

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่ควบคุมได้แบบ
อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDDDAs

SYNTHESIS AND DESIGN OF ELECTRONICALLY CONTROLLED
VOLTAGE - MODE MULTIFUNCTION FILTER USING VDDDAS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2567

ลิขสิทธิ์ของคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

SYNTHESIS AND DESIGN OF ELECTRONICALLY CONTROLLED
VOLTAGE - MODE MULTIFUNCTION FILTER USING VDDAS



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

2024

COPYRIGHT OF SCHOOL OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ชื่อเรื่อง	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่ควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDDDAs
นักศึกษา	อดิศักดิ์ เตชผดุง
รหัสประจำตัว	66036040
ปริญญา	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
ปีการศึกษา	2567
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก	รองศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอโครงสร้างวงจรความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองที่ทำงานในโหมดแรงดัน โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA เป็นอุปกรณ์หลัก วงจรความถี่ที่นำเสนอมีลักษณะเป็นวงจรแบบหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (Multiple Input Single Output; MISO) โครงสร้างของวงจรความถี่ประกอบด้วยอุปกรณ์หลักสำเร็จรูป VDDDA จำนวนสองตัว ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวนสองตัว และตัวต้านทานจำนวนสองตัว วงจรความถี่ที่นำเสนอมีความต้านทานทางด้านอินพุตสูงและความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ ทำให้สามารถนำไปเชื่อมต่อกับวงจรอื่นได้โดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์เพิ่มเติม วงจรความถี่ที่นำเสนอสามารถให้ผลการตอบสนองฟังก์ชันการกรองได้ห้าแบบ ได้แก่ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยไม่ต้องมีการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ซึ่งสามารถให้ผลการตอบสนองทั้งห้ารูปแบบได้โดยการเลือกป้อนอินพุตที่เหมาะสม นอกจากนี้ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรยังคงที่ขณะที่ปรับความถี่ธรรมชาติแบบอิเล็กทรอนิกส์ผ่านกระแสไบแอสของ VDDDA ทั้งสองตัว วงจรความถี่ที่นำเสนอมีการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และทดสอบต่อวงจรจริงซึ่งผลการทดสอบวงจรสอดคล้องตามที่คาดไว้ในทางทฤษฎี เมื่อปรับค่าความถี่ธรรมชาติด้วยกระแสไบแอสพบความคลาดเคลื่อนประมาณ 0.18%-0.30% และเมื่อปรับค่าตัวประกอบคุณภาพด้วยตัวต้านทานมีความคลาดเคลื่อนประมาณ 8%-12.25%

คำสำคัญ: วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต, วงจรกรองหลายหน้าที่, โหมดแรงดัน, การควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์, AD830, LM13700

Title SYNTHESIS AND DESIGN OF ELECTRONICALLY CONTROLLED
VOLTAGE - MODE MULTIFUNCTION FILTER USING VDDDA

Student ADISAK DECHPHADUNG

Student ID 66036040

Degree Master of Science in Industrial Education Program in
Electrical Communications Engineering

Academic Year 2024

Advisor Associate Professor Dr. WINAI JAIKLA

ABSTRACT

This thesis proposes a second-order multifunction filter functioning in voltage mode. It utilizes VDDDA as the active element, with multiple inputs and a single output (MISO). The proposed filter structure comprises two VDDDA, two grounded capacitors, and two resistors. A key advantage of the proposed filter is its high input impedance and low output impedance, enabling seamless cascading with other circuits without requiring an additional buffer stage. The presented filter can achieve five standard filter responses: high-pass (HP), low-pass (LP), band-pass (BP), band-reject (BR), and all-pass (AP). This versatility is achieved by simply selecting the appropriate input signal. The design eliminates the need for component matching. A notable feature of this circuit is that its quality factor (Q) remains constant while the natural frequency (ω_0) is electronically adjusted via the bias current (I_B) of both VDDDA devices. The proposed frequency filter circuit was tested for its performance using the PSPICE program and also by constructing a real circuit. The results of the circuit tests were consistent with theoretical expectations. When adjusting the natural frequency with bias current, an error of approximately 0.18%-0.30% was observed. When adjusting the quality factor with resistors, an error of approximately 8%-12.25% was observed.

