทอง. 2554 : 43-51)



รูปที่ 2.1 วงจรกรองความถี่แบบสองพอร์ต

จากรูปที่ 2.1 สมการถ่ายโอน (Transfer Function) หรือ $T(s)$ เป็นอัตราส่วนระหว่าง $V_{OUT}(s)/V_{IN}(s)$ โดยลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้ เป็นอัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุต สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

$$T(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \quad (2.1)$$

ดังนั้น

$$V_{out}(s) = T(s)V_{in}(s) \quad (2.2)$$

เนื่องจาก s มีค่าเท่ากับ $\sigma + j\omega$ เมื่อวิเคราะห์วงจรภายใต้สถานะคงตัวที่อินพุตเป็นคลื่นไซน์ σ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ดังนั้นจะเขียนสมการในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสของ $s = j\omega$ ได้ดังนี้

$$|V_{out}(j\omega)| = |T(j\omega)| |V_{in}(j\omega)| \quad (2.3)$$

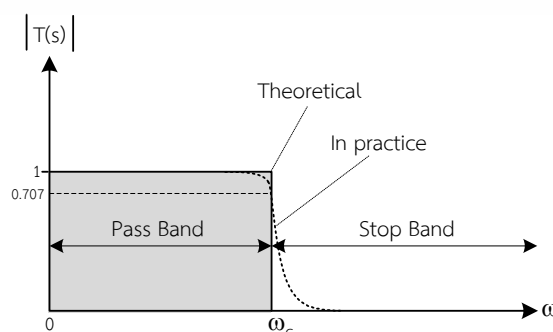
เมื่อ $\phi_{out(j\omega)}$, $\phi_{T(j\omega)}$ และ $\phi_{in(j\omega)}$ คือ ค่าเฟสของ $V_{out}(j\omega)$, $T(j\omega)$ และ $V_{in}(j\omega)$ ตามลำดับเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างกันแล้วจะได้

$$\phi_{out(j\omega)} = \phi_{T(j\omega)} + \phi_{in(j\omega)} \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.3) พิจารณาขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะได้เท่ากับผลคูณขนาดของสัญญาณอินพุตกับขนาดของผลตอบสนองความถี่ ดังนั้น ถ้า $|T(j\omega)|$ เท่ากับศูนย์ (ในทางอุดมคติ) เป็นฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ ในช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_1 ถึง ω_2 ขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$ จะเท่ากับศูนย์ เรียกว่าช่วงแถบหยุด (Stop Band) ในลักษณะเดียวกัน ถ้ากำหนดให้ $|T(j\omega)|$ เท่ากับหนึ่ง (ในทางอุดมคติ) เป็นฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ ในช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_1 ถึง ω_2 ขนาดของสัญญาณเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$ ก็จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง เป็นไปตามสมการ (2.3) ซึ่งเรียกว่าช่วงแถบผ่าน (Pass Band) วงจรกรองเลือกความถี่ สามารถแบ่งประเภทตามหน้าที่โดยอาศัยคุณลักษณะของช่วงแถบผ่านความถี่ หรือช่วงแถบหยุดความถี่ ซึ่งจะเกิดจากผลตอบสนองของฟังก์ชันหรือขนาดของ $|T(j\omega)|$ ที่แตกต่างกันของวงจรได้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่

2.1.1.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

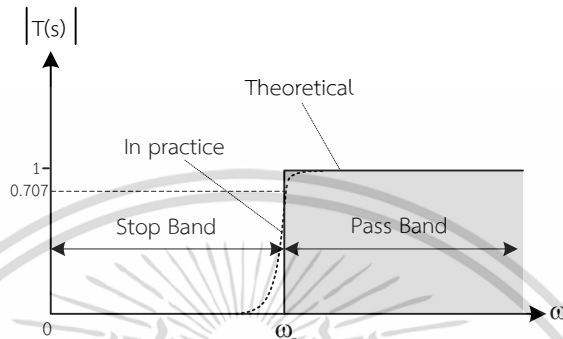
วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจะยอมให้ความถี่ผ่านได้ในช่วงตั้งแต่ 0Hz ไปจนถึงความถี่คัตออฟ (Cut-off Frequency) แทนด้วยเครื่องหมาย ω_c คือ อัตราการตอบสนองของความถี่หรืออัตราขยาย ซึ่งเป็นอัตราส่วนของเอาต์พุตต่ออินพุตของวงจรมีค่า 0.707 เท่า หรือ $20\log(0.707) = -3\text{dB}$ ของการตอบสนองหรืออัตราขยายปกติ คือ หนึ่งเท่า $20\log(1) = 0\text{dB}$ บางครั้งเรียกความถี่นี้ว่า ความถี่มุม (Corner Frequency) ถ้ามีความถี่ที่สูงเกิน ω_c ผ่าน สัญญาณนั้นจะถูกลดทอนจนมีค่าน้อยมากแสดงในรูปที่ 2.2 เส้นทึบแสดงผลในทางอุดมคติ ส่วนเส้นประแสดงผลในทางปฏิบัติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.2 ผลตอบสนองความถี่วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง

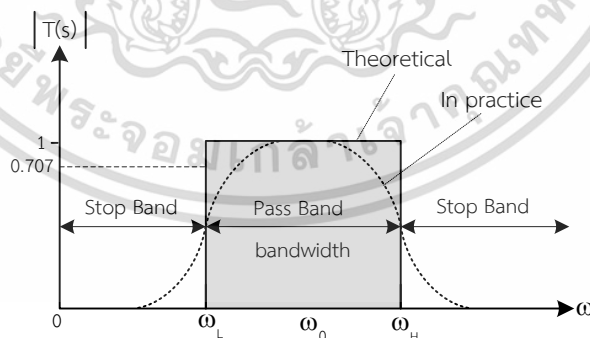
วงจรกรองผ่านความถี่สูงจะทำการลดทอนสัญญาณในช่วงที่มีความถี่ต่ำและยอมให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัตออฟ ω_c โดยในช่วงความถี่สูงนั้นจะมีอัตราการตอบสนองความถี่คงที่ถ้ามีความถี่ที่ต่ำกว่า ω_c ผ่านวงจรจะลดทอนขนาดของสัญญาณความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมากแสดงในรูปที่ 2.3 เส้นทึบจะแสดงถึงผลในทางอุดมคติส่วนเส้นประจะแสดงถึงผลของวงจรในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองความถี่วงจรกรองผ่านความถี่สูง

2.1.1.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองผ่านแถบความถี่จะยอมให้แถบความถี่ผ่านได้ในบางช่วงความถี่เท่านั้น ส่วนความถี่นอกเหนือจากนั้นจะถูกลดทอน วงจรนี้เป็นการรวมเอาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองความถี่สูงผ่านทำงานร่วมกัน โดยการลดทอนสัญญาณช่วงความถี่ต่ำไม่ให้อ่านไปได้จะแทนด้วย ω_L และการลดทอนช่วงความถี่สูงไม่ให้อ่านไปได้ เรียกว่า ω_H ซึ่งช่วงผลต่างระหว่าง ω_H และ ω_L เรียกว่า แบนวิธ (bandwidth : B_w) โดย $B_w = \omega_H - \omega_L$ แสดงในรูปที่ 2.4

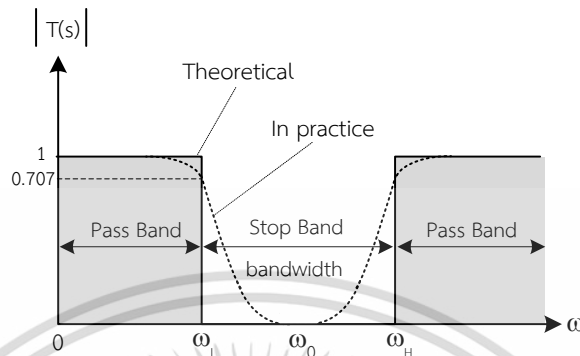


รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองความถี่วงจรกรองผ่านแถบความถี่

2.1.1.4 วงจรกรองหยุดแถบความถี่

วงจรกรองหยุดแถบความถี่เป็นวงจรที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเฉพาะช่วง ω_L และ ω_H เท่านั้น วงจรกรองหยุดแถบความถี่จะทำงานตรงข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ คือจำกัดไม่ให้อ่านสัญญาณผ่านในบางช่วงของความถี่ โดยสัญญาณความถี่ทางด้านเอาต์พุตช่วง ω_L และ ω_H เป็นผลเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของขนาดสัญญาณทางด้านอินพุตกับขนาดของผลตอบสนองความถี่ของวงจร ดังนั้นถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ $|T(j\omega)|$ เท่ากับศูนย์ (ตามอุดมคติ) ขนาดของสัญญาณด้านเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$ จะเท่ากับศูนย์เรียกว่าช่วงลทอนหรือแถบหยุดความถี่แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองความถี่วงจรกรองหยุดแถบความถี่

2.1.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง

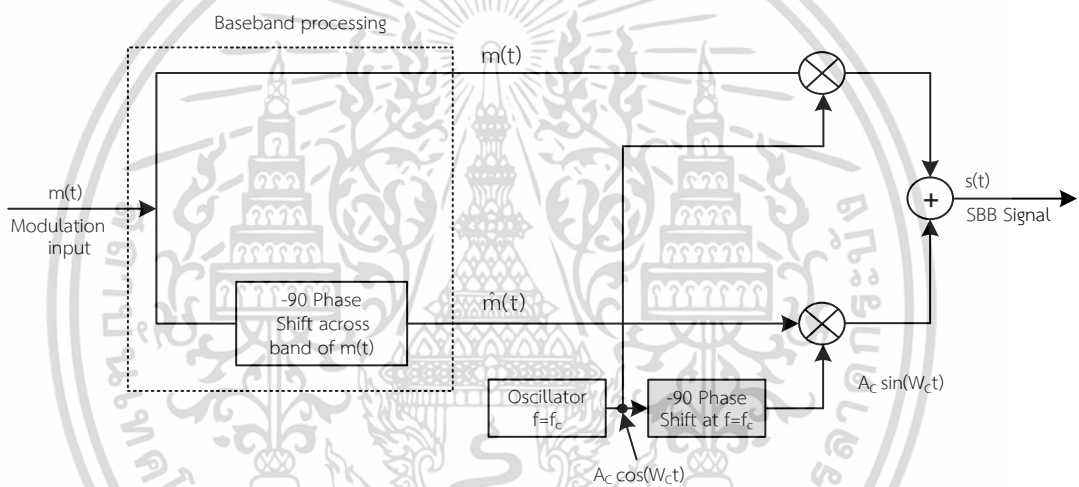
วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ที่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานหลายรูปแบบในโครงสร้างวงจรเดียวกัน เช่น กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ ซึ่งจะมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Quality Factor) แทนสัญลักษณ์ด้วย Q เป็นดัชนีชี้ให้เห็นขีดความสามารถในการเลือกความถี่ ยิ่งค่า Q มีค่าสูงจะส่งผลให้วงจรมีขีดความสามารถในการเลือกความถี่ได้ดีมากขึ้นตามไปด้วย วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในวงจรที่มีโครงสร้างเดียวกันเราเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า วงจรกรองความถี่แบบไบควอดราติก (Biquadratic Filter) โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่แบบไบควอดราติก (Biquadratic Function) เรียกสั้นๆว่า “ไบควอด” จะมีรูปแบบมาตรฐานดังสมการที่ (2.5) (อัจฉรวรรณ เองนิทย์. 2546 : 19-29)

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

โดยที่	ω_0	คือ	ค่าความถี่ของโพล (Pole Frequency)
	a_0, a_1, a_2	คือ	สัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ
	Q	คือ	ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ของโพล (Pole Quality Factor)

2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟส (Phase-shifter) หรือวงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter) เป็นวงจรที่มีความสำคัญและถูกใช้งานอย่างแพร่หลาย เช่น ในวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก อุปกรณ์เครื่องมือวัดเฟสมิเตอร์ ออสซิลโลสโคป วงจรมอดูเลชัน และวงจรในงานสื่อสารต่างๆ โดยจะทำให้หน้าที่เลื่อนเฟสให้หน้าหน้า (Lead) หรือล่าหลัง (Lag) ในขณะที่ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณจะไม่มี การเปลี่ยนแปลง ดังตัวอย่างรูปที่ 2.6 เป็นการมอดูเลตแบบ SSB (Single Sideband) โดยวิธีเลื่อนเฟส (Phase shifting method) ซึ่งจะมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณพาห์ออกไปเป็นสัญญาณพาห์ใหม่ อีกสัญญาณหนึ่ง เพื่อให้ได้สัญญาณพาห์ 2 สัญญาณจากแหล่งกำเนิดเดียวกันแล้วนำสัญญาณพาห์ ที่ได้ทั้งสองไปมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสารซึ่งจะมีการใช้งานภาคเลื่อนเฟสนี้ ทั้งด้านส่งสัญญาณ และ ด้านรับเช่นเดียวกับการมอดูเลตแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ก็จะมีการ เลื่อนเฟสของสัญญาณพาห์เช่นเดียวกัน (จिरศักดิ์ โททอง. 2547 : 1-2)



รูปที่ 2.6 โดอะแกรมการมอดูเลตแบบ SSB (Single Sideband) โดยวิธีการเลื่อนเฟส

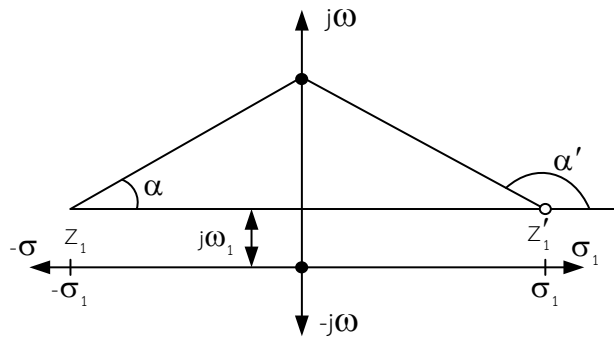
2.2.1 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรเลื่อนเฟส

วงจรเลื่อนเฟสเป็นวงจรที่สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านวงจรได้ โดยผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับความถี่ แต่ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรสามารถวิเคราะห์จากฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ซึ่งฟังก์ชันการถ่ายโอน (Transfer Function) รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรเลื่อนเฟสจะมีรูปแบบดังนี้

2.2.1.1 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่ง

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่งกรณีที่มีซีโรสองตัว โดยตัวแรกอยู่ทางด้านซ้ายมือของระนาบเอส $Z_1 = -\sigma_1 + j\omega_1$ และซีโรอีกตัวนั้นสมมาตรกับซีโรตัวแรกเมื่อเทียบกับแกนจินตภาพ และอีกกรณีที่มีซีโรอีกตัวอยู่ทางด้านขวามือของระนาบเอส $Z_1 = \sigma_1 + j\omega_1$ ดังรูปที่ 2.7 จะพบว่าเวกเตอร์ของทั้งสองมีขนาดเท่ากัน แต่จะแตกต่างกันตรงที่ค่าของเฟสจะตรงข้ามกัน

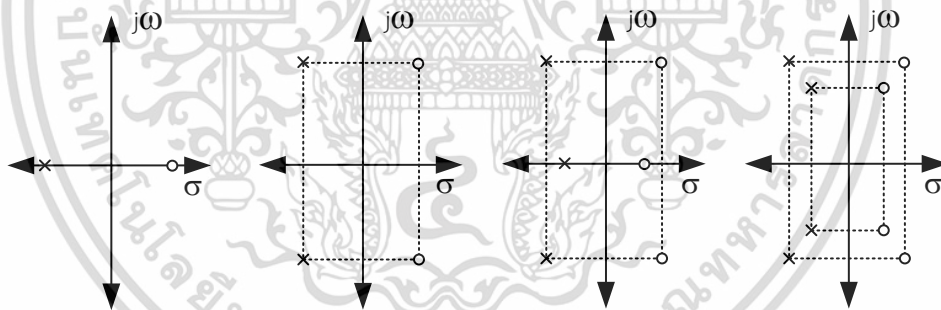
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 เวกเตอร์ของซีโรสองตัวที่สมมาตรกัน

ดังนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอน $H(s)$ มีโพลอยู่ทางซ้ายของระนาบเอส แต่มีซีโรจำนวนเท่ากันอยู่ทางด้านขวาของระนาบเอส ในลักษณะที่ซีโรและโพลสมมาตรกันเป็นคู่ๆ เมื่อเทียบแกนจินตภาพ ดังรูปที่ 2.7 จะทำให้ขนาดของเวกเตอร์แต่ละคู่เท่ากันทุกความถี่ และได้ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ 2.6

$$|H(j\omega)| = K \tag{2.6}$$



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่ง

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปแบบทั่วไปของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่งรูปแบบดังสมการที่ 2.7

$$H(s) = \frac{K(-s + \sigma_1)}{(s + \sigma_1)} \tag{2.7}$$

เมื่อ σ_1 เป็นจำนวนจริงบวก ซึ่งตำแหน่งของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่งบนระนาบเอสมีลักษณะดังรูปที่ 2.7 เมื่อแทน $s = j\omega$ ในสมการที่ (2.6) จะได้

ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (2.8)-(2.10) ตามลำดับ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|H(j\omega)| = \frac{K|(-j\omega + \sigma_1)|}{|(j\omega + \sigma_1)|} \quad (2.8)$$

$$|H(j\omega)| = \frac{K\sqrt{\omega^2 + (-\sigma_1)^2}}{\sqrt{\omega^2 + (\sigma_1)^2}} \quad (2.9)$$

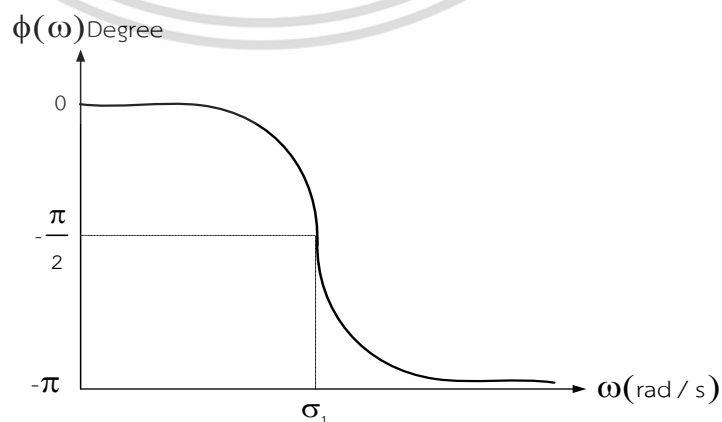
$$|H(j\omega)| = K \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) พบว่า ไม่ว่าที่ความถี่ใดๆ ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเลื่อนเฟสจะมีค่าคงที่ตลอด ส่วนผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเลื่อนเฟสจะเป็นไปตามสมการที่ (2.11) และ (2.12) ตามลำดับ

$$\phi(\omega) = \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\sigma_1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \quad (2.11)$$

$$\phi(\omega) = -2\tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) จะพบว่าการเลื่อนเฟสของวงจรเลื่อนเฟสเป็นฟังก์ชันของความถี่ โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการเลื่อนเฟสกับค่าความถี่ได้ดังรูปที่ 2.9 ค่าการเลื่อนเฟสจะเริ่มต้นที่ 0 องศา ที่ความถี่ 0 Hz และมีค่าลดลงเรื่อยๆ เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นโดยจะเลื่อนเฟสเท่ากับ -90 องศา ที่ความถี่ $\omega = \sigma_1$ ซึ่งความถี่ค่านี้เรียกว่าความถี่หักมุม (Corner Frequency) ของวงจร



รูปที่ 2.9 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่ง

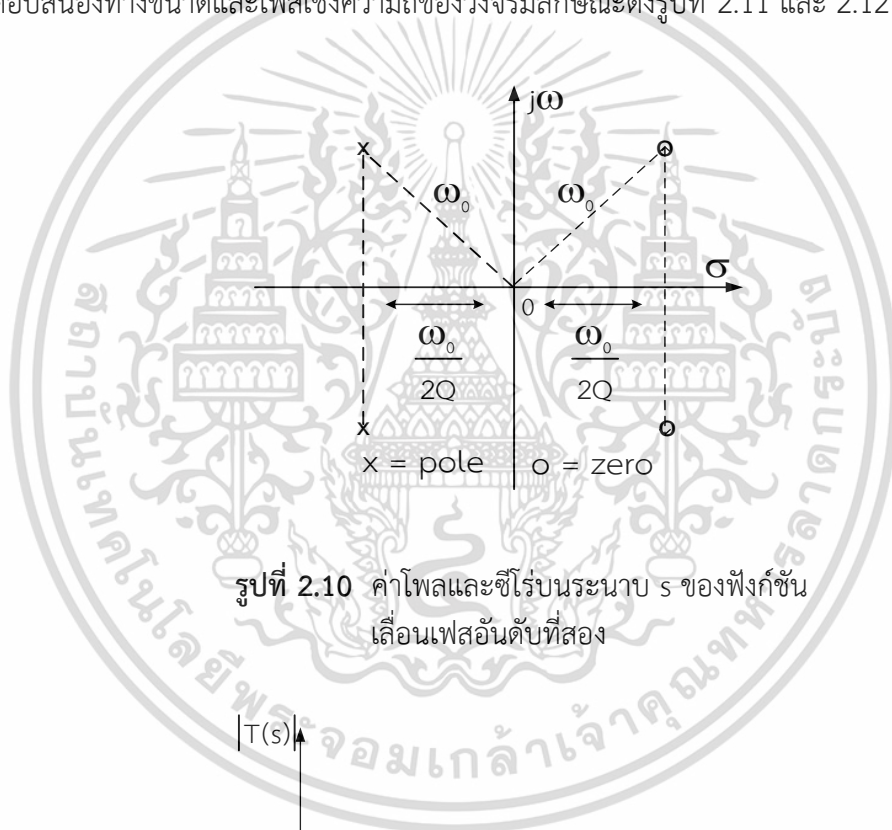
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้เพื่อการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1.2 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่สอง