Keywords: VDDDA, multifunction filter, MISO, voltage-mode, electronic controllability, AD830, LM13700.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยความเรียบร้อย อันเนื่องมาจากความอนุเคราะห์ ความกรุณา และความเมตตาจากผู้มีพระคุณหลายท่าน ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ ให้ข้อมูล คำแนะนำ คำปรึกษา ตลอดจนข้อเสนอแนะอันมีคุณค่า และกำลังใจอันเปี่ยมล้นแก่ข้าพเจ้าในการดำเนินการ ศึกษาวิจัยจนบรรลุผลสำเร็จตามวัตถุประสงค์

ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้ความเมตตาอันยิ่งใหญ่ตั้งแต่เริ่มต้นการศึกษา โดยได้ถ่ายทอดความรู้ทางวิชาการอย่างลึกซึ้ง ให้ คำปรึกษาและชี้แนะอย่างใกล้ชิดในทุกขั้นตอนของการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนตรวจสอบเนื้อหา วิทยานิพนธ์อย่างละเอียดถี่ถ้วน อีกทั้งยังให้ข้อคิดและแนวทางในการดำเนินชีวิต รวมถึงโอกาส อันมีคุณค่าหลายประการ อันทำให้ข้าพเจ้ารู้สึกอบอุ่นและมีความสุขตลอดระยะเวลาของการศึกษา ข้าพเจ้าขอเคารพพรักท่านเสมือนบิดาอีกท่านหนึ่ง

ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ ผศ.ดร.ภมร ศิลาพันธ์ รศ.ดร.วิสุทธิ สุนทรกนกพงศ์ รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ และ รศ.ดร.ปิยะ ศุภวารสุวัฒน์ ที่ได้กรุณาให้ข้อคิดเห็น อันเป็น ประโยชน์ยิ่งในการตรวจสอบและแนะนำแนวทางในการปรับปรุงวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้องและ สมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ข้าพเจ้าขอแสดงความขอบพระคุณต่อคณาจารย์ทุกท่าน ทั้งในอดีตและปัจจุบัน ที่ได้ ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ รวมถึงถ่ายทอดแง่คิด ประสบการณ์ และแรงบันดาลใจที่เป็น ประโยชน์อย่างยิ่งต่อการดำเนินการวิจัยครั้งนี้ จนสามารถบรรลุผลสำเร็จตามเป้าหมายที่ตั้งไว้ ท้ายที่สุดนี้ ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวอันเป็นที่รักยิ่ง ซึ่งได้เป็น กำลังใจหลักที่มั่นคง ทั้งยังให้การสนับสนุนและช่วยเหลือในทุกด้านด้วยความรัก ความเข้าใจ และ ความอดทนมาโดยตลอด

ข้าพเจ้าขอขอบคุณค่าและประโยชน์อันเกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แต่บิดา มารดา ครู บาดอาจารย์ และผู้มีพระคุณทุกท่าน ด้วยความเคารพและสำนึกในพระคุณอย่างสูงสุด

อดิศักดิ์ เดชมดุง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูปภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	7
1.5 คำนียามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	8
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	9
2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองความถี่.....	9
2.2 ขั้วและศูนย์ (Poles and Zeros).....	14
2.3 วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง.....	16
2.4 หลักการทั่วไปของวงจรมอดูเลชันต่างแรงดันเอาต์พุต (VDDDA).....	22
2.5 ความไวของวงจรกรองความถี่.....	24
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	25
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	50
3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	50
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่กรณีอุดมคติ.....	57
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรกรองความถี่กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	63
3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่.....	79