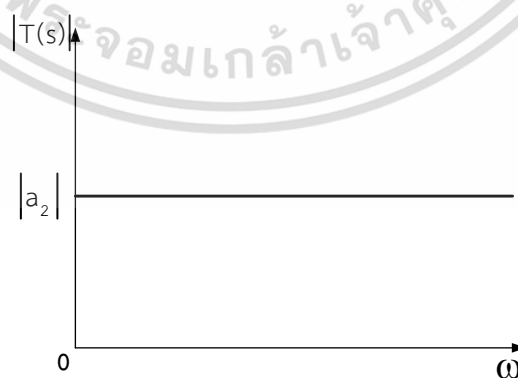
กรณีที่ค่าซีโรของสมการทั้งสองค่ามีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวาของระนาบ s โดยมีความสมมาตรกับโพลดังแสดงในรูปที่ 2.10 จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่สองดังนี้

$$T(s) = a_2 \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.13) เมื่อ $|a_2|$ คือ ค่าอัตราขยายแบนราบ (Flat Gain) ของวงจรจะมีกราฟการตอบสนองทางขนาดและเฟสเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.11 และ 2.12 ตามลำดับ

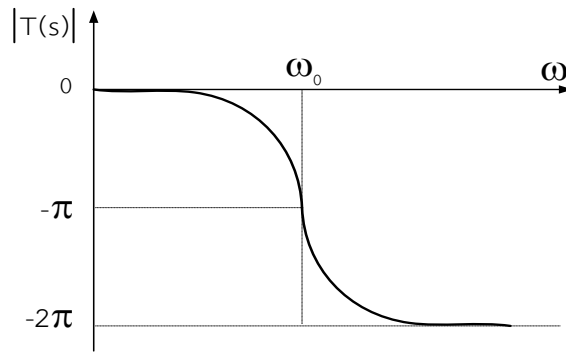


รูปที่ 2.10 ค่าโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันเลื่อนเฟสอันดับที่สอง



รูปที่ 2.11 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ฟังก์ชันเลื่อนเฟสอันดับที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางเฟสฟังก์ชันเลื่อนเฟสอันดับที่สอง

ในกรณีวงจรเลื่อนเฟส $H_A(s)$ ต่อкасาดอยู่กั้บวงจรใดๆ $H_1(s)$ ดังแสดงในรูปที่ 2.13 นั้น เมื่อสมมติว่าวงจรโครงข่ายมีฟังก์ชันการถ่ายโอนดังสมการที่ (2.14)



รูปที่ 2.13 การคาสเคดของวงจรเลื่อนเฟสกับวงจรโครงข่ายใดๆ

$$H_1(j\omega) = |H_1(j\omega)| e^{j\phi_1(\omega)} \quad (2.14)$$

และวงจรเลื่อนเฟสมีฟังก์ชันการโอนถ่ายโอนเป็นไปตามสมการที่ (2.15)

$$H_A(j\omega) = 1e^{j\phi_A(\omega)} \quad (2.15)$$

เมื่อนำวงจรทั้งสองมาคาสเคดกันจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบดังสมการที่ (2.16)

$$H_1(j\omega)H_A(j\omega) = |H_1(j\omega)| e^{j(\phi_1(\omega)+\phi_A(\omega))} \quad (2.16)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนในสมการที่ (2.16) จะเห็นได้ว่าเมื่อนำวงจรโครงข่ายใดๆ มาคาสเคดกับวงจรเลื่อนเฟสแล้ว ผลตอบสนองทางขนาดของระบบจะเหมือนผลตอบสนองทางขนาดของวงจรโครงข่ายเดิม แต่ผลตอบสนองทางเฟสของระบบจะเป็นผลตอบสนองของวงจรทั้งสองรวมกัน แสดงให้เห็นว่าวงจรเลื่อนเฟสสามารถปรับคุณสมบัติทางเฟสของระบบได้ด้วยการเพิ่มวงจรเข้าไปต่อคาสเคดกับวงจรมัน (จิริศักดิ์ โททอง. 2547 : 11-16)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

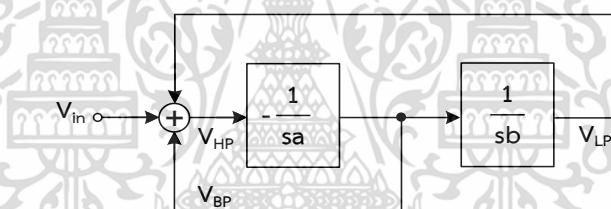
2.3 หลักการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองพบว่าสามารถสรุปเป็นหลักการได้ 6 วิธี คือ

1. วงจรกรองความถี่ KHN
2. วงจรกรองความถี่ KHN ที่มีวงจรถยาย
3. วงจรกรองความถี่ Tow Thomas
4. วงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุต
5. วงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุตที่มีวงจรถยาย
6. วงจรกรองความถี่ 4 อินพุต 1 เอาต์พุต

ในการสังเคราะห์วงจรแต่ละวิธีจะใช้เทคนิคที่แตกต่างกันไป วิธีการทั้งหมดนี้สามารถใช้อุปกรณ์แอกทีฟแบบใดก็ได้ทำให้ง่ายต่อการสังเคราะห์วงจร ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการเปรียบเทียบองค์ประกอบพื้นฐาน (Basic Configuration) ฟังก์ชันส่งผ่าน สมการเอาต์พุต ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพของแต่ละเทคนิคที่แตกต่างกันไป (สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี และสันติ ตันตระกูล. 2555 : 251)

2.3.1 วงจรกรองความถี่ KHN



รูปที่ 2.14 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ KHN

เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.14 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านแรงดันเอาต์พุตแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการที่ (2.17), (2.18) และ (2.19) ตามลำดับ

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = -\frac{1}{ab D(s)} \quad (2.17)$$

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (2.18)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = -\frac{1}{a s D(s)} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $D(s) = s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}$ จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.20) และ (2.21)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.20)$$

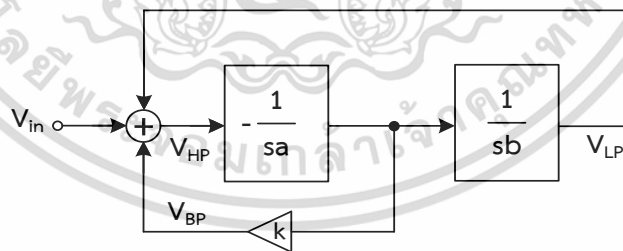
และ

$$Q = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.17)-(2.21) สามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่ KHN การปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพปรับได้ไม่อิสระจากกันและมีลักษณะสมบัติดังนี้

1. โครงสร้างประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียกลับเฟส 1 ชุด และวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียไม่กลับเฟส 1 ชุด
2. มีอินพุต 1 จุดและสามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ 3 ฟังก์ชันพร้อมกัน ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่
3. ปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ไม่อิสระจากกันที่ค่าพารามิเตอร์ a และ b
4. ไม่สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน

2.3.2 วงจรกรองความถี่ KHN ที่มีวงจรถยาย



รูปที่ 2.15 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ KHN ที่มีวงจรถยาย

เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.15 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านแรงดันเอาต์พุตแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการที่ (2.22), (2.23) และ (2.24) ตามลำดับ

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = -\frac{1}{ab} \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (2.23)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = -\frac{k}{a} \frac{s}{D(s)} \quad (2.24)$$

เมื่อ $D(s) = s^2 + s\frac{k}{a} + \frac{1}{ab}$ จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.25) และ (2.26)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.25)$$

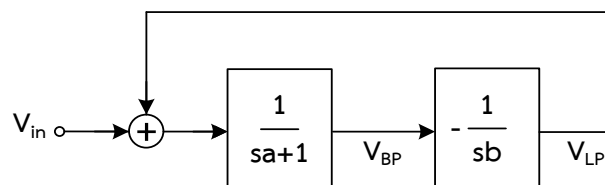
และ

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.22)-(2.26) สามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่ KHN ที่มีวงจรมีการปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพปรับได้อิสระจากกันและมีลักษณะสมบัติดังนี้

1. โครงสร้างประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียกลับเฟส 1 ชุด และวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียไม่กลับเฟส 1 ชุด วงจรรวมสัญญาณ 1 ชุด และวงจรขยาย 1 ชุด
2. มีอินพุต 1 จุดและสามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ 3 ฟังก์ชันพร้อมกัน ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่
3. ปรับปัจจัยคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ธรรมชาติที่อัตราขยาย k ส่วนความถี่ธรรมชาติปรับได้ที่ค่าพารามิเตอร์ a และ b
4. ไม่สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน

2.3.3 วงจรกรองความถี่ Tow Thomas



รูปที่ 2.16 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ Tow Thomas

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.16 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านแรงดันเอาต์พุตแบบกรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่านแถบความถี่ตั้งสมการที่ (2.27) และ (2.28) ตามลำดับ

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = -\frac{1}{ab} \frac{1}{D(s)} \quad (2.27)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = -\frac{1}{a} \frac{s}{D(s)} \quad (2.28)$$

เมื่อ $D(s) = s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}$ จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพตั้งสมการที่ (2.29) และ (2.30)

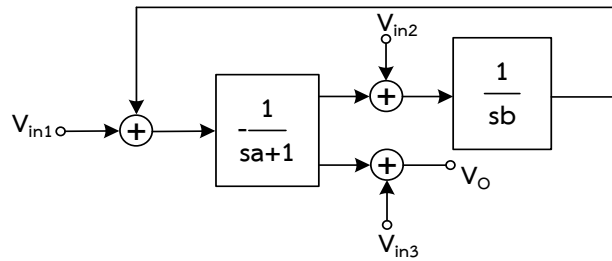
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.29)$$

$$Q = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.30)$$

จากสมการที่ (2.27)-(2.30) สามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่ Tow Thomas การปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพปรับได้ไม่อิสระจากกันและมีลักษณะสมบัติดังนี้

1. โครงสร้างประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียยกกลับเฟส 1 ชุด วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียไม่กลับเฟส 1 ชุด และวงจรรวมสัญญาณ 1 ชุด
2. มีอินพุต 1 จุดและสามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ 2 ฟังก์ชันพร้อมกันได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่านแถบความถี่
3. ปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ไม่อิสระจากกันที่ค่าพารามิเตอร์ a และ b
4. ไม่สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน

2.3.4 วงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุต



รูปที่ 2.17 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุต

เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.17 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านแรงดันเอาต์พุต (V_o) ดังสมการที่ (2.31)

$$V_o = \frac{V_{in3}s^2 + (V_{in3} - V_{in1})s \frac{1}{a} + (V_{in3} - V_{in2}) \frac{1}{ab}}{s^2 + s \frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.31)$$

จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.32) และ (2.33)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.32)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.31)-(2.33) สามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุต การปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพปรับได้ไม่อิสระจากกันและมีลักษณะสมบัติดังนี้

1. โครงสร้างประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียไม่กลับเฟส 1 ชุด วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียกลับเฟส 1 ชุด และวงจรรวมสัญญาณ 3 ชุด

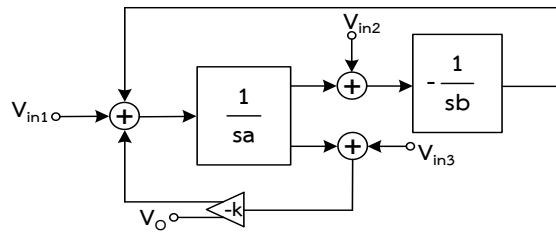
2. มีอินพุต 3 จุดและเอาต์พุต 1 จุด สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ 5 ฟังก์ชันขึ้นอยู่กับ การป้อนกระแสอินพุต คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุด แถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่

3. ปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ไม่อิสระจากกันที่ค่าพารามิเตอร์ a และ b

4. สำหรับฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อาจต้องเพิ่มวงจรขยายเพื่อทำให้ V_{in1} มีขนาดเป็น สองเท่าของ V_{in2}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 วงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุตที่มีวงจรถยาย



รูปที่ 2.18 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุตที่มีวงจรถยาย

เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.18 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านแรงดันเอาต์พุต (V_o) ดังสมการที่ (2.34)

$$V_o = \frac{k \left[- \left(s^2 + \frac{1}{ab} \right) V_{in3} - s \frac{1}{a} V_{in1} + \frac{1}{ab} V_{in2} \right]}{s^2 + sk \frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.34)$$

จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.35) และ (2.36)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.35)$$

และ

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.36)$$

จากสมการที่ (2.34)-(2.36) สามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่ 3 อินพุต 1 เอาต์พุตที่มีวงจรถยาย การปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพปรับได้อิสระจากกันและมีลักษณะสมบัติดังนี้

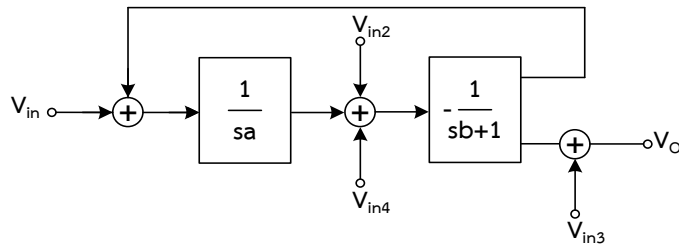
1. โครงสร้างประกอบไปด้วยวงจรถยายอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียไม่กลับเฟส 1 ชุด วงจรถยายอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียกลับเฟส 1 ชุด วงจรรวมสัญญาณ 3 ชุด และวงจรถยายอีกหนึ่งชุด

2. มีอินพุต 3 จุดและเอาต์พุต 1 จุด สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ 5 ฟังก์ชันขึ้นอยู่กับ การป้อนกระแสอินพุต คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุด แถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่

3. ปรับปัจจัยคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ธรรมชาติที่อัตราขยาย k ส่วนความถี่ธรรมชาติปรับที่ค่าพารามิเตอร์ a และ b

4. สำหรับฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อาจต้องเพิ่มวงจรถยายกลับเฟสเพื่อทำให้ V_{in3} เป็นลบ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น เมื่อผู้ดูได้เห็นว่าเว็บไซต์นี้เป็นการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.6 วงจรกรองความถี่ 4 อินพุต 1 เอาต์พุต



รูปที่ 2.19 องค์ประกอบพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ 4 อินพุต 1 เอาต์พุต

เมื่อวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 2.19 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านแรงดันเอาต์พุต (V_o) ดังสมการที่ (2.37)

$$V_o = \frac{\left(s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab} \right) V_{in3} - s\frac{1}{b} (V_{in2} + V_{in4}) - \frac{1}{ab} V_{in1}}{s^2 + s\frac{1}{b} + \frac{1}{ab}} \quad (2.37)$$

จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.38) และ (2.39)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.38)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{b}{a}} \quad (2.39)$$

จากสมการที่ (2.37)-(2.39) สามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่ 4 อินพุต 1 เอาต์พุต การปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพปรับได้ไม่อิสระจากกันและมีลักษณะสมบัติดังนี้

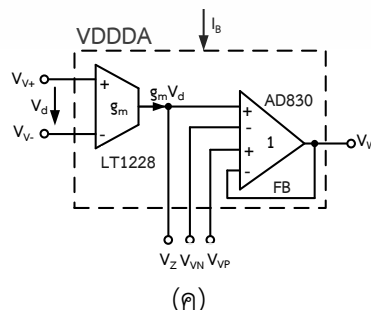
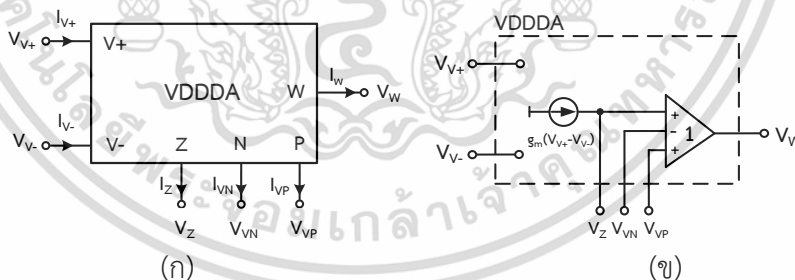
1. โครงสร้างประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียไม่กลับเฟส 1 ชุด วงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียกลับเฟส 1 ชุด และวงจรรวมสัญญาณ 3 ชุด
2. มีอินพุต 4 จุดและเอาต์พุต 1 จุด สามารถให้ฟังก์ชันทางเอาต์พุตได้ 5 ฟังก์ชัน ขึ้นอยู่กับการป้อนกระแสอินพุต คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่
3. ปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ไม่อิสระจากกันที่ค่าพารามิเตอร์ a และ b
4. สำหรับฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ไม่ต้องเพิ่มวงจรรขยายและวงจรถับสัญญาณ

(สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี และสันติ ตันตระกูล, 2555 : 253-255)

2.4 หลักการทำงานของวงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (VDDDA)

อุปกรณ์ที่ใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ วงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differential Differencing Different Amplifier : VDDDA) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปทำงานในโหมดแรงดันและโหมตกระแส อีกทั้งยังสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำถ่ายโอน (Transconductance : g_m) ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยการควบคุมกระแสไบอัสจากภายนอก (I_b) โครงสร้างของอุปกรณ์ประกอบด้วยวงจรรขยายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier) หรือเรียกว่า (OTA) ต่อร่วมกับวงจรรขยายผลต่างแรงดัน (Voltage Differencing Differential Difference Unit หรือเรียกว่า (VDDDU) อุปกรณ์นี้มีหกขั้ว ประกอบด้วย ขั้วแรงดันขาเข้าสี่ขั้ว คือ V_+ , V_- , N และ P มีค่าอิมพีแดนซ์สูง ขั้วกระแสขาออก คือ Z มีค่าอิมพีแดนซ์สูง และขั้วแรงดันขาออก W มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของ VDDDA อธิบายในสมการที่ (2.40) สัญลักษณ์ของวงจรรแสดงดังรูปที่ 2.20(ก) วงจรสมมูลของวงจรรแสดงดังรูปที่ 2.20(ข) และโครงสร้างของวงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุตที่ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์แสดงดังรูปที่ 2.20(ค)

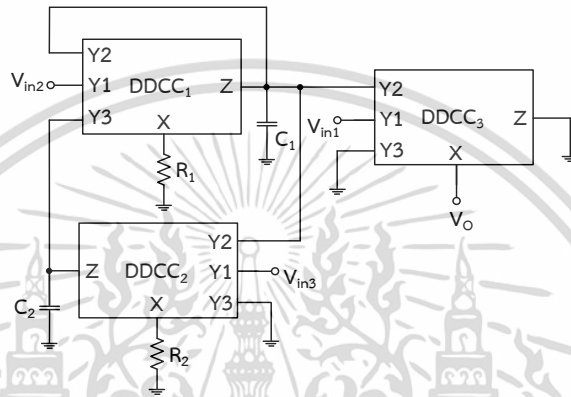
$$\begin{pmatrix} I_{V_+} \\ I_{V_-} \\ I_Z \\ I_N \\ I_P \\ I_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_Z \\ V_N \\ V_P \\ I_W \end{pmatrix} \quad (2.40)$$



รูปที่ 2.20 (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล และ (ค) โครงสร้างของวงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุตที่ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.5.1 Kumngern and Junnapiya (2010) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมต แรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DDCC จำนวน 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ความต้านทานทางด้านอินพุตสูง ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณเพิ่มเติม และอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ ดังวงจรรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DDCC 3 ตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.21 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.41)

$$V_o = \frac{\left(s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) V_{in1} - s \left(\frac{1}{R_1 C_1} \right) V_{in2} - \left(\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) V_{in3}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.41)$$

จากสมการที่ (2.41) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.42)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

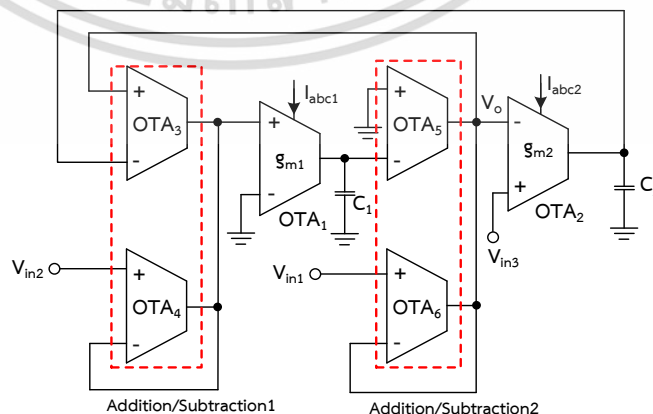
จากสมการที่ (2.41) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจรและ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DDCC 3 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบกลับเฟส	0	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	1	1	1
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	2	1	0

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสและกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ความต้านทานด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ และต้องใช้วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติมสำหรับฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส

2.5.2 Kumngern, et al. (2010 : 934-939) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ OTA จำนวน 6 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ความต้านทานทางด้านอินพุตสูง ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับสัญญาณอินพุตหรือวงจรเพิ่มแรงดันเพิ่มเติม และอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ ดังวงจรรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 6 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 2.22 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.44)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in3} - \frac{s g_{m2}}{C_2} V_{in2} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in1}}{s^2 + \frac{s g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.44)$$

จากสมการที่ (2.44) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.45)$$

และ

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

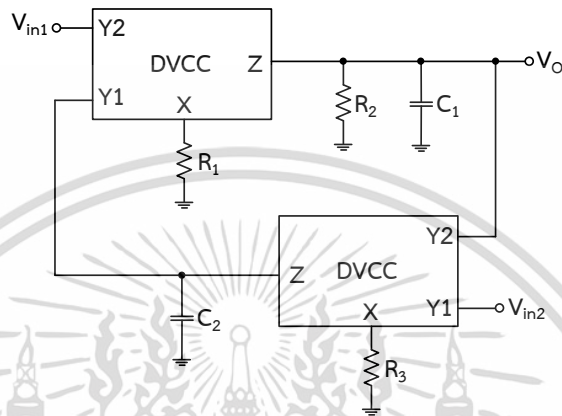
จากสมการที่ (2.44) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจรและ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 6 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
V_{out}	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	0	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	1

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสและกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ใช้อุปกรณ์แอกทีฟมากกว่า 2 ตัว และความต้านทานด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ

2.5.3 Hassan, et al. (2010 : 47-55) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดแรงดันสองอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ DVCC จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 3 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 2 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่านแถบความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง ไม่ต้องการการเมทซิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณและวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม และอุปกรณ์พาสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ ดังวงจรรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCC 2 ตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.23 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.47)

$$V_o = \frac{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_3} V_{in2} - \frac{s}{C_1 R_1} V_{in1}}{s^2 + \frac{s}{R_1 C_1} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_3}} \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.47) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_3}} \quad (2.48)$$

และ

$$Q = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_1 R_3}} \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

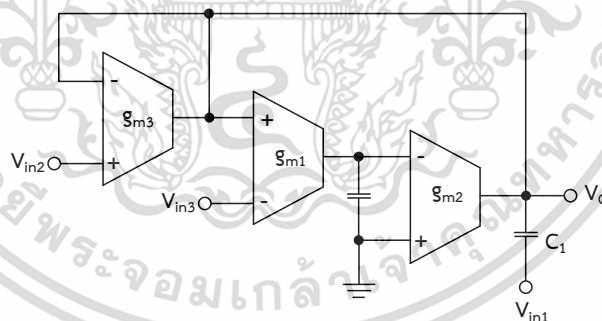
จากสมการที่ (2.47) เมื่อกำหนดการป้อนสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCC 2 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต	
V_{out}	V_{in1}	V_{in2}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	1	0

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ครบทั้ง 5 ฟังก์ชัน ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

2.5.4 Kumngern and Junnapiya (2013 : 642-645) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ OTA จำนวน 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และไม่ต้องใช้วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม ดังวงจรรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 3 ตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.24 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.50)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in1} - s \frac{G_{m3}}{C_1} V_{in2} + \frac{G_{m1} G_{m2}}{C_1 C_2} V_{in3}}{s^2 + s \frac{G_{m3}}{C_1} + \frac{G_{m1} G_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.50) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.51)$$

และ

$$Q = \frac{1}{g_{m3}} \sqrt{\frac{C_1g_{m1}g_{m2}}{C_2}} \quad (2.52)$$

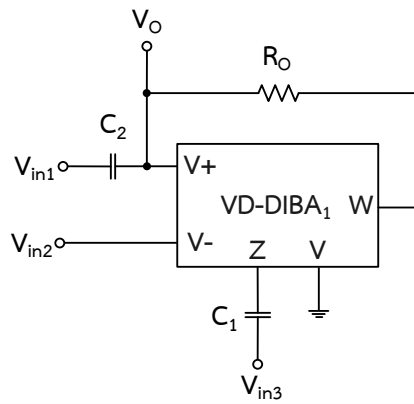
จากสมการที่ (2.50) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ OTA 3 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
V_{out}			
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	0	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	-1	1

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสและกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟมากกว่า 2 ตัว และต้องใช้วงจรกลับสัญญาณอินพุตเพิ่มเติมสำหรับฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส

2.5.5 Pushkar, et al. (2013) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ VD-DIBA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟที่สำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับสัญญาณอินพุตหรือวงจรเพิ่มแรงดันเพิ่มเติม ดังวงจรรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 1 ตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.25 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.53)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in1} - s \left(\frac{1}{R_o C_2} \right) V_{in3} + \left(\frac{g_m}{R_o C_1 C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_o C_2} \right) + \frac{g_m}{R_o C_1 C_2}} \quad (2.53)$$

จากสมการที่ (2.53) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_o C_1 C_2}} \quad (2.54)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_o C_2}{C_1}} \quad (2.55)$$

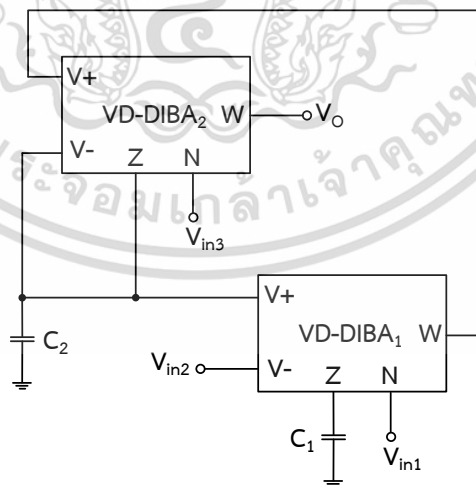
จากสมการที่ (2.53) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.5

ตารางที่ 2.5 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 1 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
V_{out}			
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	0	0	1
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	1

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสและกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ความต้านทานด้านอินพุตบางขั้วไม่สูง ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ และตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์

2.5.6 Ninsraku, et al. (2014 : 96-103) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ VD-DIBA จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ความต้านทานด้านอินพุตสูง ความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุตเพิ่มเติม และตัวเก็บประจุที่ใช้ต่อลงกราวด์ ดังวงจรรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 2 ตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.26 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.56)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{\left(s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in3} - \frac{g_{m2}}{C_2} s V_{in1} - \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} V_{in2}}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.56) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.57)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1g_{m1}}{C_2g_{m2}}} \quad (2.58)$$

จากสมการที่ (2.56) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.6

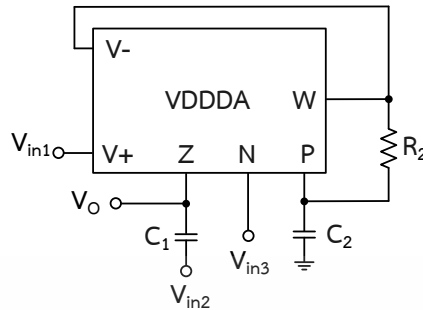
ตารางที่ 2.6 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA 2 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
V_{out}			
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบกลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	1	1	1
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	0	2

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสและกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ต้องใช้วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติมสำหรับฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส

2.5.7 Siripongdee and Jaikla (2015 : 39-42) ได้นำเสนองจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ VDDDA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เขียนได้เห็น ใบขอประสิทธิ์การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร กรุณาแจ้งให้ทราบล่วงหน้า มิฉะนั้นจะถือว่าผิดกฎหมาย

คือ ไม่ใช่อุปกรณ์แอกทีฟมากกว่า 2 ตัว สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.27 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.59)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in2} + s \frac{g_m}{C_2} V_{in1} + \left(s \frac{g_m}{C_2} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R} \right) V_{in3}}{s^2 + s \frac{g_m}{C_2} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.59)$$

จากสมการที่ (2.59) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.60)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1 g_m R}} \quad (2.61)$$

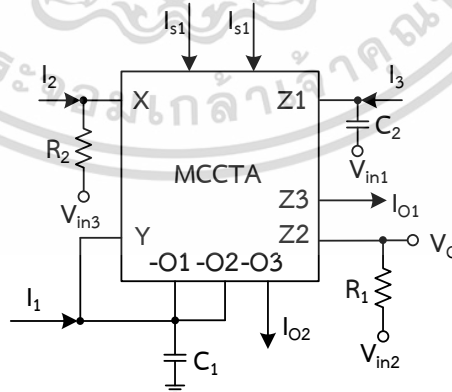
จากสมการที่ (2.59) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.7

ตารางที่ 2.7 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
	V_{out}	V_{in1}	V_{in2}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	-1	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	-1	1	1
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	-2	1	1

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงและกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ความต้านทานทางด้านอินพุตไม่สูง ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุตสำหรับฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส วงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติมสำหรับฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์

2.5.8 Singh, et al. (2016 : 44-64) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ MCCTA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟส ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับสัญญาณอินพุตและวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม ดังวงจรรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ MCCTA 1 ตัว

จากวงจรในรูปที่ 2.28 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.62)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{V_{in2} \frac{(s^2 C_1 C_2 R_2 + s g_{m2} R_1 C_2 + g_{m1})}{C_1 C_2 R_2} - V_{in1} \frac{s g_{m1} R_1}{C_1 R_2} - V_{in2} \frac{s g_{m2} R_1}{C_1 R_2} - V_{in3} \frac{s^2 R_1}{R_2}}{s^2 + \frac{s g_{m2} R_1}{C_1 R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (2.62)$$

จากสมการที่ (2.62) จะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (2.63)$$

และ

$$Q = \frac{1}{R_1 g_{m2}} \sqrt{\frac{C_1 R_2 g_{m1}}{C_2}} \quad (2.64)$$

จากสมการที่ (2.62) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.8

ตารางที่ 2.8 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ MCCTA 1 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	0	1	1
	และ $R_1 = R_2$		
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟส	0	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	0
	และ $g_{m1} = g_{m2}$		

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้ตัวต้านทานจากภายนอก ความต้านทานทางด้านอินพุตไม่สูง ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์สำหรับฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส และตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์

บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัย

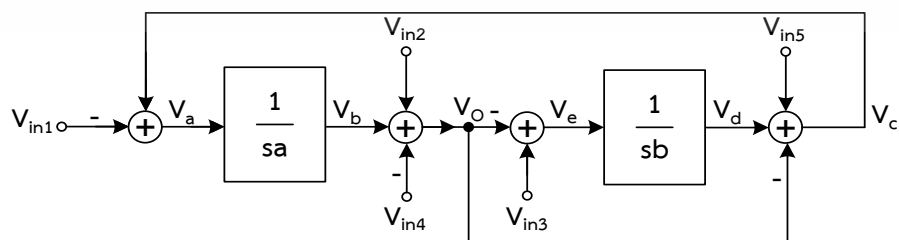
จากที่ได้กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องไปแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันแบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง-เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำโดยใช้ VDDDA ผู้วิจัยได้ดำเนินการวิจัยตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

- 3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต
- 3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่กรณีอุดมคติ
- 3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรกรองความถี่กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ
- 3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไว
- 3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย 2 ตัว ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณอีก 4 ตัว โดยวางบล็อกไดอะแกรมต่อร่วมกันเพื่อให้ได้สมการลักษณะคุณสมบัติกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง ผลตอบสนองทางเอาต์พุตประกอบด้วย 5 ฟังก์ชัน มีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งงานวิจัยนี้นำพื้นฐานมาจากกรอบแนวคิดที่แสดงในรูปที่ 1.1 ประยุกต์สร้างเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง-เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำโดยมีรายละเอียดการหาสมการเอาต์พุตดังนี้

จากรูปที่ 3.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร สามารถนำมาวิเคราะห์หาสมการลักษณะคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาที่จุด V_o จะได้สมการลักษณะคุณสมบัติดังสมการที่ (3.1)

$$V_o = V_{in2} - V_{in4} + V_b \quad (3.1)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_b จะได้ดังสมการที่ (3.2)

$$V_b = V_a \frac{1}{sa} \quad (3.2)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_a จะได้ดังสมการที่ (3.3)

$$V_a = V_c - V_{in1} \quad (3.3)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_c จะได้ดังสมการที่ (3.4)

$$V_c = V_d + V_{in5} - V_o \quad (3.4)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.4) ในสมการที่ (3.3) จะได้ดังสมการที่ (3.5)

$$V_a = V_d + V_{in5} - V_o - V_{in1} \quad (3.5)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_d จะได้ดังสมการที่ (3.6)

$$V_d = V_e \frac{1}{sb} \quad (3.6)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_e จะได้ดังสมการที่ (3.7)

$$V_e = V_{in3} - V_o \quad (3.7)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.7) ในสมการที่ (3.6) จะได้ดังสมการที่ (3.8)

$$V_d = (V_{in3} - V_o) \frac{1}{sb} \quad (3.8)$$

แทนค่าสมการที่ (3.8) ในสมการที่ (3.5) จะได้ดังสมการที่ (3.9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_a = (V_{in3} - V_o) \frac{1}{s_b} + V_{in5} - V_o - V_{in1} \quad (3.9)$$

แทนค่าสมการที่ (3.9) ในสมการที่ (3.2) จะได้ตั้งสมการที่ (3.10)

$$V_b = \left[(V_{in3} - V_o) \frac{1}{s_b} + V_{in5} - V_o - V_{in1} \right] \frac{1}{s_a} \quad (3.10)$$

แทนค่าสมการที่ (3.10) ในสมการที่ (3.1) จะได้ตั้งสมการที่ (3.11)

$$V_o = V_{in2} - V_{in4} + \left[(V_{in3} - V_o) \frac{1}{s_b} + V_{in5} - V_o - V_{in1} \right] \frac{1}{s_a} \quad (3.11)$$

คูณด้วย s_a ในสมการที่ (3.11) ทั้งสองข้างจะได้ตั้งสมการที่ (3.12)

$$s_a V_o = V_{in2} s_a - V_{in4} s_a + (V_{in3} - V_o) \frac{1}{s_b} + V_{in5} - V_o - V_{in1} \quad (3.12)$$

จัดรูปสมการใหม่เพื่อหา V_o จะได้ตั้งสมการที่ (3.13)

$$V_o (s^2 ab + s_b + 1) = V_{in2} s^2 ab - V_{in4} s^2 ab + V_{in5} s_b - V_{in1} s_b + V_{in3} \quad (3.13)$$

ดังนั้นจะได้สมการ V_o ตั้งสมการที่ (3.14)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in2} - s^2 V_{in4} + \frac{s V_{in5}}{a} - \frac{s V_{in1}}{a} + \frac{V_{in3}}{ab}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.14) เป็นสมการแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง สามารถกำหนดฟังก์ชันการทำงานได้โดยการต่อสัญญาณ (V_{in}) หรือกราวด์ (0) ให้ขั้วอินพุตของวงจร จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสตั้งสมการที่ (3.15)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{ab}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.15)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.16)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.16)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in4} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.17)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-s^2}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.17)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in5} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.18)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{s}{a}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.18)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.19)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{-s}{a}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.19)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.20)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{ab}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.20)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.21)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 - \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.15)-(3.21) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.22) และ (3.23)

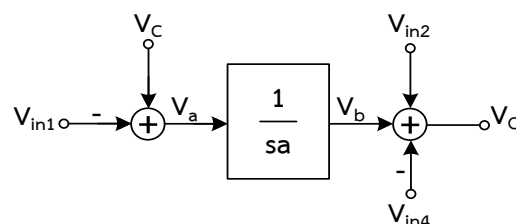
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (3.22)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.22) และ (3.23) จะพบได้ว่าสามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยพารามิเตอร์ a และ b

จากบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1 ผู้วิจัยจะแสดงวิธีการสังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์ VDDDA เมื่อพิจารณาจากบล็อกไดอะแกรมจะพบว่าวงจรพื้นฐานในบล็อกไดอะแกรมจะประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 ชุด และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่ง



รูปที่ 3.2 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในหน่วยงานเพื่อการวิจัยเท่านั้น เมื่อนักวิจัยได้เห็นใบใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

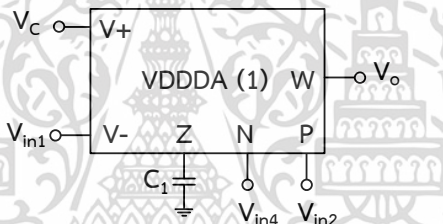
จากรูปที่ 3.2 สามารถวิเคราะห์สมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_a = V_c - V_{in1} \tag{3.24}$$

$$V_b = V_a \frac{1}{s a} \tag{3.25}$$

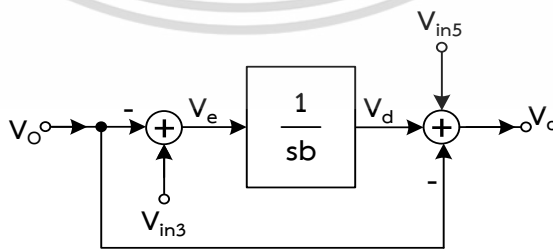
$$V_O = V_{in2} - V_{in4} + (V_c - V_{in1}) \frac{1}{s a} \tag{3.26}$$

จากวงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่งในรูปที่ 3.2 สามารถสังเคราะห์วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสียโดยใช้อุปกรณ์ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟได้ดังรูปที่ 3.3 โดยจะพบว่า ค่าพารามิเตอร์ a ที่อยู่ในสมการที่ 3.26 เมื่อออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ VDDDA ก็คือ g_{m1}/C_1 ดังสมการที่ 3.27



รูปที่ 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่งโดยใช้ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟ

$$V_O = V_{in2} - V_{in4} + (V_c - V_{in1}) \frac{g_{m1}}{s C_1} \tag{3.27}$$



รูปที่ 3.4 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.4 สามารถวิเคราะห์สมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_c = V_d + V_{in5} - V_o \quad (3.28)$$

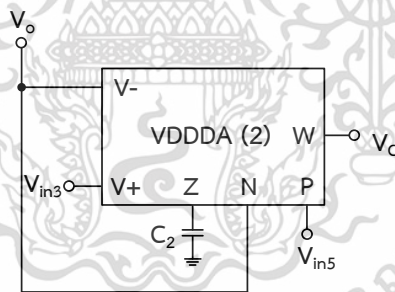
$$V_d = V_e \frac{1}{sb} \quad (3.29)$$

$$V_e = V_{in3} - V_o \quad (3.30)$$

แทนค่าสมการที่ (3.29) และ (3.30) ในสมการที่ (3.28) จะได้ดังสมการที่ (3.31)

$$V_c = \left(V_{in3} - V_o \right) \frac{1}{sb} + V_{in5} - V_o \quad (3.31)$$

จากวงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่สองในรูปที่ 3.4 สามารถสังเคราะห์วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มี การสูญเสียโดยใช้อุปกรณ์ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟได้ดังรูปที่ 3.5 โดยจะพบว่าค่าพารามิเตอร์ b ที่อยู่ในสมการที่ 3.31 เมื่อออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ VDDDA ก็คือ g_{m2}/C_2 ดังสมการที่ 3.32

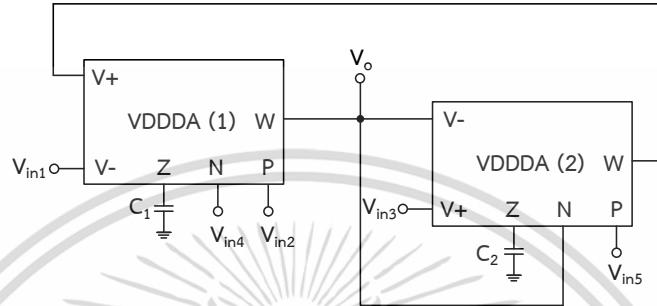


รูปที่ 3.5 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่สองโดยใช้ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟ

$$V_c = \left(V_{in3} - V_o \right) \frac{g_{m2}}{sC_2} + V_{in5} - V_o \quad (3.32)$$

จากการสังเคราะห์บล็อกไดอะแกรมวงจรอินทิเกรเตอร์ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ 2 ชุดต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ 4 ชุด จะได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน ซึ่งเป็นแนวความคิดในงานวิจัยครั้งนี้ จากนั้นทำการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอโดยพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 2 วงจร ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ต่อลงกราวด์ทำงานในโหมดแรงดัน จึงได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำอินพุต-หนึ่ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็เท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นเป็นประโยชน์จึงนำเอกสารนี้มาฝากไว้ที่ห้องสมุดของศูนย์วิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 3.6 และจากสมการที่ (3.32) จะพบว่าวงจรสามารถกำหนดแรงดันที่อินพุต เพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ทำงานได้ 5 ฟังก์ชัน มีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง-เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ



รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA ที่ได้สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในรูปที่ 3.1

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่กรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์ห้วงจรกรองความถี่จากรูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ VDDDA จากคุณสมบัติข้างต้น สามารถแสดงด้วยสมการตามสมการที่ (3.33) วิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรกรณีทำงานในอุดมคติได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} I_{V_+} \\ I_{V_-} \\ I_Z \\ I_N \\ I_P \\ V_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_Z \\ V_N \\ V_P \\ I_W \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

จากรูปที่ 3.6 และสมการที่ (3.33) วิเคราะห์ที่จุด V_o หรือแรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA₁ เมื่อพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรจะได้

$$V_o = V_{w1} \quad (3.34)$$

$$V_{w1} = V_{Z1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.35)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_1 ที่ขั้ว Z_1 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z_1 คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของ C_1 โดย $I_{Z_1} = g_{m1} (V_{V1+} - V_{V1-})$ จะได้ดังสมการที่ (3.36)

$$V_{W1} = g_{m1} \frac{(V_{W2} - V_{in1})}{sC_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.36)$$

พิจารณาที่แรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว W ของ $VDDDA_2$ เมื่อพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของ วงจรจะได้ดังสมการที่ (3.37)

$$V_{W2} = V_{Z2} - V_O + V_{in5} \quad (3.37)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_2 ที่ขั้ว Z_2 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_2 ที่ขั้ว Z_2 คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของ C_2 โดย $I_{Z_2} = g_{m2} (V_{V2+} - V_{V2-})$ จะได้ดังสมการที่ (3.38)

$$V_{W2} = g_{m2} \frac{(V_{in3} - V_O)}{sC_2} - V_O + V_{in5} \quad (3.38)$$

$$V_{W1} = \frac{g_{m1} V_{W2}}{sC_1} - \frac{g_{m1} V_{in1}}{sC_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.39)$$

$$V_{W2} = \frac{g_{m2} V_{in3}}{sC_2} - \frac{g_{m2} V_O}{sC_2} - V_O + V_{in5} \quad (3.40)$$