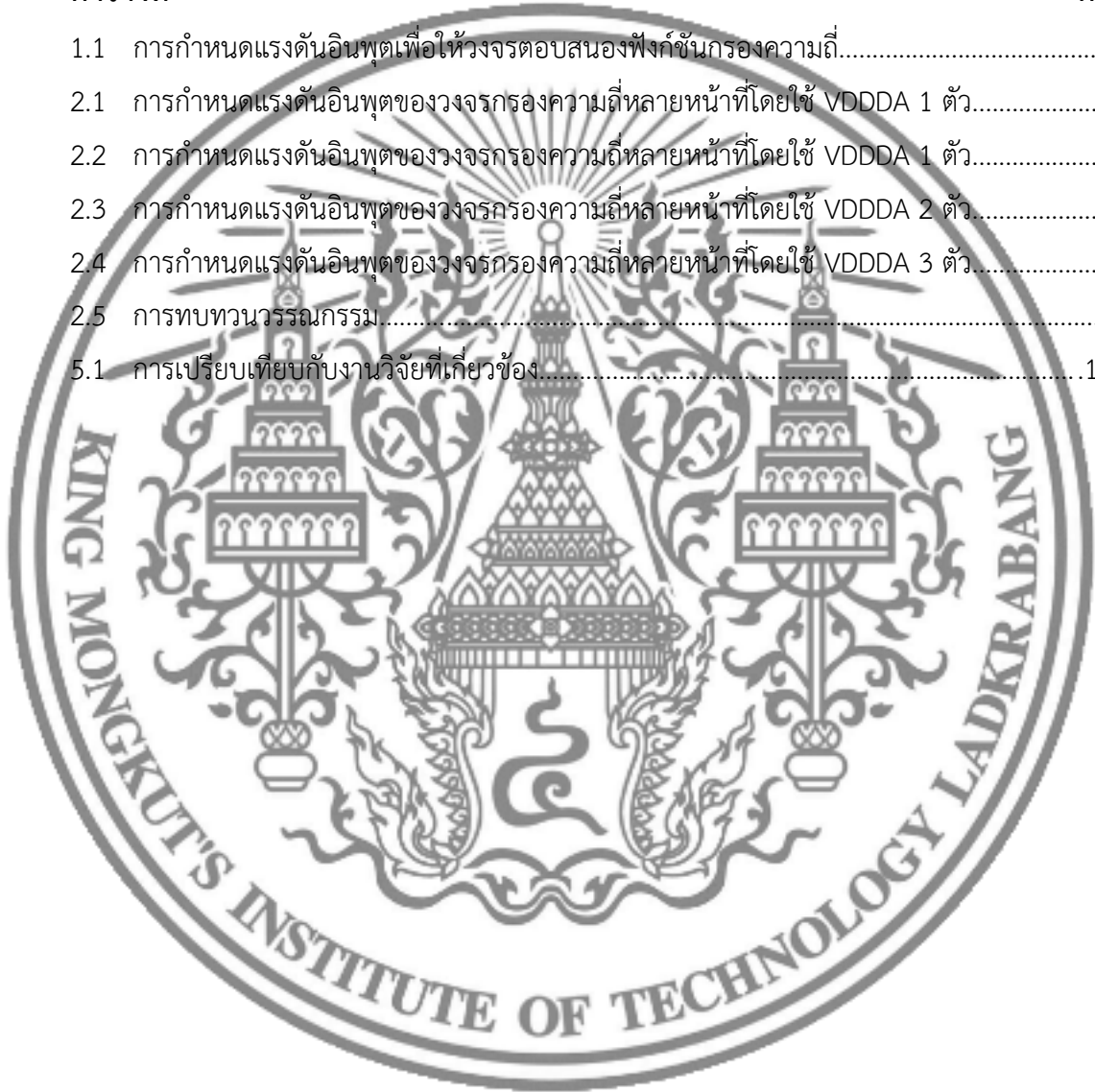
สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	81
บทที่ 4 ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล.....	84
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE.....	84
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....	96
4.3 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่สามารถควบคุม ได้แบบอิเล็กทรอนิกส์จากวงจรรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สอง.....	108
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	118
5.1 สรุปและอภิปรายผลการวิจัย.....	118
5.2 การเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	120
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	121
บรรณานุกรม.....	123
ประวัติผู้เขียน.....	127

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่.....	5
2.1 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว.....	31
2.2 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว.....	33
2.3 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัว.....	35
2.4 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัว.....	40
2.5 การทบทวนวรรณกรรม.....	48
5.1 การเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	120



สารบัญรูปภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร.....	4
2.1 วงจรกรองความถี่ (ก) โดเมนเวลา (ข) โดเมนความถี่.....	10
2.2 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ.....	11
2.3 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่สูง.....	11
2.4 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	12
2.5 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองหยุดแถบความถี่.....	13
2.6 การตอบสนองทางขนาดของวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	13
2.7 การตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่สอง (ก) การตอบสนองแบบนำหน้า (ข) การตอบสนองแบบล่าหลัง.....	14
2.8 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับที่สอง.....	17
2.9 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับที่สอง.....	18
2.10 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สอง.....	19
2.11 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่อันดับที่สอง.....	20
2.12 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่สอง.....	21
2.13 อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA (ก) สัญลักษณ์ (ข) วงจรสมมูล (ค) โครงสร้างของ VDDDA (ง) การควบคุมกระแสไบแอสผ่านแรงดัน V_C	23
2.14 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัว ที่นำเสนอโดย Koton, et al.....	26
2.15 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัว ที่นำเสนอโดย Soisang, et al.....	28
2.16 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว ที่นำเสนอโดย Siripongdee and Jaikla.....	30
2.17 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว ที่นำเสนอโดย Chaichana, et al.....	32
2.18 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัว ที่นำเสนอโดย Sangyaem, et al.....	34