แทนค่าสมการที่ (3.40) ในสมการที่ (3.39) จะได้ดังสมการที่ (3.41)

$$V_{W1} = \frac{g_{m1}}{sC_1} \left(\frac{g_{m2} V_{in3}}{sC_2} - \frac{g_{m2} V_O}{sC_2} - V_O + V_{in5} \right) - \frac{g_{m1} V_{in1}}{sC_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.41)$$

$$V_{W1} = \frac{g_{m1} g_{m2} V_{in3}}{s^2 C_1 C_2} - \frac{g_{m1} g_{m2} V_O}{s^2 C_1 C_2} - \frac{g_{m1} V_O}{sC_1} + \frac{g_{m1} V_{in5}}{sC_1} - \frac{g_{m1} V_{in1}}{sC_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.42)$$

คูณด้วย $s^2 C_1 C_2$ ในสมการที่ (3.42) จะได้ดังสมการที่ (3.43)

$$s^2 C_1 C_2 V_{W1} = \left(\begin{array}{l} g_{m1} g_{m2} V_{in3} - g_{m1} g_{m2} V_O - sC_2 g_{m1} V_O + sC_2 g_{m1} V_{in5} \\ -sC_2 g_{m1} V_{in1} - s^2 C_1 C_2 V_{in4} + s^2 C_1 C_2 V_{in2} \end{array} \right) \quad (3.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าเท่านั้น เมื่อผู้ใช้งานให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาสมการเอาต์พุต (V_O) จะได้ดังสมการที่ (3.44)

$$V_O \left(s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2} \right) = \begin{pmatrix} g_{m1} g_{m2} V_{in3} + s C_2 g_{m1} V_{in5} - s C_2 g_{m1} V_{in1} \\ -s^2 C_1 C_2 V_{in4} + s^2 C_1 C_2 V_{in2} \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_O) ดังสมการที่ (3.45)

$$V_O = \frac{s^2 V_{in2} - s^2 V_{in4} + \frac{s g_{m1}}{C_1} V_{in5} - \frac{s g_{m1}}{C_1} V_{in1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in3}}{s^2 + \frac{s g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.45) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกบ่อนสัญญาณที่จุดอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุต และวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติมจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน แต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.46)

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{s g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.46)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.47)

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.47)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in4} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.48)

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{-s^2}{s^2 + \frac{s g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in5} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.49)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{sg_{m1}}{C_1}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.49)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.50)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-\frac{sg_{m1}}{C_1}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.50)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.51)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.51)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.52)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 - \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.52)$$

จากสมการที่ (3.46)-(3.52) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.53) และ (3.54)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.53)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \quad (3.54)$$

จากสมการที่ (3.53) และ (3.54) จะเห็นได้ว่า สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วย g_{m1} และ g_{m2} หากพิจารณาไอซีเบอร์ LT1228 ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรมานำถ่ายโอนหรือ g_m เมื่อค่า $g_m = 10I_B$ จะสามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก (I_B) ดังสมการที่ (3.55) และ (3.56)

$$\omega_0 = 10 \sqrt{\frac{|I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \quad (3.55)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1|I_{B2}}{C_2|I_{B1}}} \quad (3.56)$$

จากสมการที่ (3.55) และ (3.56) จะเห็นได้ว่า การปรับค่าความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพด้วยกระแสไบอัสจากภายนอกนั้นไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน แต่อย่างไรก็ตามการปรับค่าความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพให้สามารถปรับได้อิสระจากกันนั้น ทำได้โดยกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2}$ เมื่อ $g_m = 10I_B$ จะได้ดังสมการที่ (3.57) และ (3.58)

$$\omega_0 = 10I_B \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (3.57)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ในกรณีที่ VDDDA ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ มีปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรเป็นไปได้อีก 2 กรณี คือ ผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต และผลกระทบอันเนื่องมาจากอุปกรณ์แฝงในตัว VDDDA สามารถอธิบายได้ดังนี้

3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจร เนื่องจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันอินพุตไปยังเอาต์พุต

เมื่อวิเคราะห์จากโครงสร้างภายในของ VDDDA ที่แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขั้วต่างๆ ในกรณีทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งมีผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน สามารถวิเคราะห์หาสมการคุณลักษณะสมบัติระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของ VDDDA ได้ดังนี้

$$\begin{pmatrix} I_{V_+} \\ I_{V_-} \\ I_Z \\ I_N \\ I_P \\ (V_W) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_Z & -\beta_N & \beta_P & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_Z \\ V_N \\ V_P \\ I_W \end{pmatrix} \quad (3.59)$$

จากสมการที่ (3.59) กำหนดให้ β_Z , β_N และ β_P เป็นค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านจากขั้ว V_Z , V_N และ V_P ไปยังขั้ว V_W ที่เบี่ยงเบน ซึ่งเป็นผลมาจากความผิดพลาดในการทำงานภายในโครงสร้างวงจรของ VDDDA ที่ใช้ในการออกแบบวงจรรองความถี่ สามารถวิเคราะห์หาสมการของวงจรในกรณีทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งเป็นผลมาจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันภายในวงจรของ VDDDA ดังต่อไปนี้

จากวงจรรูปที่ 3.6 จะพิจารณาร่วมกับสมการที่ (3.59) เพื่อหาสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรคือ ขั้ว W ของ VDDDA₁ จะได้

$$V_O = V_{W1} \quad (3.60)$$

$$V_{W1} = \beta_{Z1} V_{Z1} - \beta_{N1} V_{N1} + \beta_{P1} V_{P1} \quad (3.61)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_1 ที่ขั้ว Z_1 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z_1 คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของ C_1 โดย $I_{Z1} = g_{m1} (V_{V1+} - V_{V1-})$ จะได้ดังสมการที่ (3.62)

$$V_{W1} = \beta_{Z1} g_{m1} \frac{(V_{W2} - V_{in1})}{sC_1} - \beta_{N1} V_{in4} + \beta_{P1} V_{in2} \quad (3.62)$$

พิจารณาแรงดันที่จุดเอาต์พุตของวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA₂ จะได้ดังสมการที่ (3.63)

$$V_{W2} = \beta_{Z2} \frac{I_{Z2}}{sC_2} - \beta_{N2} V_O + \beta_{P2} V_{in5} \quad (3.63)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C₂ ที่ขั้ว Z₂ โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C₂ ที่ขั้ว Z₂ คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของ C₂ โดย $I_{Z2} = g_{m2} (V_{V2+} - V_{V2-})$ จะได้ดังสมการที่ (3.64)

$$V_{W2} = \beta_{Z2} g_{m2} \frac{(V_{in3} - V_O)}{sC_2} - \beta_{N2} V_O + \beta_{P2} V_{in5} \quad (3.64)$$

$$V_{W1} = \frac{\beta_{Z1} g_{m1} V_{W2}}{sC_1} - \frac{\beta_{Z1} g_{m1} V_{in1}}{sC_1} - \beta_{N1} V_{in4} + \beta_{P1} V_{in2} \quad (3.65)$$

$$V_{W2} = \frac{\beta_{Z2} g_{m2} V_{in3}}{sC_2} - \frac{\beta_{Z2} g_{m2} V_O}{sC_2} - \beta_{N2} V_O + \beta_{P2} V_{in5} \quad (3.66)$$

แทนค่าสมการที่ (3.66) ในสมการที่ (3.65) จะได้ดังสมการที่ (3.67)

$$V_{W1} = \left[\begin{array}{c} \frac{\beta_{Z1} g_{m1}}{sC_1} \left(\frac{\beta_{Z2} g_{m2} V_{in3}}{sC_2} - \frac{\beta_{Z2} g_{m2} V_O}{sC_2} - \beta_{N2} V_O + \beta_{P2} V_{in5} \right) \\ - \frac{\beta_{Z1} g_{m1} V_{in1}}{sC_1} - \beta_{N1} V_{in4} + \beta_{P1} V_{in2} \end{array} \right] \quad (3.67)$$

$$V_{W1} = \left(\begin{array}{c} \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_{in3}}{s^2 C_1 C_2} - \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_O}{s^2 C_1 C_2} - \frac{\beta_{Z1} \beta_{N2} g_{m1} V_O}{sC_1} \\ + \frac{\beta_{Z1} \beta_{P2} g_{m1} V_{in5}}{sC_1} - \frac{\beta_{Z1} g_{m1} V_{in1}}{sC_1} - \beta_{N1} V_{in4} + \beta_{P1} V_{in2} \end{array} \right) \quad (3.68)$$

คูณด้วย $s^2 C_1 C_2$ ในสมการที่ (3.68) จะได้ดังสมการที่ (3.69)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s^2 C_1 C_2 V_{W1} = \begin{pmatrix} \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_{in3} - \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_o \\ -\beta_{Z1} \beta_{N2} s C_2 g_{m1} V_o + \beta_{Z1} \beta_{P2} s C_2 g_{m1} V_{in5} \\ -\beta_{Z1} s C_2 g_{m1} V_{in1} - \beta_{N1} s^2 C_1 C_2 V_{in4} + \beta_{P1} s^2 C_1 C_2 V_{in2} \end{pmatrix} \quad (3.69)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาสมการเอาต์พุต (V_o) จะได้ดังสมการที่ (3.70)

$$V_o \begin{pmatrix} s^2 C_1 C_2 + \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} \\ + \beta_{Z1} \beta_{N2} s C_2 g_{m1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_{in3} + \beta_{Z1} \beta_{P2} s C_2 g_{m1} V_{in5} \\ -\beta_{Z1} s C_2 g_{m1} V_{in1} - \beta_{N1} s^2 C_1 C_2 V_{in4} + \beta_{P1} s^2 C_1 C_2 V_{in2} \end{pmatrix} \quad (3.70)$$

จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_o) ดังสมการที่ (3.71)

$$V_o = \frac{s^2 \beta_{P1} V_{in2} - s^2 \beta_{N1} V_{in4} + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{P2}}{C_1} V_{in5} - s \frac{g_{m1} \beta_{Z1}}{C_1} V_{in1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2} V_{in3}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.71)$$

จากสมการที่ (3.71) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุต และวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติมจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน แต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.72)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.72)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.73)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 \beta_{P1}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.73)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in4} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.74)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-s^2 \beta_{N1}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.74)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in5} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.75)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{s g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{P2}}{C_1}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.75)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.76)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{-s g_{m1} \beta_{Z1}}{C_1}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.76)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.77)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 \beta_{P1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.77)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.78)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 \beta_{P1} - s \frac{g_{m1} \beta_{Z1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m1} \beta_{Z1} \beta_{N2}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.78)$$

จากสมการที่ (3.72)-(3.78) พิจารณาผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันของ VDDDA ที่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ดังสมการที่ (3.79) และ (3.80)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} \beta_{Z1} \beta_{Z2}}{C_1 C_2}} \quad (3.79)$$

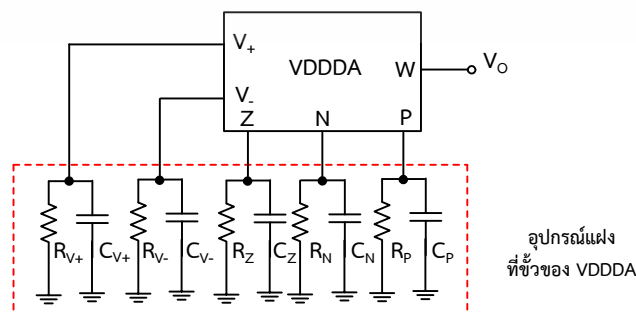
และ

$$Q = \frac{1}{\beta_{N2}} \sqrt{\frac{g_{m2} C_1 \beta_{Z2}}{g_{m1} C_2 \beta_{Z1}}} \quad (3.80)$$

เมื่อพิจารณาคูณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองความถี่โหมดแรงดันหลายหน้าที่แต่ละฟังก์ชัน สมการความถี่ธรรมชาติ และปัจจัยคุณภาพที่ได้ทำการวิเคราะห์แล้ว พบว่าตัวแปรความผิดพลาดที่ β_Z , β_N และ β_P ที่เพิ่มเข้ามาในสมการการส่งผ่านแรงดันของ VDDDA ตัวแปรนี้เป็นอัตราค่าความผิดพลาดในการทำงานของวงจรในทางปฏิบัติจริงซึ่งจะส่งผลต่อค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันภายในวงจรของ VDDDA ขณะทำงานให้เบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ

3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในตัวของ VDDDA

ผลกระทบอีกอย่างหนึ่งที่มีผลต่อวงจรที่ออกแบบ คือ ค่าของอุปกรณ์แฝงของ VDDDA จะมีค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงเกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ ของ VDDDA ซึ่งเป็นปัจจัยส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร เป็นผลให้การทำงานคลาดเคลื่อนไปจากอุดมคติ ซึ่งจะสามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ ดังได้แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงที่ขั้วของ VDDDA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

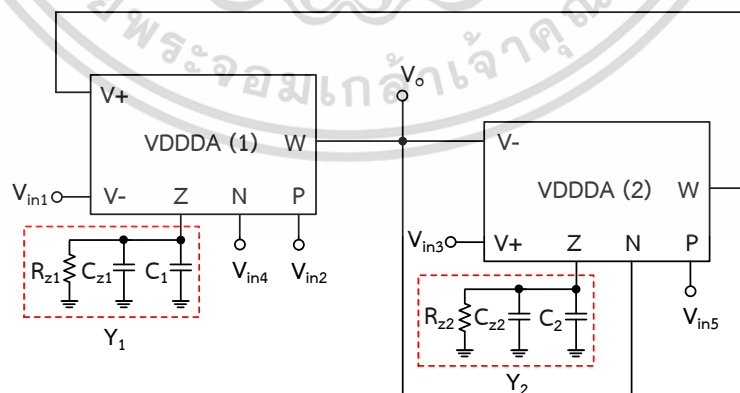
จากรูปที่ 3.7 พิจารณาลักษณะอุปกรณ์แผลงที่ขั้วของ VDDDA ในสภาวะปกติขั้วที่มีอิมพีแดนซ์สูงของอุปกรณ์จะมีค่าความต้านทานแผลงและค่าความจุแผลงอยู่ เกิดจากปัจจัยทางกายภาพและปัจจัยการผลิตของอุปกรณ์ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร ในการพิจารณาจะพิจารณาขั้วที่มีอิมพีแดนซ์สูงและต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อื่นส่วนในขั้วที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำจะไม่นำมาพิจารณาเพราะค่าความต้านทานและความจุแผลงที่เกิดขึ้นส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรมีน้อยมาก อุปกรณ์ VDDDA ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะมีค่าความต้านทานแผลงและความจุแผลงที่ส่งผลกระทบต่อกรณีวงจรทำงานที่ความถี่สูงแต่ละขั้วดังนี้

ที่ขั้ว V_+ และขั้ว V_- เป็นอินพุตของวงจรขยายผลต่างแรงดันที่สามารถควบคุมอัตราขยายด้วยการปรับค่าความนำถ่ายโอน g_m เป็นขั้วที่มีอิมพีแดนซ์สูงจะมีค่าความต้านทานแผลงและความจุแผลงเกิดขึ้นดังนี้ R_{V_+} และ C_{V_+} เกิดขึ้นที่ขั้ว V_+ และ R_{V_-} และ C_{V_-} เกิดขึ้นที่ขั้ว V_-

ที่ขั้ว Z และขั้ว V เป็นอินพุตวงจรผลต่างแรงดันและมีอิมพีแดนซ์สูงจะเกิดค่าความต้านทานแผลงและความจุแผลงเกิดขึ้นดังนี้ R_Z และ C_Z เกิดขึ้นที่ขั้ว Z และ R_N และ C_N เกิดขึ้นที่ขั้ว N และ R_P และ C_P เกิดขึ้นที่ขั้ว P

ที่ขั้ว W ซึ่งเป็นขั้วเอาต์พุตของ VDDDA นั้น เนื่องจากมีอิมพีแดนซ์ของวงจรต่ำมากเป็นผลให้ปัจจัยค่าอุปกรณ์แผลงภายในวงจรส่งผลกระทบต่อวงจรมีน้อยมากจึงไม่นำมาพิจารณาค่าความต้านทานแผลงและความจุแผลงดังรูปที่ 3.7

การทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอ ในทางปฏิบัติอุปกรณ์ VDDDA ที่ใช้มีค่าความต้านทานแผลงและค่าความจุแผลงที่ขั้วอินพุตของ VDDDA ซึ่งมีอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นเมื่อวงจรรองความถี่ทำงานค่าความต้านทานแผลงและค่าความจุแผลงที่อินพุตของ VDDDA จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ส่วนขั้วเอาต์พุตที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำและขั้วที่ต่อกับสัญญาณอินพุตจะไม่นำมาพิจารณาค่าอุปกรณ์แผลงเนื่องจากขั้วที่ต่อกับสัญญาณอินพุต ที่ขั้วอินพุตนั้นมีอิมพีแดนซ์ต่ำมากเป็นผลให้ปัจจัยค่าอุปกรณ์แผลงภายในวงจรส่งผลกระทบต่อวงจรมีน้อยมากจึงไม่นำมาพิจารณา จากรูปที่ 3.7 จะพิจารณาผลกระทบค่าอุปกรณ์แผลงที่เกิดขึ้นที่จุดต่างๆ ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแส ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรรองความถี่ที่นำเสนอกรณีพิจารณาผลกระทบจากตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแผลง

จากวงจรรูปที่ 3.8 พิจารณาความต้านทานและความจุแฝงของวงจร เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณากำหนดให้ Y_1 และ Y_2 เป็นส่วนกลับความต้านทานแฝงรวมที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงและความต้านทานแฝงรวมในกรณีทำงานที่ความถี่สูง หรือความนำรวมของวงจรในกรณีทำงานที่ความถี่สูงซึ่งเกิดขึ้นในวงจรมีรายละเอียดดังนี้

เมื่อพิจารณาที่จุด Y_1 จะได้ดังสมการที่ (3.81)

$$Y_1 = s(C_{Z1} + C_1) + G_{Z1} \quad (3.81)$$

กำหนดให้ $C_{T1} = C_{Z1} + C_1$ สามารถเขียนสมการ Y_1 จะได้ดังสมการที่ (3.82)

$$Y_1 = sC_{T1} + G_{Z1} \quad (3.82)$$

พิจารณาที่จุด Y_2 จะได้ดังตามสมการที่ (3.83)

$$Y_2 = s(C_{Z2} + C_2) + G_{Z2} \quad (3.83)$$

กำหนดให้ $C_{T2} = C_{Z2} + C_2$ สามารถเขียนสมการ Y_2 ได้ดังสมการที่ (3.84)

$$Y_2 = sC_{T2} + G_{Z2} \quad (3.84)$$

พิจารณาที่จุด V_O หรือแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA₁ ได้ดังสมการที่ (3.85)

$$V_{W1} = V_{Z1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.85)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_1 ที่ขั้ว Z_1 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z_1 คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของ C_1 โดย $I_{Z1} = g_{m1} (V_{V1+} - V_{V1-})$ จะได้ดังสมการที่ (3.86)

$$V_{W1} = g_{m1} \frac{(V_{W2} - V_{in1})}{Y_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.86)$$

พิจารณาที่แรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA₂ เมื่อพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรจะได้ดังสมการที่ (3.87)

$$V_{W2} = V_{Z2} - V_O + V_{in5} \quad (3.87)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_2 ที่ขั้ว Z_2 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_2 ที่ขั้ว Z_2 คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ของ C_2 โดย $I_{Z_2} = g_{m2} (V_{V_2+} - V_{V_2-})$ จะได้ดังสมการที่ (3.88)

$$V_{W_2} = g_{m2} \frac{(V_{in3} - V_O)}{Y_2} - V_O + V_{in5} \quad (3.88)$$

$$V_{W_1} = \frac{g_{m1} V_{W_2}}{Y_1} - \frac{g_{m1} V_{in1}}{Y_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.89)$$

$$V_{W_2} = \frac{g_{m2} V_{in3}}{Y_2} - \frac{g_{m2} V_O}{Y_2} - V_O + V_{in5} \quad (3.90)$$

แทนค่าสมการที่ (3.90) ในสมการที่ (3.89) จะได้ดังสมการที่ (3.91)

$$V_{W_1} = \frac{g_{m1}}{Y_1} \left(\frac{g_{m2} V_{in3}}{Y_2} - \frac{g_{m2} V_O}{Y_2} - V_O + V_{in5} \right) - \frac{g_{m1} V_{in1}}{Y_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.91)$$

$$V_{W_1} = \frac{g_{m1} g_{m2} V_{in3}}{Y_1 Y_2} - \frac{g_{m1} g_{m2} V_O}{Y_1 Y_2} - \frac{g_{m1} V_O}{Y_1} + \frac{g_{m1} V_{in5}}{Y_1} - \frac{g_{m1} V_{in1}}{Y_1} - V_{in4} + V_{in2} \quad (3.92)$$

คูณด้วย $Y_1 Y_2$ ในสมการที่ (3.92) จะได้ดังสมการที่ (3.93)

$$Y_1 Y_2 V_{W_1} = \begin{pmatrix} g_{m1} g_{m2} V_{in3} - g_{m1} g_{m2} V_O - Y_2 g_{m1} V_O + Y_2 g_{m1} V_{in5} \\ -Y_2 g_{m1} V_{in1} - Y_1 Y_2 V_{in4} + Y_1 Y_2 V_{in2} \end{pmatrix} \quad (3.93)$$

แทนค่า $Y_1 = sC_{T1} + G_{Z1}$ และ $Y_2 = sC_{T2} + G_{Z2}$ ในสมการที่ (3.93) จะได้ดังสมการที่ (3.94)

$$(sC_{T1} + G_{Z1})(sC_{T2} + G_{Z2})V_{W_1} = \begin{bmatrix} g_{m1} g_{m2} V_{in3} - g_{m1} g_{m2} V_O - (sC_{T2} + G_{Z2})g_{m1} V_O \\ + (sC_{T2} + G_{Z2})g_{m1} V_{in5} - (sC_{T2} + G_{Z2})g_{m1} V_{in1} \\ - (sC_{T1} + G_{Z1})(sC_{T2} + G_{Z2})V_{in4} \\ + (sC_{T1} + G_{Z1})(sC_{T2} + G_{Z2})V_{in2} \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาสมการเอาต์พุต (V_O) จะได้ดังสมการที่ (3.95)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{\left[\begin{aligned} &V_{in2} \left(s^2 + \frac{sG_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{sG_{Z1}}{C_{T1}} + \frac{G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) - V_{in4} \left(s^2 + \frac{sG_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{sG_{Z2}}{C_{T1}} + \frac{G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) \\ &+ V_{in5}g_{m1} \left(\frac{s}{C_{T1}} + \frac{G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) - V_{in1}g_{m1} \left(\frac{s}{C_{T1}} + \frac{G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) + V_{in3} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{aligned} \right]}{s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}} \quad (3.95)$$

เมื่อกำหนดจ่ายสัญญาณอินพุตโดย 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้ขั้วอินพุตของวงจรถวาย และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรถวายลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) กรณีไม่เป็นไปตามอุดมคติแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.96)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\left[\begin{aligned} &\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{aligned} \right]}{\left[\begin{aligned} &s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{aligned} \right]} \quad (3.96)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.97)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\left[\begin{aligned} &s^2 + \frac{sG_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{sG_{Z1}}{C_{T1}} + \frac{G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{aligned} \right]}{\left[\begin{aligned} &s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \end{aligned} \right]} \quad (3.97)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in4} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.98)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{-s^2 + \frac{sG_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{sG_{Z2}}{C_{T1}} + \frac{G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}}{s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}} \right] \quad (3.98)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in5} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.99)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{g_{m1} \left(\frac{s}{C_{T1}} + \frac{G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right)}{s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}} \right] \quad (3.99)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.100)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{-g_{m1} \left(\frac{s}{C_{T1}} + \frac{G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right)}{s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}} \right] \quad (3.100)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.101)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{\left(s^2 + \frac{sG_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{sG_{Z1}}{C_{T1}} + \frac{G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}}{s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}} \right] \quad (3.101)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in4} = V_{in5} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.102)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{\left(s^2 + \frac{sG_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{sG_{Z1}}{C_{T1}} + \frac{G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) - g_{m1} \left(\frac{s}{C_{T1}} + \frac{G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) + V_{in3} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}}{s^2 + s \left(\frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1} + G_{Z1}}{C_{T1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}} \right] \quad (3.102)$$

จากสมการที่ (3.96)-(3.102) สามารถพิจารณาผลกระทบจากตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแฝงจากขั้วของ VDDDA ที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2}}{C_{T1}C_{T2}}} \quad (3.103)$$

และ

$$Q = \frac{\sqrt{C_{T1}C_{T2}(g_{m1}g_{m2} + g_{m1}G_{Z2} + G_{Z1}G_{Z2})}}{C_{T1}G_{Z2} + C_{T2}G_{Z2} + C_{T2}g_{m1}} \quad (3.104)$$

จากการวิเคราะห์สมการที่ (3.103) และ (3.104) เมื่อนำค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงของ VDDDA มาพิจารณาร่วมด้วยตัวแปรค่าอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นภายใน VDDDA ที่เกี่ยวข้องในเทอมของสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดแรงดัน จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพที่มีค่าตัวแปรร่วมด้วย ซึ่งค่าตัวแปรดังกล่าวนี้เกิดขึ้นจากค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงในโครงสร้างภายในของ VDDDA และส่งผลต่อการทำงานของวงจรในทางปฏิบัติ ทำให้ได้ค่าที่เกิดความผิดพลาดไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งค่าจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้น

3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไว

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่การวิเคราะห์หาค่าความไวของอุปกรณ์ (Sensitivity) คือการหาค่าความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นต่อคุณสมบัติของวงจร เมื่อค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรจริงมีความคลาดเคลื่อนไปจากค่าที่ได้จากการออกแบบไว้ ทั้งนี้วงจรกรองความถี่ที่ดีควรจะเป็นวงจรที่มีความไวต่ำ เพราะการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จะไม่ส่งผลต่อคุณสมบัติของวงจรมาก ความไวของอุปกรณ์ VDDDA และตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรจะแยกเป็นกรณีดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรถูกในกรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรถูกความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA ที่นำเสนอจะเป็นการพิจารณาหาค่าความไวของตัวแปรอุปกรณ์ที่ใช้ ที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ จากสมการที่ (3.53) และสมการที่ (3.54) พิจารณาเมื่อวงจรถูกทำงานในอุดมคติตัวแปรอุปกรณ์แอกทีฟและอุปกรณ์พาสซีฟ คือ g_{m1} , g_{m2} , C_1 และ C_2 ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{C_1}^Q = S_{g_{m2}}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.105)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{C_2}^Q = S_{g_{m1}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.106)$$

3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรถูกในกรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันของ VDDDA

เมื่อพิจารณากรณีวงจรถูกทำงานไม่เป็นอุดมคติจากสมการที่ (3.79) และ (3.80) มีตัวแปรอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟ คือ β_{z1} , β_{z2} , g_{m1} , g_{m2} , C_1 และ C_2 สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรถูกที่มีผลมาจากตัวแปรของอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟที่ส่งผลต่อการตอบสนอง ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$S_{\beta_{z1}}^{\omega_0} = S_{\beta_{z2}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{\beta_{z2}}^Q = S_{g_{m2}}^Q = S_{C_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.107)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{\beta_{z1}}^Q = S_{C_2}^Q = S_{g_{m1}}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.108)$$

3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรถูกในกรณีมีผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของ VDDDA

เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรถูกความถี่ในกรณีที่มีผลกระทบอันเนื่องมาจากความต้านทานและความจุแฝงของวงจรถูก จากสมการที่ (3.103) และ (3.104) ตัวแปรอุปกรณ์พาสซีฟและแอกทีฟ คือ C_{T1} , C_{T2} , g_{m1} , g_{m2} , G_{z1} และ G_{z2} วิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรถูกที่มีผลมาจากตัวแปรอุปกรณ์แอกทีฟและพาสซีฟรวมทั้งค่าอุปกรณ์แฝง ซึ่งส่งผลต่อการตอบสนอง ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$S_{C_{T1}}^{\omega_0} = S_{C_{T2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.109)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{G_{Z2}g_{m1} + g_{m1}g_{m2}}{2(G_{Z1}G_{Z2} + G_{Z2}g_{m1} + g_{m1}g_{m2})} \quad (3.110)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{2(G_{Z1}G_{Z2} + G_{Z2}g_{m1} + g_{m1}g_{m2})} \quad (3.111)$$

$$S_{G_{Z1}}^{\omega_0} = \frac{G_{Z1}G_{Z2}}{2(G_{Z1}G_{Z2} + G_{Z2}g_{m1} + g_{m1}g_{m2})} \quad (3.112)$$

$$S_{G_{Z2}}^{\omega_0} = \frac{G_{Z1}G_{Z2} + G_{Z2}g_{m1}}{2(G_{Z1}G_{Z2} + G_{Z2}g_{m1} + g_{m1}g_{m2})} \quad (3.113)$$

$$S_{C_{T1}}^Q = \frac{1}{2} - \frac{C_{T1}G_{Z2}}{(C_{T1}G_{Z2} + C_{T2}G_{Z2} + C_{T2}g_{m1})} \quad (3.114)$$

$$S_{C_{T2}}^Q = \frac{1}{2} - \frac{C_{T2}G_{Z2} + C_{T2}g_{m1}}{(C_{T1}G_{Z2} + C_{T2}G_{Z2} + C_{T2}g_{m1})} \quad (3.115)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = \frac{g_{m1}(G_{Z2} + g_{m2})}{2(G_{Z1}G_{Z2} + G_{Z2}g_{m1} + g_{m1}g_{m2})} - \frac{C_{T2}g_{m1}}{(C_{T1}G_{Z2} + C_{T2}G_{Z2} + C_{T2}g_{m1})} \quad (3.116)$$

$$S_{G_{Z2}}^Q = \frac{G_{Z1}G_{Z2} + g_{m1}}{2(G_{Z1}G_{Z2} + G_{Z2}g_{m1} + g_{m1}g_{m2})} - \frac{C_{T1}G_{Z2} + C_{T2}G_{Z2}}{(C_{T1}G_{Z2} + C_{T2}G_{Z2} + C_{T2}g_{m1})} \quad (3.117)$$

จากการวิเคราะห์ความไวของวงจรรองความถี่ที่มีผลมาจากตัวแปรของอุปกรณ์ ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะของวงจรรองความถี่ เมื่อวิเคราะห์จากสมการที่ (3.79), (3.80), (3.103) และ (3.104) นอกจากตัวแปรอุปกรณ์ซึ่งใช้งานในวงจรปกติที่ส่งผลต่อการตอบสนองการทำงานของวงจร พบว่าค่าในสมการของ ω_0 และ Q จะมีตัวแปรความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน รวมทั้งความต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงของ VDDDA ส่งผลต่อการตอบสนองการทำงานของวงจรด้วย ต่างจากสมการที่ (3.53) และ (3.54) ซึ่งเป็นสมการ ω_0 และ Q ในกรณีเป็นอุดมคติ ซึ่งตัวแปรต่างๆ เหล่านี้จะเป็นตัวบ่งชี้ถึงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรซึ่งส่งผลต่อการตอบสนอง ω_0 และ Q เช่น ถ้าค่าความไวสูงเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรก็จะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าการตอบสนอง ω_0 และ Q สูงตามไปด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมตแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

เมื่อสังเคราะห์วงจรและได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมตแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว สามารถนำสมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพของวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติมาทำการออกแบบค่าอุปกรณ์ โดยจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรดังต่อไปนี้

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจะออกแบบจากโครงสร้างไอซีที่ใช้งานจริง ดังรูปที่ 2.20(ค) ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ต่อรวมกันเป็นอุปกรณ์ VDDDA ประกอบด้วยไอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอนต่อรวมกับไอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสชนิดมีแรงดันเอาต์พุต เมื่อพิจารณาไอซีเบอร์ LT1228 เพื่อหาค่าอัตราขยายกระแสของวงจรความนำถ่ายโอนหรือ g_m เมื่อค่า $g_m = 10I_B$ และ I_B คือค่ากระแสไบอัสจากภายนอก

ตัวอย่างที่ 1 การออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส และวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสให้มีความถี่คัตออฟที่ -3dB หรือ 0.707 เท่ากับ 160kHz สามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหาความถี่คัตออฟได้จากสมการที่ (3.53) และปัจจัยคุณภาพได้จากสมการที่ (3.54)

จากสมการที่ (3.53) และ (3.54) แทนค่า $g_m = 10I_B$ จะได้สมการความถี่คัตออฟดังสมการที่ (3.118) และปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.119)

$$\omega_c = 10 \sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \quad (3.118)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1I_{B2}}{C_2I_{B1}}} \quad (3.119)$$

จากสมการที่ (3.118) และ (3.119) กำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2}$ เพื่อให้สามารถปรับค่าความถี่คัตออฟและปัจจัยคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และกำหนดให้ความถี่คัตออฟที่ -3dB หรือ 0.707 เท่ากับ 160kHz กำหนดให้ $C_1 = 0.5\text{nF}$ และ $C_2 = 1\text{nF}$ จะได้ค่าปัจจัยคุณภาพเท่ากับ 0.707

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ จะหาค่า I_B ได้จากสมการที่ (3.120)

$$I_B = \frac{2\pi f}{10 \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}}} \quad (3.120)$$

จากสมการที่ (3.120) กำหนดให้ $C_1 = 0.5\text{nF}$, $C_2 = 1\text{nF}$ และ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ จะหาค่า I_B ได้จากสมการที่ (3.121)

$$I_B = \frac{2\pi(160\text{kHz})}{10\sqrt{\frac{1}{0.5\text{nF} \times 1\text{nF}}}} = 72\mu\text{A} \quad (3.121)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกฎนิฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่านความถี่สูงมีความถี่คัตออฟที่ -3dB หรือ 0.707 เท่ากับ 160kHz จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 72\mu\text{A}$ และ $C_1 = 0.5\text{nF}$, $C_2 = 1\text{nF}$

ตัวอย่างที่ 2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และวงจรกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำเท่ากับ 75kHz และความถี่คัตออฟด้านสูงเท่ากับ 190kHz โดยที่สามารถหาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการที่ (3.122)

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \quad (3.122)$$

จะได้ความกว้างของแบนด์วิดท์ดังสมการที่ (3.123)

$$BW = (190\text{kHz} - 75\text{kHz}) = 115\text{kHz} \quad (3.123)$$

หาความถี่ธรรมชาติได้จาก $f_0 = \sqrt{f_{CL} f_{CH}}$ จะได้ดังสมการที่ (3.124)

$$f_0 = \sqrt{75\text{kHz} \times 190\text{kHz}} = 119.4\text{kHz} \quad (3.124)$$

หาค่าปัจจัยคุณภาพได้จาก $Q = \frac{f_0}{BW}$ จะได้ดังสมการที่ (3.125)

$$Q = \frac{119.4\text{kHz}}{115\text{kHz}} = 1.04 \quad (3.125)$$

จากสมการที่ (3.118) เมื่อ $\omega = 2\pi f$ จะหาค่า I_B ได้จากสมการที่ (3.126)

$$I_B = \frac{2\pi f}{10 \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}}} \quad (3.126)$$

จากสมการที่ (3.126) กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ และ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ จะหาค่า I_B ได้จากสมการที่ (3.127)

$$I_B = \frac{2\pi(119.4\text{kHz})}{10 \sqrt{\frac{1}{1\text{nF} \times 1\text{nF}}}} = 75\mu\text{A} \quad (3.127)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอนอร์มัลฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสมีความถี่คัตออฟ -3dB หรือ 0.707 ที่ด้านต่ำเท่ากับ 75kHz ความถี่คัตออฟด้านสูงเท่ากับ 190kHz จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 75\mu\text{A}$ และ $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$

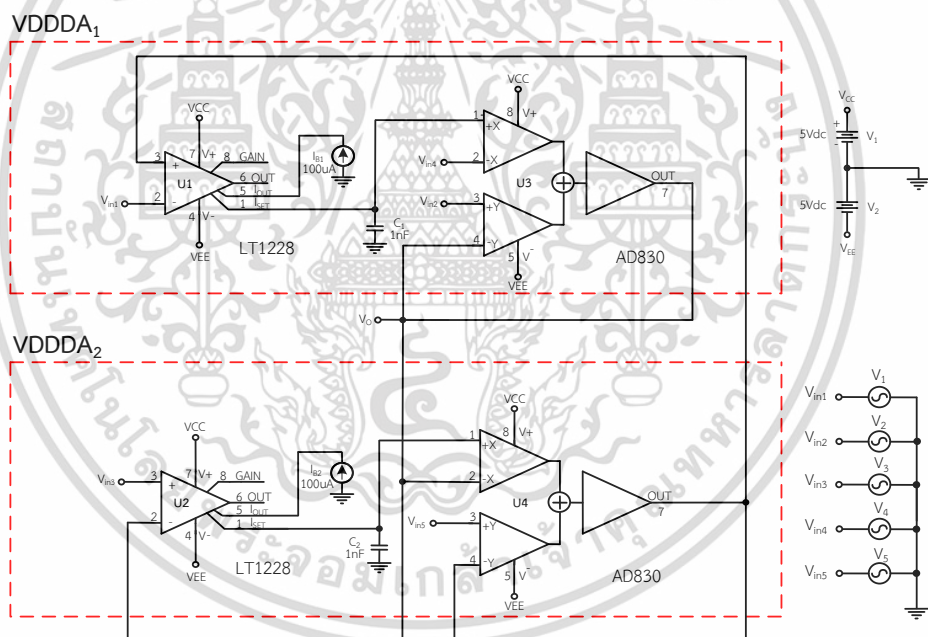
จากการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ได้ รวมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรทั้งหมดที่ผ่านมา จะนำไปทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจรเพื่อยืนยันผลในบทที่ 4 และสรุปอภิปรายผลวิทยานิพนธ์ในบทที่ 5 ต่อไป

บทที่ 4

ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำว่ามีคุณสมบัติเป็นไปตามวัตถุประสงค์ และเป็นไปตามหลักการที่ได้สังเคราะห์ วิเคราะห์ และออกแบบไว้ในบทก่อนหน้า ในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง อีกทั้งยังมีผลตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจากการออกแบบวงจรและการออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ พร้อมทั้งอภิปรายผลจากการทดสอบเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE

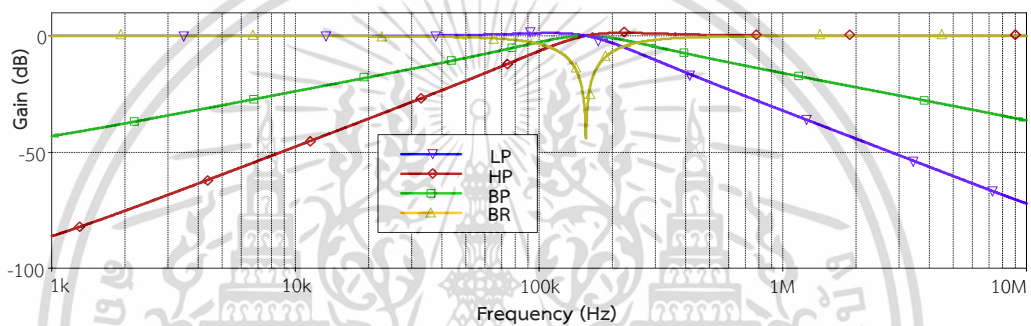


รูปที่ 4.1 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

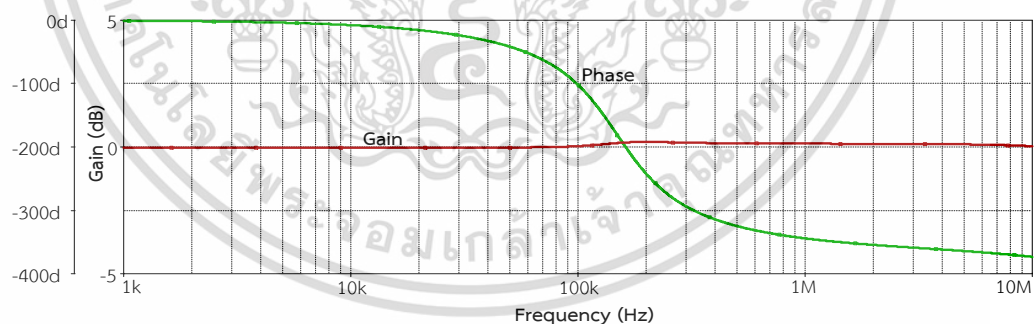
การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในรูปแบบที่ 3.6 โครงสร้างของ VDDDA ใช้โอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายไอออน และโอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดันแสดงวงจรดังรูปที่ 4.1 เพื่อยืนยันผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ทดสอบวงจรโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ ค่าพารามิเตอร์ส่วนประกอบของวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.57)-(3.58) ให้ $C_1 = C_2 = 1nf$, $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$ ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ f_0 ของวงจรจากการคำนวณในทางอุดมคติ คือ $159.2kHz$

และปัจจัยคุณภาพ หรือ $Q = 1$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบผลการตอบสนองทางความถี่โดยป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ เพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันการทำงานตามตารางที่ 1.1 พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 5 ฟังก์ชัน โดยมีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟสอีก 2 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ โดยเลือกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายสัญญาณที่อินพุตของวงจร ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.46)-(3.52) ผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดและเฟส แสดงดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 วงจรทำงานตอบสนองความถี่ $f_0 = 157\text{kHz}$ และ $Q = 1$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 1.38% มีสาเหตุมาจากกรณีที่วงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ผลกระทบมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ VDDDA ซึ่งได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.72)-(3.80) และผลกระทบเนื่องจากความต้านทานและความจุแฝงในตัว VDDDA ดังที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.96)-(3.104)



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส

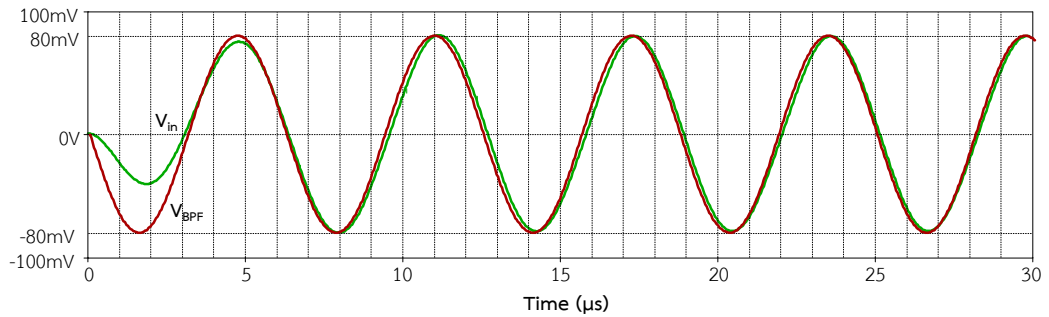


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส

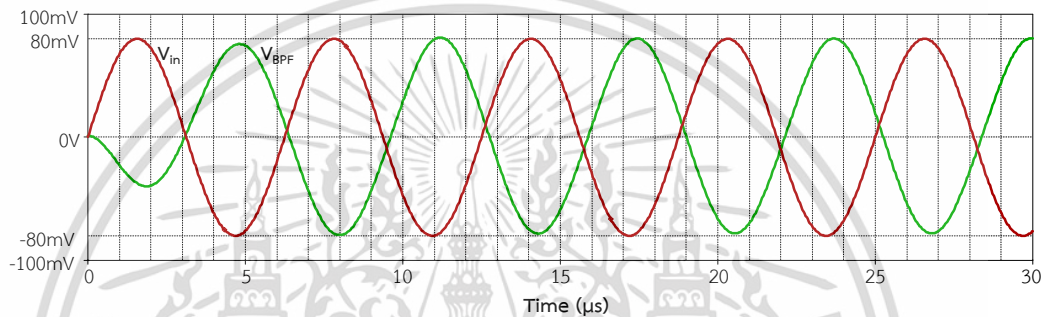
เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ 80mV ความถี่ $f_0 = 160\text{kHz}$ ให้กับวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) ในสภาวะชั่วขณะของรูปคลื่นจากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสภาวะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส พบว่าการตอบสนองทางเวลาจากสภาวะการทำงานของวงจรตั้งแต่เริ่มต้นจนเข้าสู่สภาวะเสถียร ค่าแรงดันเอาต์พุตมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต ดังรูปที่