สารบัญรูปร่าง (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.19 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัว ที่นำเสนอโดย Tuntrakool, et al.....	36
2.20 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัวที่นำเสนอโดย Supavarasuwat, et al.....	39
2.21 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัวที่นำเสนอโดย Huaihongthong, et al.....	41
2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัวที่นำเสนอโดย Kulapong, et al.....	43
2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัวที่นำเสนอโดย Huaihongthong, et al.....	45
2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัวที่นำเสนอโดย Jaikla, et al.....	46
3.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดัน สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	50
3.2 วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่ง.....	55
3.3 วงจรอินติเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่สอง.....	56
3.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA ที่ได้ สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.1.....	56
3.5 ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงที่ขั้วของ VDDDA.....	69
3.6 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกรณีพิจารณาผลกระทบจากตัวเก็บประจุ และตัวต้านทานแฝง.....	70
4.1 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยใช้ โปรแกรม PSPICE.....	84
4.2 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่.....	85
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส.....	86

สารบัญรูปร่างภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (ก) $f = 10 \text{ kHz}$ (ข) $f = 100 \text{ kHz}$ (ค) $f = 1 \text{ MHz}$	87
4.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (ก) $f = 10 \text{ kHz}$ (ข) $f = 100 \text{ kHz}$ (ค) $f = 1 \text{ MHz}$	89
4.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก) $f = 10 \text{ kHz}$ (ข) $f = 78 \text{ kHz}$ (ค) $f = 100 \text{ kHz}$ (ง) $f = 128 \text{ kHz}$ (จ) $f = 1 \text{ MHz}$	91
4.7 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก) $f = 10 \text{ kHz}$ (ข) $f = 78 \text{ kHz}$ (ค) $f = 100 \text{ kHz}$ (ง) $f = 128 \text{ kHz}$ (จ) $f = 1 \text{ MHz}$	93
4.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก) $f = 10 \text{ kHz}$ (ข) $f = 100 \text{ kHz}$ (ค) $f = 1 \text{ MHz}$	94
4.9 การควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสโดยปรับค่ากระแสไบแอส.....	95
4.10 การควบคุมตัวประกอบคุณภาพฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสโดยปรับค่า R_2	96
4.11 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง.....	97
4.12 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่จากการต่อวงจรจริง.....	98
4.13 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสเมื่อปรับค่ากระแสไบแอสทดสอบโดยการต่อวงจรจริง.....	98
4.14 การควบคุมตัวประกอบคุณภาพฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสเมื่อปรับค่า R_2 โดยการต่อวงจรจริง.....	99
4.15 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (ก) $f = 10 \text{ kHz}$ (ข) $f = 100 \text{ kHz}$ (ค) $f = 1 \text{ MHz}$	100

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.16 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (ก) $f = 10$ kHz (ข) $f = 100$ kHz (ค) $f = 1$ MHz.....	102
4.17 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก) $f = 10$ kHz (ข) $f = 78$ kHz (ค) $f = 100$ kHz (ง) $f = 128$ kHz (จ) $f = 1$ MHz.....	104
4.18 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก) $f = 10$ kHz (ข) $f = 78$ kHz (ค) $f = 100$ kHz (ง) $f = 128$ kHz (จ) $f = 1$ MHz.....	106
4.19 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก) $f = 10$ kHz (ข) $f = 100$ kHz (ค) $f = 1$ MHz.....	107
4.20 กรอบแนวคิดในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์.....	108
4.21 วงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สองที่นำมาประยุกต์.....	109
4.22 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอ.....	110
4.23 สัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่วัดได้.....	112
4.24 สเปกตรัมเอาต์พุตการทดลองของรูปคลื่นไซน์ (ก) V_{O1} (ข) V_{O2}	113
4.25 ความสัมพันธ์ของค่าความถี่ที่วัดได้กับกระแสไบแอส.....	113
4.26 ความสัมพันธ์ของเฟส $V_{O1} - V_{O2}$ เทียบกับค่าความถี่ที่วัดได้.....	114
4.27 แอมพลิจูดของ V_{O1} และ V_{O2} เทียบกับการทดลอง.....	114
4.28 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของ V_{O1} และ V_{O2} เทียบกับค่าความถี่ในการทดลอง.....	115
4.29 วงจรกำเนิดสัญญาณ FM.....	116
4.30 สัญญาณข้อมูล (-) เทียบกับสัญญาณ FM (-).....	116