4.4 และ 4.5

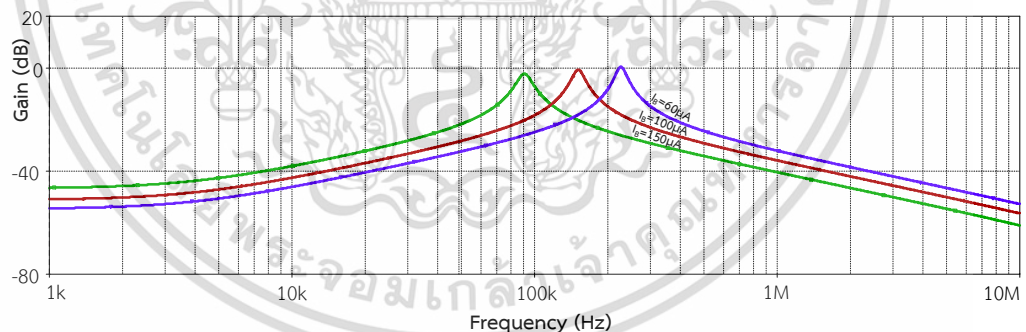
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสที่ความถี่ f_0



รูปที่ 4.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสที่ความถี่ f_0



รูปที่ 4.6 ผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสโดยปรับค่า I_B

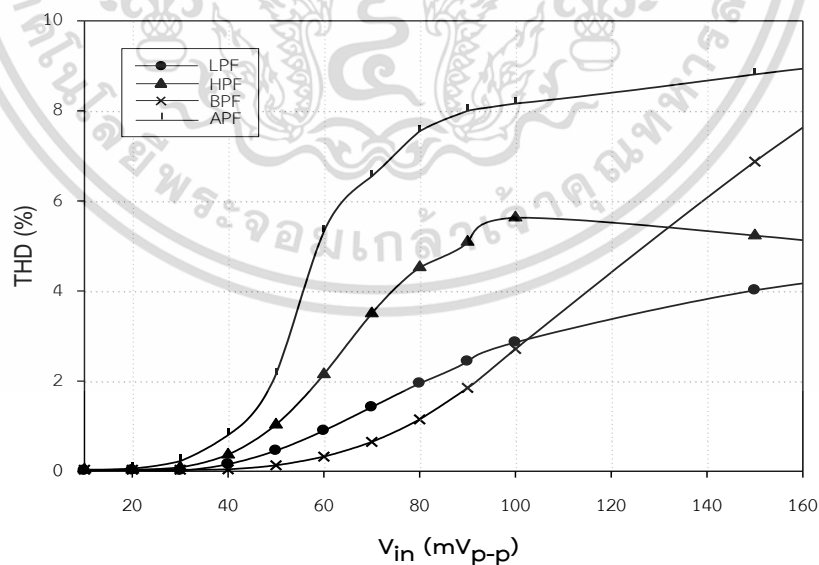
การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการปรับค่ากระแส $I_{B1} = I_{B2} = 60\mu\text{A}$, $100\mu\text{A}$ และ $150\mu\text{A}$ ตามลำดับ เพื่อปรับเปลี่ยนความถี่ f_0 โดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส จากสมการที่ (3.57)-(3.58) ออกแบบวงจรให้ $C_1 = 10\text{nf}$, $C_2 = 0.1\text{nf}$ ได้ค่าปัจจัยคุณภาพหรือ $Q = 10$ ผลการทดสอบการทำงานของวงจรพบว่าการตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่า f_0 ที่เปลี่ยนไป คือ $f_0 = 90.8\text{kHz}$, 151.4kHz และ 226.9kHz ตามลำดับ แสดงในรูปที่ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

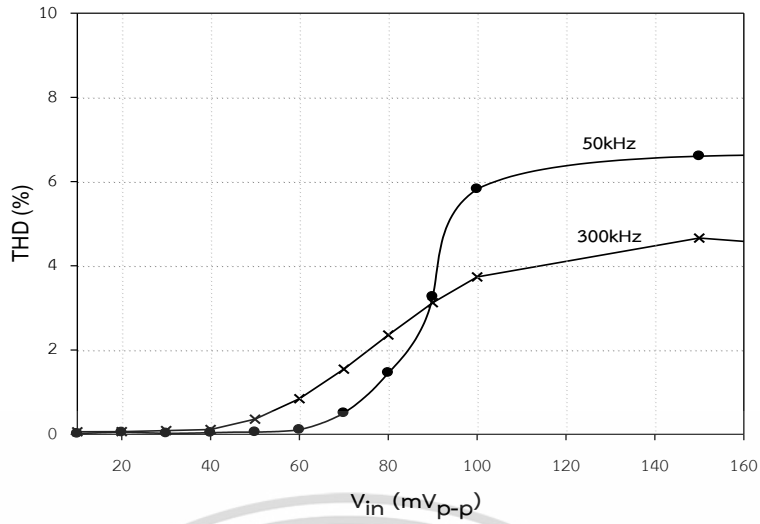
การทดสอบย่านการรับระดับแรงดันสัญญาณอินพุต (Input Dynamic Range) ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ที่ขั้วอินพุตของวงจรที่มีความถี่ 157kHz และปรับสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10mV - 160mV ป้อนกระแสไบอัสคงที่ $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$ จากการทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส กรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส วัดที่จุดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต เพื่อหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) แสดงดังรูปที่ 4.7 สำหรับค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสนั้น จะทดสอบที่สองช่วงความถี่ คือ ช่วงความถี่ต่ำผ่าน (f_L) และช่วงความถี่สูงผ่าน (f_H) แสดงดังรูปที่ 4.8 พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1% ของแต่ละฟังก์ชันแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 เมื่อค่าแรงดันอินพุตที่ป้อนสูงขึ้นจะส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสูงขึ้นตามไปด้วยส่วนค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมของวงจร (Total Power Dissipation) ที่ได้จากการทดสอบผ่านโปรแกรม PSPICE คือ 392 มิลลิวัตต์

ตารางที่ 4.1 ย่านการรับแรงดันอินพุตของฟังก์ชันกรองความถี่ที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1%

ฟังก์ชันกรองความถี่	แรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1%
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	10mV - 60mV
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	10mV - 40mV
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	10mV - 70mV
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (f_L)	10mV - 70mV
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (f_H)	10mV - 60mV
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	10mV - 40mV



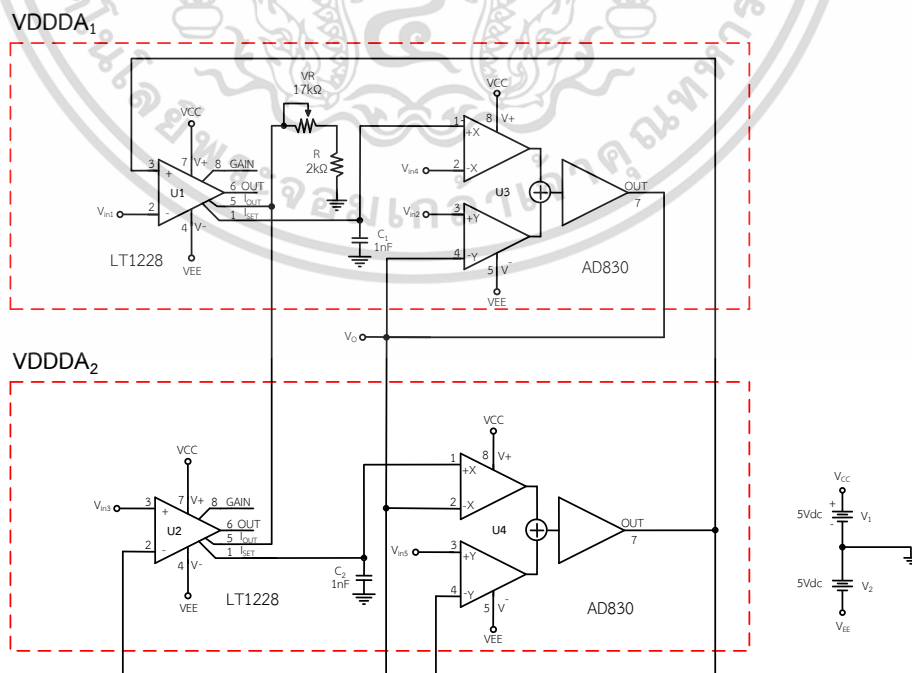
รูปที่ 4.7 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน LP, HP, BP และ AP แบบไม่กลับเฟสเทียบกับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10mV - 160mV



รูปที่ 4.8 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน BR แบบไม่กลับเฟส ช่วง f_L และ f_H เทียบกับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10mV – 400mV

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง การทดสอบวงจรจะใช้ไอซีสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ เบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายอิน และไอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 1nF$ และ $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$ ป้อนอินพุตวงจรเป็นสัญญาณไซน์ 80mV แสดงวงจรในรูปที่ 4.9

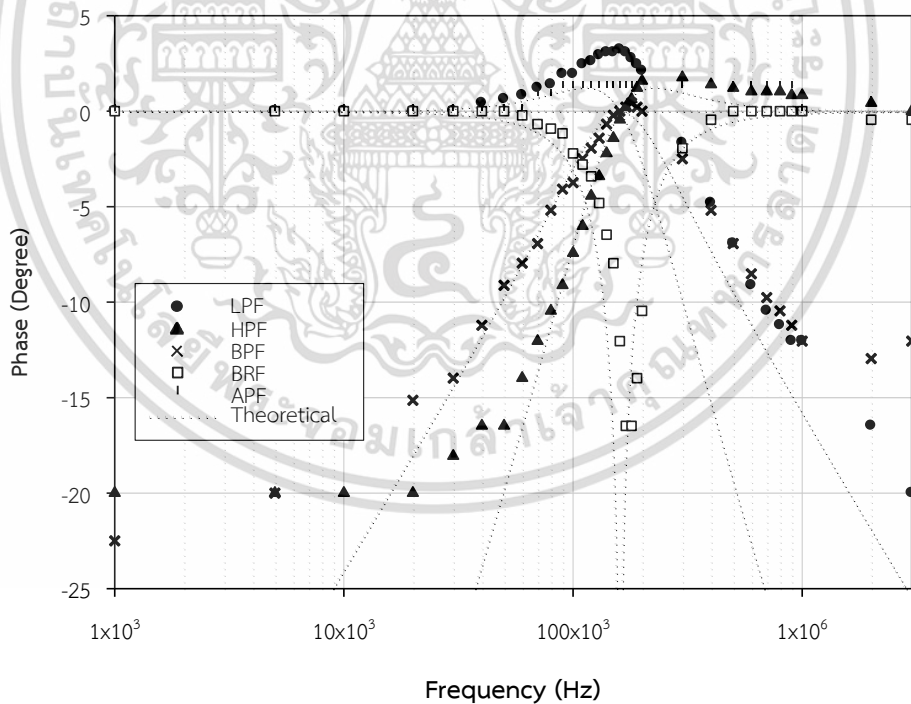


เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับของรูปที่ 4.9 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยการต่อวงจรจริง การค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

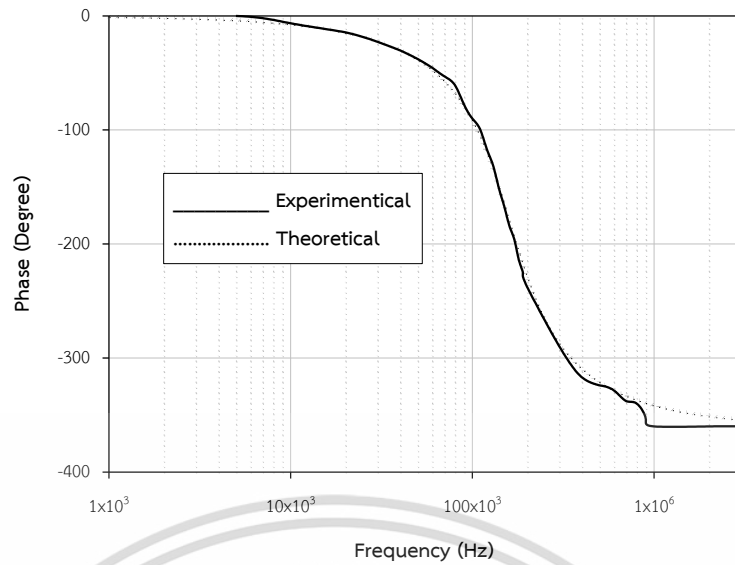
ในการทดสอบจะปรับค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจรที่ 1kHz - 3MHz จากนั้นวัดค่าสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจร หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรในแต่ละช่วงความถี่โดยมีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบดังนี้

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Power Supply) ยี่ห้อ GW INSTRON รุ่น GPS-3303
2. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้าดิจิทัลออสซิลโลสโคป (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ GW INSTRON รุ่น GDS-1072-U
3. เครื่องกำเนิดสัญญาณ (Function Generator) ยี่ห้อ GW INSTRON รุ่น SFG-1003
4. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter) ยี่ห้อ FLUKE รุ่น 115

จากการทดสอบและบันทึกผลสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงในรูปแบบอัตราส่วนเอาต์พุตต่ออินพุตของแต่ละช่วงความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส กรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตได้จาก $20\log(V_{out}/V_{in})$ มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) ได้ค่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 158kHz พบว่าผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงเบี่ยงเบนไปจากผลการคำนวณในทางทฤษฎี 0.75% ผลตอบสนองความถี่แสดงในรูปที่ 4.10 และผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส แสดงในรูปที่ 4.11

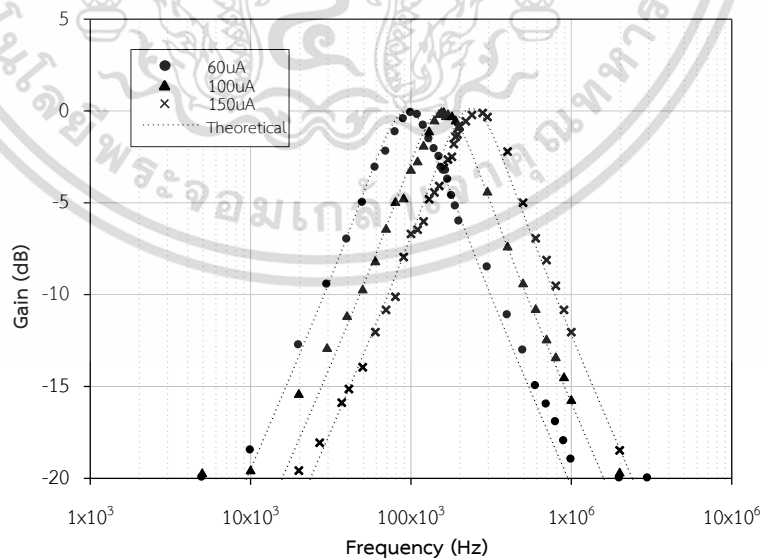


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจากการต่อวงจรจริง



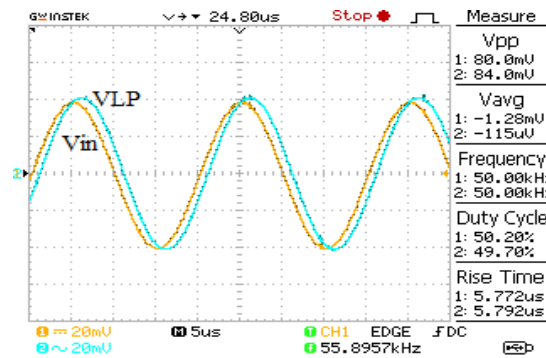
รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสจากการต่อวงจรจริง

เพื่อยืนยันว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมการตอบสนองความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จึงทำการทดสอบด้วยการป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ขนาด 80mV ปรับกระแส I_B ที่จ่ายให้วงจรโดย $I_{B1} = I_{B2} = 60\mu A, 100\mu A, 150\mu A$ ทดสอบผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองความถี่ $f_0 = 100\text{kHz}, 160\text{kHz}, 240\text{kHz}$ ตามลำดับ จึงเป็นการยืนยันได้ว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถปรับค่าความถี่ f_0 ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B ให้กับวงจร แสดงผลตอบสนองความถี่ดังรูปที่ 4.12

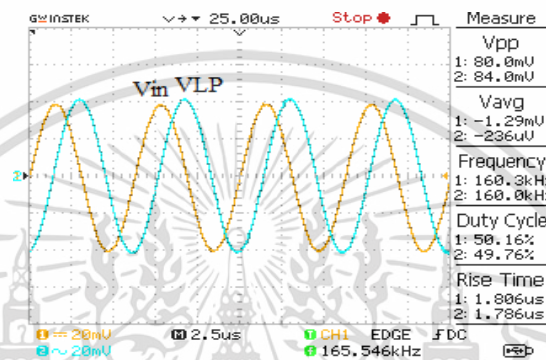


รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสเมื่อปรับค่า I_B ทดสอบโดยการต่อวงจรจริง

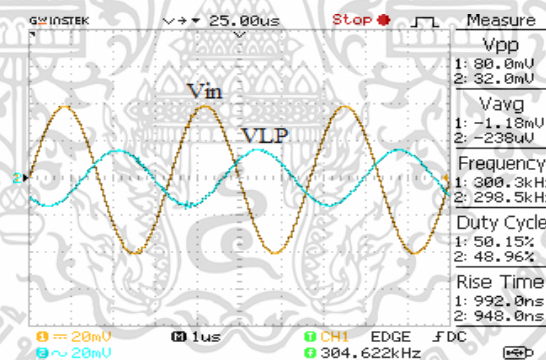
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



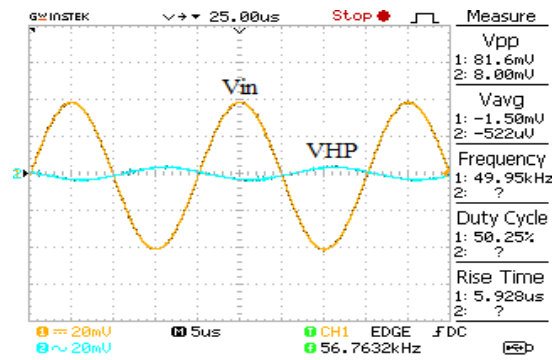
(ค)

รูปที่ 4.13 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$

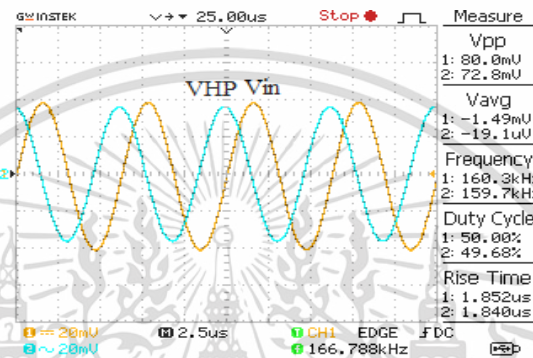
จากสมการที่ (3.14) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 50\text{kHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ หรือมากกว่า f_0 คือ $f = 300\text{kHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลง เป็นช่วงหยุดแถบความถี่

ดังรูปที่ 4.13

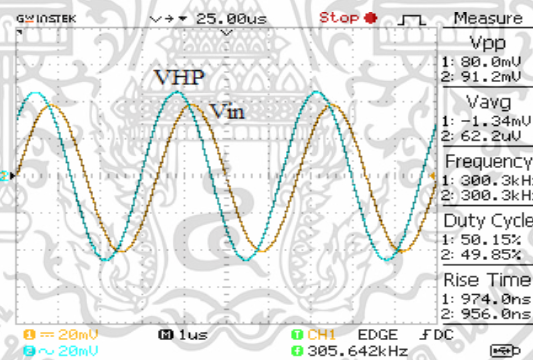
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



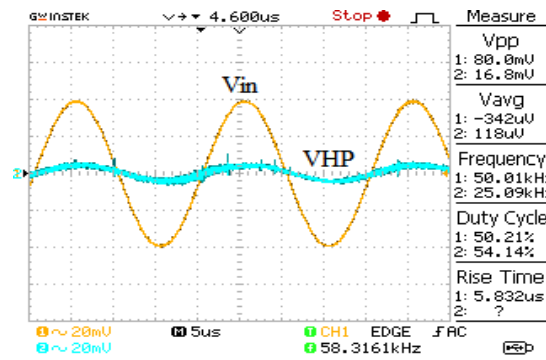
(ค)

รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$

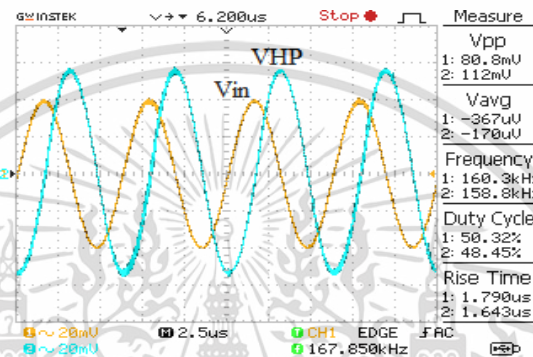
จากสมการที่ (3.14) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ในช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 50\text{kHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลงเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ หรือมากกว่า f_0 คือ $f = 300\text{kHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะสูงขึ้นจนเท่ากับอินพุต เป็นช่วงผ่านแถบ

ความถี่ ดังรูปที่ 4.14

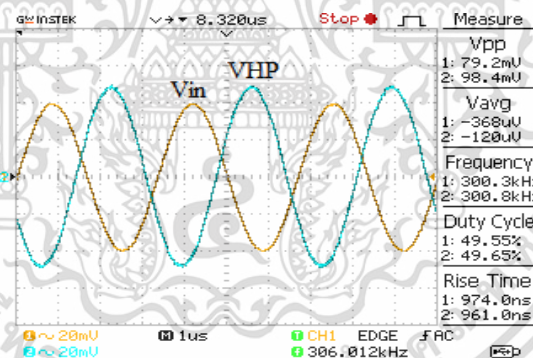
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

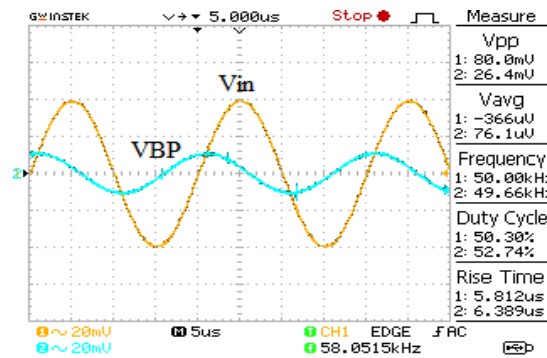


(ค)

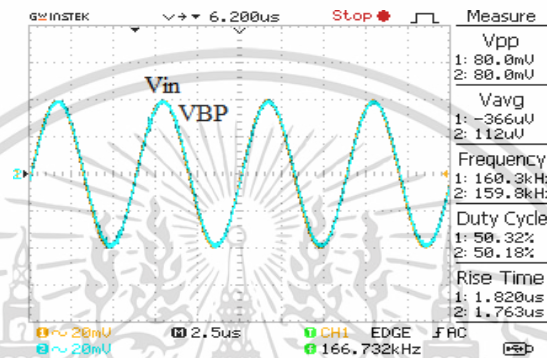
รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$

จากสมการที่ (3.14) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in4} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in5} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ในช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 50\text{kHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลงเป็นช่วงหยุดแถบความถี่และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ หรือมากกว่า f_0 คือ $f = 300\text{kHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะสูงขึ้นจนเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต ดังรูปที่ 4.15

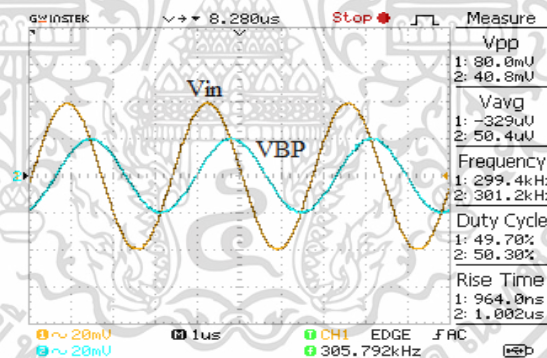
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ผู้ที่นำมาเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยฯ ถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



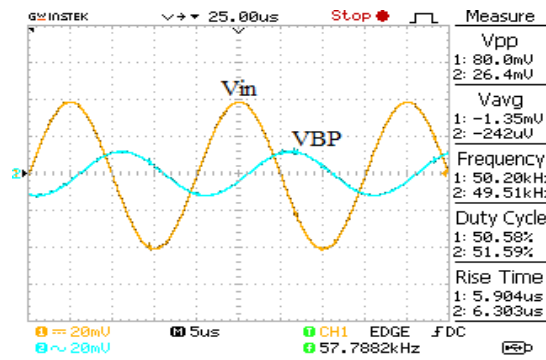
(ค)

รูปที่ 4.16 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$

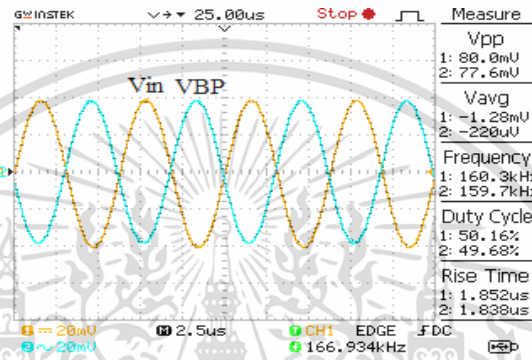
จากสมการที่ (3.14) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in5} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 50\text{kHz}$ และมากกว่า f_0 คือ $f = 300\text{kHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้มีค่าต่ำเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบ

ความถี่ ดังรูปที่ 4.16

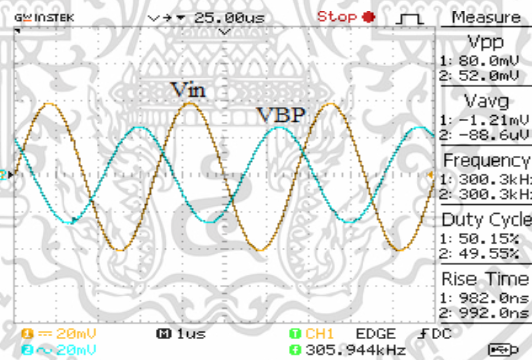
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

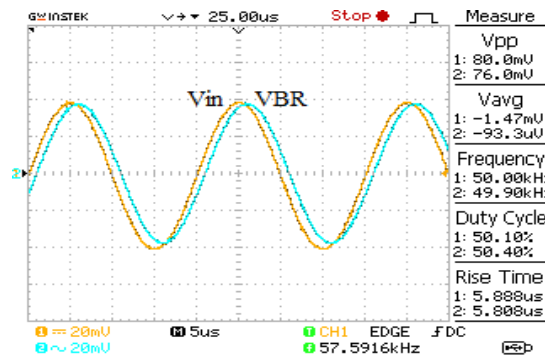


(ค)

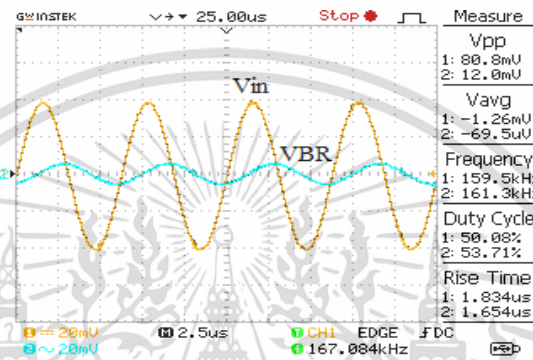
รูปที่ 4.17 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$

จากสมการที่ (3.14) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 50\text{kHz}$ และมากกว่า f_0 คือ $f = 300\text{kHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ ค่าแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต ดังรูปที่ 4.17

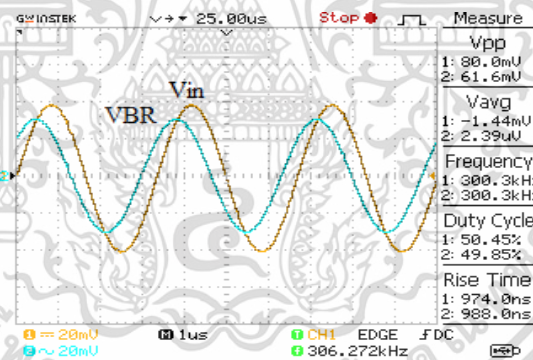
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



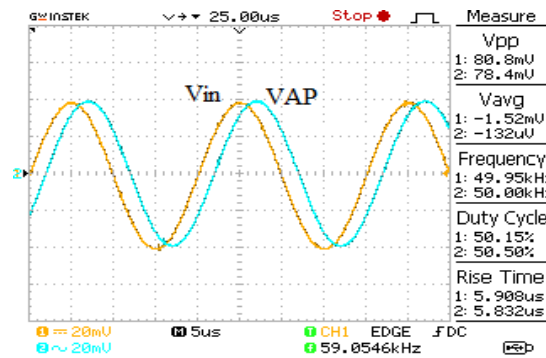
(ค)

รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$

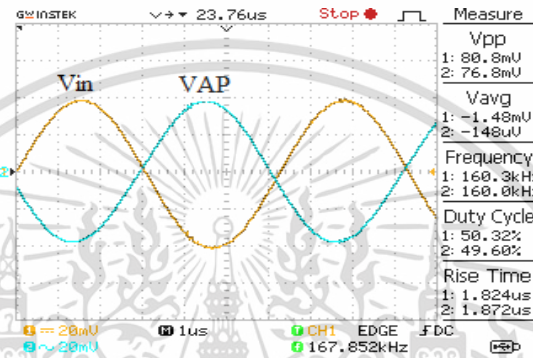
จากสมการที่ (3.14) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 50\text{kHz}$ และมากกว่า f_0 คือ $f = 300\text{kHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำเป็นช่วงหยุดแถบความถี่

ดังรูปที่ 4.18

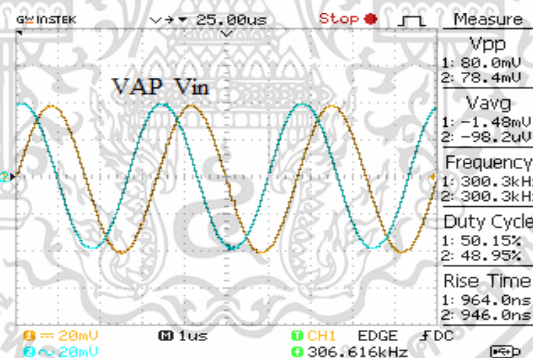
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.19 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 50\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 300\text{kHz}$

จากสมการที่ (3.14) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in4} = V_{in5} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 50\text{kHz}$ และมากกว่า f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ และ $f = 300\text{kHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ทุกความถี่จะเท่ากับอินพุต ส่วนเฟสของสัญญาณแต่ละความถี่จะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันไป ดังรูปที่ 4.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

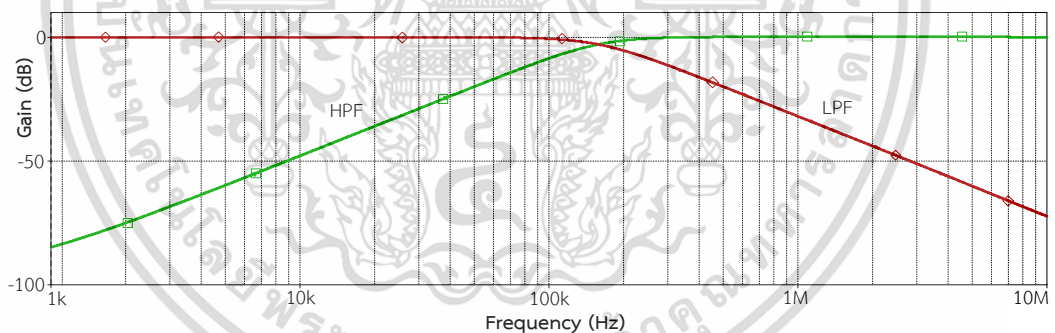
4.3 ผลตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกจากการออกแบบวงจร

จากการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่แสดงการออกแบบในหัวข้อที่ 3.5 โดยการนำสมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพของวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติมาออกแบบค่าอุปกรณ์ ในหัวข้อนี้จะนำค่าของอุปกรณ์ที่ออกแบบมาจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ว่าผลที่ได้นั้นเป็นไปตามที่ออกแบบไว้หรือไม่

4.3.1 ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสและกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส

ทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส ให้มีความถี่คัตออฟที่ -3dB หรือ 0.707 เท่ากับ 160kHz จากการออกแบบดังสมการที่ (3.118)-(3.123) เพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ มีความถี่คัตออฟเท่ากับ 160kHz จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 72\mu\text{A}$ และ $C_1 = 0.5\text{nF}$, $C_2 = 1\text{nF}$ ค่าที่ได้จากการออกแบบได้ความถี่คัตออฟเท่ากับ 159.9kHz

เมื่อจำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ค่าความถี่คัตออฟเท่ากับ 154.7kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 3.25% แสดงผลตอบสนองการทำงานดังรูปที่ 4.20



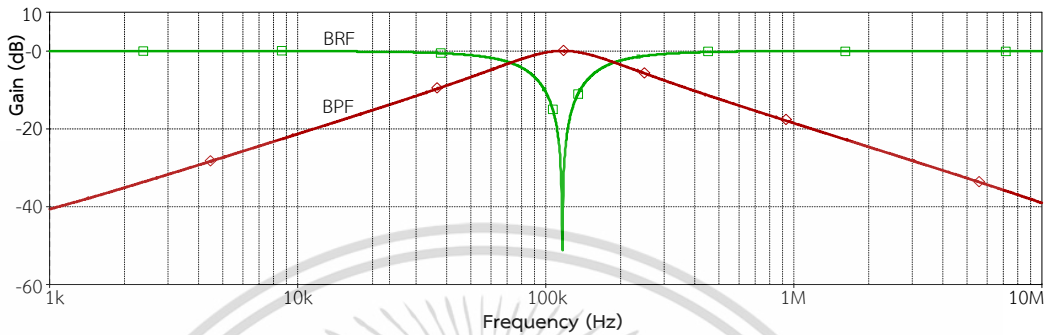
รูปที่ 4.20 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส

4.3.2 ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสและกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส

ทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ให้มีความถี่คัตออฟที่ -3dB หรือ 0.707 ด้านความถี่ต่ำ (f_L) เท่ากับ 75kHz และด้านความถี่สูง (f_H) เท่ากับ 190kHz จากการออกแบบดังสมการที่ (3.124)-(3.129) จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 75\mu\text{A}$ และ $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ ค่าที่ได้จากการออกแบบได้ $f_L = 75\text{kHz}$, $f_H = 190\text{kHz}$, $f_0 = 119.4\text{kHz}$ และ $\text{BW} = 115\text{kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

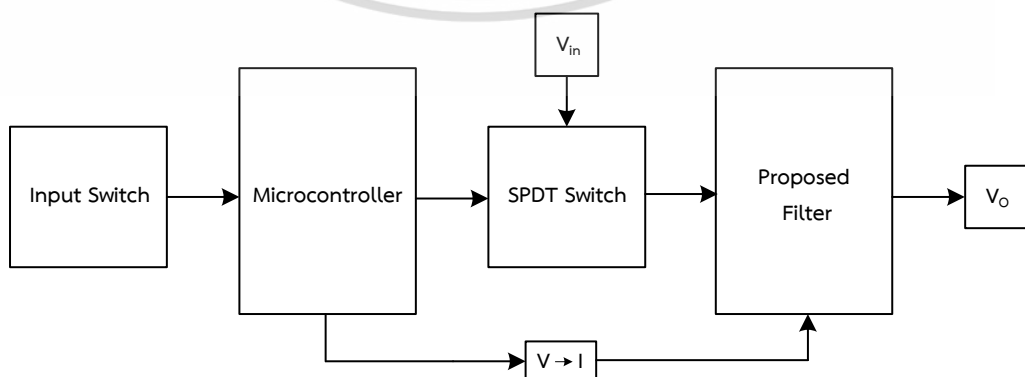
เมื่อจำลองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ค่าความถี่ $f_L = 72.1\text{kHz}$, $f_H = 192.3\text{kHz}$, $f_0 = 117.2\text{kHz}$ และ $BW = 120.2\text{kHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎีคือ $f_L = 3.86\%$, $f_H = 1.21\%$, $f_0 = 1.84\%$ และ $BW = 4.52\%$ ผลตอบสนองการทำงานดังรูปที่ 4.19



รูปที่ 4.21 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส

4.4 การออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

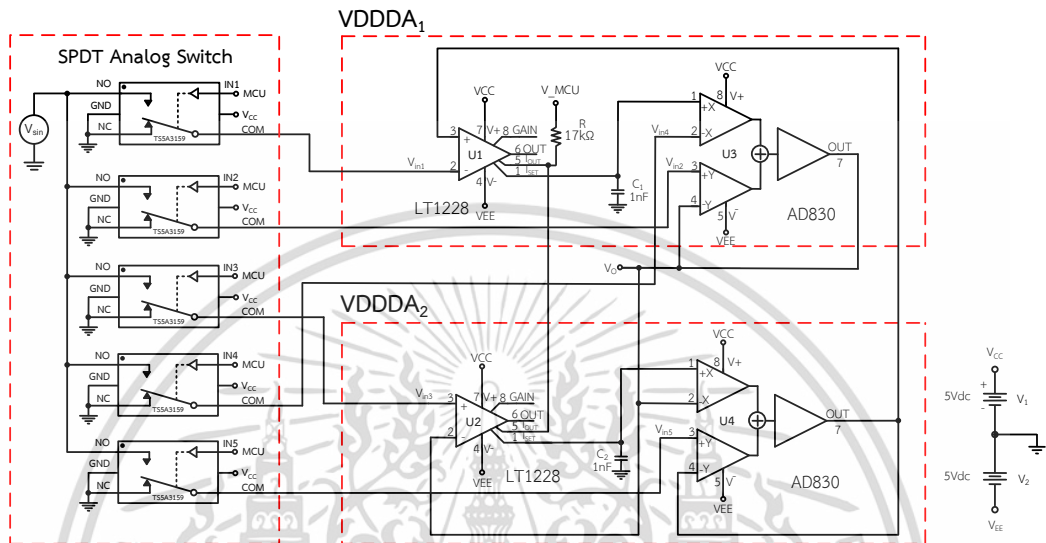
ในหัวข้อก่อนหน้านี้ผู้วิจัยได้นำเสนอเกี่ยวกับการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจากการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSPICE และจากการต่อวงจรจริงแล้วนั้น ปัจจุบันพบว่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สมัยใหม่สามารถทำงานได้โดยรับคำสั่งจากการกดปุ่มเลือกฟังก์ชันการทำงานที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของวงจร ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ คือ สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์ ในหัวข้อนี้ผู้วิจัยจึงจะกล่าวถึงการนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอประยุกต์ใช้งานโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมการเลือกฟังก์ชันกรองความถี่และปรับค่าความถี่โดยการกดสวิตช์ แสดงบล็อกไดอะแกรมการนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 บล็อกไดอะแกรมการนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นจำเป็นต้องใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.22 การนำวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ประยุกต์ใช้งานเลือก ฟังก์ชันรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ดังนี้

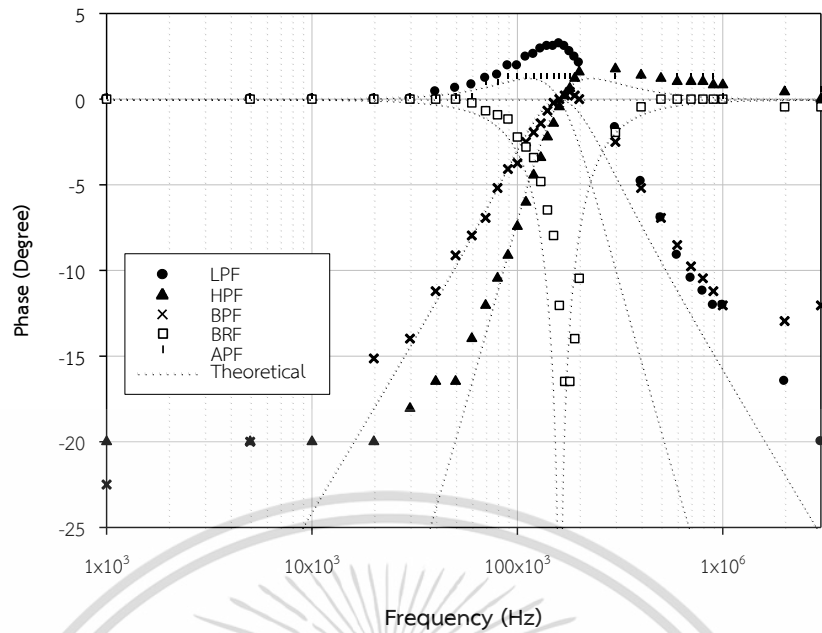
1. ไมโครคอนโทรลเลอร์ Arduino รุ่น Mega 2560
2. สวิตช์แบบกดติดปล่อยดับต่อแบบ Pull-Up
3. ไอซีแอนะล็อกสวิตช์ 1 ขั้ว 2 ทาง เบอร์ TS5A3159



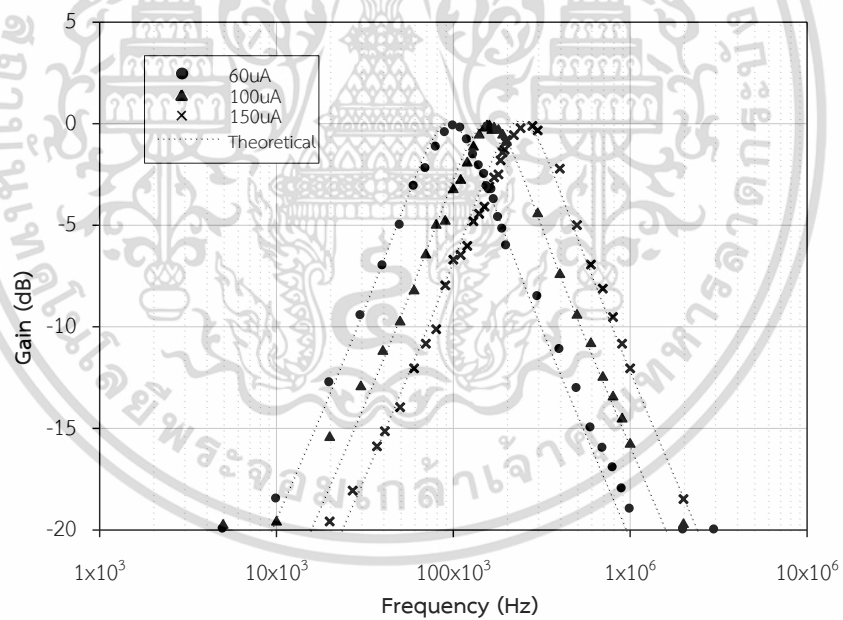
รูปที่ 4.23 วงจรการต่อไอซีแอนะล็อกสวิตช์ใช้งานร่วมกับวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ

จากรูปที่ 4.23 การต่อไอซีแอนะล็อกสวิตช์ใช้งานร่วมกับวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ใช้ไอซี เบอร์ TS5A3159 เป็นไอซีสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์มีลักษณะการทำงานเหมือนกับรีเลย์แต่ไม่มี หน้าสัมผัส เหมาะสำหรับใช้ในการเปิด-ปิดสัญญาณขนาดเล็กแบบแอนะล็อก ซึ่งมีจุดเด่น คือ สามารถ เปิด-ปิดหน้าสัมผัสได้อย่างรวดเร็วระยะเวลาในการทำงาน 20 นาโนวินาที ไม่มีเสียงและกลไกขณะ ทำงาน ไอซีมีขนาดเล็ก สามารถใช้กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าได้ตั้งแต่ 1.65-5.5 โวลต์ และขณะ ทำงานหน้าสัมผัสมีความต้านทานเพียง 1 โอห์ม ในการใช้งานไอซีเบอร์ TS5A3159 ร่วมกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์จะใช้สัญญาณควบคุมที่ขา IN1-IN5 ของไอซีทั้ง 5 ตัว โดยไอซีมีหน้าที่ตัดต่อ สัญญาณอินพุตเพื่อจ่ายสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณไซน์ให้แต่ละขั้วอินพุตของวงจรรองความถี่ที่ นำเสนอตามเงื่อนไขการทำงานของแต่ละฟังก์ชันรองความถี่ที่ออกแบบไว้ จากวงจรในรูปที่ 4.23 สามารถควบคุมการทำงานของหน้าสัมผัสไอซีได้โดยป้อนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าตั้งแต่ 1.65-5.5 โวลต์ ที่ขา V_{CC} และ GND ของไอซี กำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งสัญญาณให้ที่ขา 6 (IN) เป็น LOW หรือต่อลงกราวด์ ขา 3 (NC) และขา 4 (COM) จะมีค่าความต้านทานต่ำมากจนเหมือน หน้าสัมผัสติดกัน แต่ถ้าไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งสัญญาณให้ที่ขา 6 (IN) เป็น HIGH หรือไฟบวก ขา 1 และขา 4 ก็จะมีค่าความต้านทานต่ำมากจนเหมือนหน้าสัมผัสติดกันเช่นกัน จึงสามารถนำไอซีมาใช้ในการ ควบคุมการเลือกฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ เลือกรูปฟังก์ชันกรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 4.26 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสควบคุมกระแส I_B ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ โดยใช้หลักการของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสียทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ จากนั้นทำการสังเคราะห์ วิเคราะห์ และออกแบบวงจรจากกรอบแนวคิด โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์ VDDDA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 2 วงจร ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ต่อลงกราวด์ทำงานในโหมดแรงดัน วงจรสามารถตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชัน มีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ สามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตของวงจร โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุตและวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติ และปัจจัยคุณภาพได้ด้วย I_{B1} และ I_{B2} ทำให้วงจรสามารถประยุกต์เข้ากับระบบควบคุมอัตโนมัติผ่านทางคอมพิวเตอร์ หรือไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ ผู้วิจัยได้นำวงจรที่ออกแบบทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง เมื่อได้ผลการทดสอบแล้วว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ออกแบบไว้ จึงนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ อุปกรณ์ VDDDA โครงสร้างใช้ไอซีเบอร์ LT1228 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน และไอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1nf$ และ $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$ ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ ω_0 จากการคำนวณในทางอุดมคติ คือ 159.2kHz และ $Q = 1$ วงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 5 ฟังก์ชัน โดยมีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟสอีก 2 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ ตอบสนองความถี่ $f_0 = 157kHz$ และ $Q = 1$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 1.38% เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ 80mV ความถี่ $f_0 = 160kHz$ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลาจากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสถานะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส พบว่าตั้งแต่เริ่มต้นจนเข้าสู่สถานะเสถียร ค่าแรงดันสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ปรับค่ากระแส $I_{B1} = I_{B2} = 60\mu A, 100\mu A$ และ $150\mu A$ ตามลำดับ เพื่อปรับเปลี่ยนความถี่ f_0 โดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ออกแบบให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นได้เห็นใช้ประโยชน์จากการค้นคว้าวิจัยใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C_1 = 10\text{nf}$ และ $C_2 = 0.1\text{nf}$ ได้ค่า $Q = 10$ การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่า f_0 ที่เปลี่ยนไป คือ $f_0 = 90.8\text{kHz}$, 151.4kHz และ 226.9kHz ตามลำดับ การทดสอบย่านการรับระดับแรงอินพุตของวงจรโดยป้อนสัญญาณไซน์ที่ชั่วอินพุตของวงจรที่ความถี่ 157kHz ปรับสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่ $10\text{mV} - 160\text{mV}$ และ $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu\text{A}$ จากการทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส กรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส วัดที่จุดสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเพื่อหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1% ของแต่ละฟังก์ชันแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 ส่วนค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียรวมของวงจรที่ได้จากการทดสอบผ่านโปรแกรม PSPICE คือ 392 มิลลิวัตต์

ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงเพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5\text{V}$, $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ และ $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu\text{A}$ ป้อนอินพุตวงจรเป็นสัญญาณไซน์ 80mV การทดสอบจะปรับค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจรที่ $1\text{kHz} - 3\text{MHz}$ ได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส กรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส ค่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 158kHz พบว่าผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงเบี่ยงเบนไปจากผลการคำนวณในทางทฤษฎี 0.75% การควบคุมการตอบสนองความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ทำการทดสอบด้วยการป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ขนาด 80mV ปรับกระแส I_B ที่จ่ายให้วงจรโดย $I_{B1} = I_{B2} = 60\mu\text{A}$, $100\mu\text{A}$ และ $150\mu\text{A}$ ทดสอบผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าให้ผลตอบสนองความถี่ $f_0 = 100\text{kHz}$, 160kHz และ 240kHz ตามลำดับ จึงเป็นการยืนยันได้ว่าวงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถปรับค่าความถี่ f_0 ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบอัส I_B ให้กับวงจร

ผลตอบสนองการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส ให้มีความถี่คัตออฟที่ -3dB หรือ 0.707 เท่ากับ 160kHz ปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 72\mu\text{A}$ และ $C_1 = 0.5\text{nF}$, $C_2 = 1\text{nF}$ ค่าที่ได้จากการออกแบบได้ความถี่คัตออฟเท่ากับ 159.9kHz เมื่อจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ค่าความถี่คัตออฟเท่ากับ 154.7kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 3.25% ทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ให้มีความถี่คัตออฟที่ -3dB หรือ 0.707 ด้านความถี่ต่ำ (f_L) เท่ากับ 75kHz และด้านความถี่สูง (f_H) เท่ากับ 190kHz ปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 75\mu\text{A}$ และ $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ ค่าที่ได้จากการออกแบบได้ $f_L = 75\text{kHz}$, $f_H = 190\text{kHz}$, $f_0 = 119.4\text{kHz}$ และ $BW = 115\text{kHz}$ เมื่อจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE ได้ค่าความถี่ $f_L = 72.1\text{kHz}$, $f_H = 192.3\text{kHz}$, $f_0 = 117.2\text{kHz}$ และ $BW = 120.2\text{kHz}$ ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี คือ $f_L = 3.86\%$, $f_H = 1.21\%$, $f_0 = 1.84\%$ และ $BW = 4.52\%$

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำที่นำเสนอ นั้น มีสมรรถนะการทำงานของวงจรสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทั้งในทางทฤษฎีและการต่อวงจรจริง ยืนยันผลได้จากการทดสอบผ่านโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 อภิปรายผลงานวิจัย

จากการศึกษางานวิจัยที่มีผู้วิจัยก่อนหน้าได้นำเสนอไว้ถึงจุดเด่นและข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 1-2 นั้น พบว่างานวิจัยที่นำเสนอตรงตามขอบเขตการวิจัยและสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดของงานวิจัยก่อนหน้า โดยสรุปมีดังนี้

5.2.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน ห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

5.2.2 ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสองวงจร โดยปราศจากตัวต้านทานภายนอกเพิ่มเติม

5.2.3 ความต้านทานทางด้านอินพุตสูง

5.2.4 ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ

5.2.5 ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์

5.2.6 ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุตและวงจรเพิ่มแรงดันอินพุตสองเท่าเพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตที่ต้องการ

5.2.7 สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานเอาต์พุต 5 พังค์ชัน

5.2.8 โครงสร้างของวงจรใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ เบอร์ LT1228 และ AD830

ดังนั้นจากคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันได้ว่า งานวิจัยนี้ได้พัฒนาแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้า ทำให้สะดวกต่อการนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ตลอดจนสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานที่หลากหลายต่อไป

5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

จากแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทำงานของวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยก่อนหน้าพบว่าสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดซึ่งทำให้งานวิจัยนี้มีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นเพื่อให้มีการพัฒนาให้ดีขึ้นไปอีก และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ต่อไป ผู้วิจัยจึงขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนา และปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังต่อไปนี้

5.3.1 ออกแบบวงจรให้สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้อิสระจากกัน

5.3.2 ออกแบบวงจรให้เป็นวงจรกรองความถี่แบบมีอัตราขยายเพราะในการนำวงจรกรองความถี่ไปใช้งาน เช่น ใช้ในภาครับสัญญาณ อาจจะมีการขยายสัญญาณที่รับได้ก่อนที่จะนำมาผ่านวงจรกรอง หากวงจรกรองความถี่ที่สังเคราะห์ได้มีอัตราขยายทำให้ลดการใช้วงจรขยายสัญญาณในภาครับได้

5.3.3 ผลกระทบค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงในวงจร จากสมการที่ (3.95) จะเห็นว่าที่ขั้ว V_{in} ของวงจรมีค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงอยู่ ในทางปฏิบัติควรเลือกใช้ความต้านทานให้มีค่าน้อยกว่าค่าความต้านทานแฝง และค่าความจุให้มีค่ามากกว่าค่าความจุแฝง เพราะจะทำให้ค่าอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นส่งผลกระทบต่อวงจรน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- จิระยุทธ์ มหัทธนนกุล. 2548. **ทฤษฎีและการออกแบบวงจรกรองเลือกความถี่**. กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.
- จิระศักดิ์ โททอง. 2547 “การออกแบบวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณที่ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่และสามารถปรับมุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใหม่.” **ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า. ครุศาสตร์อุตสาหกรรม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.**
- ชัยวัฒน์ สากุล. 2546 “วงจรถ่ายส่งและวงจรถอดรอกที่สองโดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ.” **วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. วิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.**
- ศุภชัย คลั่งทอง. 2554. “วงจรถองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้วงจรถายความนำถ่ายไอออนและยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์อาร์ซี.” **วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.**
- สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี และสันติ ตันตระกูล. 2555. “เทคนิคการสังเคราะห์วงจรถองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ลำดับสอง.” **วารสารครุศาสตร์อุตสาหกรรม. 11(1) : 251-259.**
- อัจฉรวรรณ เนื่องนิต. 2546. “วงจรถองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ CCIIs.” **วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.**
- AD830 "High Speed, Video Difference Amplifier" **Analog Devices**, [Online]. Available : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD830.pdf>
- Chang C. and Lee M.S. 1994. “Universal voltage-mode filter with three inputs and one output using three current conveyors and one voltage follower.” **Electron Letters. 30(25) : 2112-2113.**
- Chang C.M. 1997. “Multifunction biquadratic filters using current conveyors” **IEEE Transactions on Circuits and Systems II. 44(1) : 956-958.**
- Chang C.M. and Chen H.P. 2003. “Universal capacitor-grounded voltage-mode filter with three inputs and a single output.” **International Journal of electronics. 90 (6) : 401-406.**
- Chang C.M. and Chen H.P. 2005. “Single FDCCII-based tunable universal voltage-mode filter” **Circuits, Systems, and Signal Processing. 24(2) : 221-227.**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Chang C.M. and S.H. Tu. 1999 “Universal voltage-mode filter with four inputs and one output using two CCII+s” **International Journal of Electronics**. 86(3) : 305–309.
- Chen H.P. 2008. “Voltage-mode FDCCII-based universal filters” **AEÜ - International Journal of Electronics and Communications**. 62(4) : 320–323.
- Chen H.P. and Liao Y.Z. 2008. “High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filter using FDCCII” **9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology**. : 6-10. Article ID 4734904
- Hassan M.T. and Mahmoud A.S. 2010. “New CMOS DVCC realization and applications to instrumentation amplifier and active-RC filters” **AEÜ - International Journal of Electronics and Communications**. 64(1) : 47–55
- Herencsar N., Koton J. and K. Vrba. 2009. “Single CCTA-based universal biquadratic filters employing minimum components” **International Journal of Computer and Electrical Engineering**. 1(2009) : 307.
- Herensar N., Sotner R., Metin B., Koton J. and Vrba K., 2013 “VDDDA - New ‘voltage differencing’ device for analog signal processing” **Proceeding of the 8th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, Turkey**. Article ID 6713927. Pages 17-20.
- Hornig J.W. 2001. “High-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using three plus-type CCII” **IEEE Transactions on Circuits and Systems II**. 48(2001) : 996–997.
- Hornig J.W. 2001. “Voltage-mode multifunction filter using one current feedback amplifier and one voltage follower” **International Journal of Electronics**. 88(2001) : 153–157.
- Hornig J.W. 2003. “High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs and one CCII” **International Journal of Electronics**. 90(2003) : 185–191.
- Hornig J.W. 2004. “High input impedance voltage-mode universal biquadratic filters with three inputs using plus-type CCII” **International Journal of Electronics**. 91(2004) : 465–475.
- Hornig J.W. 2004. “Voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs” **Active and Passive Electronic Components**. 27(2004) : 85–89.

- Hornig J.W. 2004. "Voltage-mode universal biquadratic filters using CCII's" **IEICE TRANSACTIONS on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences**. 87(2004) : 406–409.
- Hornig J.W. 2007. "High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filter using DDCCs" **IEEE Transactions on Circuits and Systems II**. 54(2007) : 649–652.
- Hornig J.W., Chang C.K. and Chu J.M. 2002. "Voltage-mode universal biquadratic filter using single current-feedback amplifier." **IEICE TRANSACTIONS on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences**. 85(2002) : 1970–1973.
- Hornig J.W., Hsu C.H. and C.Y. Tseng. 2012. "High input impedance voltage-mode universal biquadratic filters with three inputs using three CCs and grounding capacitors, **Radioengineering**. 21(2012) : 290–296.
- Hornig J.W., Lee M.H., Cheng H.C. and Chang C.W. 1997. "New CCII-based voltage-mode universal biquadratic filter" **International Journal of Electronics**. 82(2) : 151–155.
- Hornig J.W., Tsai C.C. and Lee M.H. 1996 "Novel universal voltage-mode biquad filter with three inputs and one output using only two current conveyors" **AEÜ - International Journal of Electronics and Communications**. : 543–546.
- Hou C.L., Huang C.C., Lan Y.S., Shaw J.J. and Chang C.M. 1999. "Current mode and voltage mode universal biquads using a single current feedback amplifier" **International Journal of Electronics**. 86(1999) : 929–932.
- Kilinc S., Keskin A.Ü. and Ugur C. 2007 "Cascadable voltage-mode multifunction biquad employing single OTRA" **Frequenz**. 61(3-4) : 84–86.
- Kumngern M. and Junnapiya S. 2010. "Voltage-mode universal filter with three-input single-output using DDCCs." **IEEE Transactions on Circuits and Systems I**. 746-749.
- Kumngern, M., and Junnapiya, S. 2013. "Tunable voltage-mode multifunction biquadratic filter with three inputs single output employing three single-ended OTAs and two capacitor." **The 4th International Conference on Intelligent System Modeling and Simulation**. : 642-645.

- Kumngern, M., Knobnob, B. and Dejhan, K. 2010. "Electronically tunable high-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter based on simple CMOS OTAs" **AEÜ - International Journal of Electronics and Communications**. 64(10) : 934-939.
- Lbrahim M. A., Minaei S. and Kuntman H. A. 2005 "A 22.5 MHz current-mode KHN-biquad using differential voltage current conveyor and grounded passive elements" **AEÜ - International Journal of Electronics and Communications**. 59(5) : 311-318.
- LT1228 "100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control" **Linear Technology Corporation**, [Online]. Available : <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1228fd.pdf>
- M. Kumngern, M. Somdunyakonok and P. Prommee, 2008. "High-input impedance voltage-mode multifunction filter with three-Input single-output based on simple CMOS OTAs" **International Symposium on Communications and Information Technologies**. (2008) : 426-431.
- Myderrizi I., Minaei S. and Yüce E. 2011. "DXCCII-based grounded inductance simulators and filter applications" **Microelectronics Journal**. 42(9) : 1074-1081.
- Ninsraku, W., Birolek, D., Jaikla, W. and Siripongdee. S. 2014. "Electronically Controlled high input and low output impedance voltage mode multifunction filter with grounded capacitors." **AEÜ - International Journal of Electronics and Communications**. : 68(12) : 1239-1246.
- Pathak J.K., Singh A.K. and Senani R. 2013 "New voltage mode universal filters using only two CDBAs" **ISRN Electronics 2013**. : 1-6.
- Phanruttanachai K. and Jaikla W. 2013. "Third Order Current-mode Quadrature Sinusoidal Oscillator with High Output Impedances" **World Academy of science, Engineering and Technology International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering**. 7(3) : 300-303)
- Pushkar, K.L., Bhaskar, D.R. and Prasad, D. 2013. "A new MISO-type voltage-mode universal biquad using single VD-DIBA." **ISRN Electronics** , Article ID 478213.
- Ranjan A. and Paul S.K. 2011. "Voltage mode universal biquad using CCCII." **Active and Passive Electronic Components**. Vol. 2011, Article ID 439052. 1-5.
- Sánchez-Sinencio, E., Geiger, R.L. and Nevarez-Lozano, H. 1988 "Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structure" **IEEE Transactions on Circuits and Systems**. 35(8) : 936-949.

- Sagbas M. and Koksall M. 2007. "Voltage mode three input single output multifunction filters employing minimum number of components" **Frequenz**. 61(3-4) : 87– 93.
- Satansup J. and Tangsrirat W. 2012. "Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter" **The 27th International Technical Conference on Circuits Systems Computers and Communications**. 2012.
- Sedra A.S. and Smith K.C. 2004 **Microelectronic circuits**. 5nd ed. Florida : Holt, Rinehart and Winston.
- Shah N.A. and Malik M.A. 2005. "Voltage/current-mode universal filter using FTFN and CFA. **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**. 45(2) : 197–203.
- Shah N.A., Rather M.F. and Iqbal S.Z. 2005 "A novel voltage-mode universal filter using a single CFA" **Active Passive Electronic Devices**. 1(2005) : 183–188.
- Singh V.S., Tomar S.R., and Chauhan S.D. 2016. "A new electronically tunable universal mixed-mode biquad filter" **Journal of Engineering Research**. 4(2) : 44-64.
- Siripongdee S. and Jaikla W. 2015 "Single VDDDA-based Voltage-Mode Multifunction Second Order Filter for Analog Signal Processing." **ICIBMS 2015, Track1 : Signal Processing, Computer Networks and Telecommunications, Okinawa, Japan** : 39-42
- Tangsrirat W. 2010. "Novel current-mode and voltage-mode universal biquad filters using single CFTA" **Indian Journal of Engineering and Materials Sciences**. 17(2) : 99–104.
- Tangsrirat W. and Channumsin O. 2011. "Voltage-mode multifunctional biquadratic filter using single DVCC and minimum number of passive elements." **Indian Journal of Pure and Applied Physics**. 49(10) : 703–707.
- Toumarzou C., Lidgley F.J. and Haigh D.G. 1990. "Analogue IC design: the current-mode approach. **London : Peter Peregrinus**. Code 13653
- TS5A3159 "TS5A3159 1- Ω SPDT Analog Switch" **Texas Instruments**, [Online]. Available : <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ts5a3159.pdf>

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายสุรศักดิ์ สังข์แย้ม
วัน เดือน ปีเกิด	19 พฤศจิกายน พ.ศ. 2535
สถานที่เกิด	จังหวัดชัยนาท
ที่อยู่	52 หมู่ที่ 2 ตำบลศิลาदान อำเภอมโนรมย์ จังหวัดชัยนาท 17110
ประวัติการศึกษา	<p>ปีการศึกษา 2553 สำเร็จการศึกษา ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) แผนกวิชาช่างไฟฟ้ากำลัง วิทยาลัยเทคนิคชัยนาท</p> <p>ปีการศึกษา 2558 สำเร็จการศึกษา ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (ค.อ.บ.) สาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม แขนงวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม (เกียรตินิยมอันดับ 1) คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p> <p>ปีการศึกษา 2559 สำเร็จการศึกษาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต (ค.อ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง</p>
ประวัติการทำงาน	ครูผู้ช่วย กลุ่มสาระการเรียนรู้อาชีพและเทคโนโลยี โรงเรียนบางกะปิ สพม. 2 กรุงเทพมหานคร พ.ศ. 2560 – ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้