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองความถี่ (Frequency Filter) เป็นวงจรไฟฟ้าพื้นฐานที่ออกแบบมาเพื่อเลือกหรือกำจัดสัญญาณที่มีความถี่เฉพาะเจาะจงในระบบอิเล็กทรอนิกส์ วงจรเหล่านี้มีความสำคัญอย่างยิ่งในหลากหลายระบบ เช่น ระบบสื่อสาร ระบบควบคุม ระบบเสียง และอุปกรณ์ทางการแพทย์ เป็นต้น โดยทั่วไปสามารถจำแนกเป็นห้าแบบ ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรเหล่านี้มักประกอบด้วยตัวต้านทาน (Resistor) ตัวเก็บประจุ (Capacitor) และตัวเหนี่ยวนำ (Inductor) แต่เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพ เช่น การเพิ่มอัตราขยาย (Gain) อาจมีการใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (Active Components) เช่น ตัวขยายสัญญาณ (Operational Amplifier) ซึ่งได้รับการออกแบบให้เหมาะสมกับการใช้งานที่ต้องการ เป็นต้น (Sedra & Smith, 2004)

วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ (Multifunction Filter) เป็นวงจรกรองที่สามารถทำหน้าที่กรองความถี่ได้หลายแบบภายในวงจรเดียวกัน โดยวงจรกรองความถี่อันดับหนึ่งสามารถให้ได้สามฟังก์ชัน ขณะที่วงจรกรองอันดับที่สองสามารถให้ได้ถึงห้าฟังก์ชันในโครงสร้างเดียวกัน การใช้วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่จึงช่วยลดจำนวนของวงจรที่ต้องใช้ในระบบ รวมถึงลดต้นทุนและขนาดของวงจร (Laker & Sansen, 1994) หากจะพิจารณาตามจำนวนอินพุตและเอาต์พุตของวงจร สามารถแบ่งวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ได้สามรูปแบบ คือ แบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Multiple Inputs-Single Output; MISO) แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต (Single Input-Multiple Outputs; SIMO) และแบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุต (Multiple Inputs-Multiple Outputs; MIMO)

ในปัจจุบัน การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบแอนะล็อกโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active Building Block; ABB) มีบทบาทสำคัญในวงการอิเล็กทรอนิกส์และออกแบบวงจร เนื่องจากช่วยให้นักออกแบบสามารถสร้างวงจรที่ซับซ้อนได้ง่ายและมีประสิทธิภาพ มีความสะดวกในการออกแบบและการสร้างวงจร ช่วยลดจำนวนของอุปกรณ์ที่ต้องใช้ในการสร้างวงจร ซึ่งช่วยประหยัด

พื้นที่บนบอร์ดวงจรและลดความซับซ้อนในการออกแบบ เป็นต้น ทำให้วงจรมีความสามารถในการทำงานได้ดียิ่งขึ้นอีกด้วย โดย (Herencsar et. al., 2013) ได้นำเสนอแนวคิดของอุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปทำงานในโหมดแรงดันและโหมตกระแส โครงสร้างประกอบด้วยวงจรรขยายความนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier; OTA) ต่อร่วมกับวงจรรขยายผลต่างแรงดัน (Voltage Differencing Differential Difference Unit; VDDDU) มีชื่อว่าวงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differential Differencing Different Amplifier; VDDDA) วงจรรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต มีความสำคัญในหลายแง่มุมของการประมวลผลสัญญาณและการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โดยคุณสมบัติที่น่าสนใจของ VDDDA คือ เป็นอุปกรณ์ที่มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูงและความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ จะสะดวกต่อการนำไปต่อкасเคด (Cascade) หรือต่อร่วมกับวงจรรภาคอื่นๆ ได้โดยปราศจากวงจรรบัฟเฟอร์ (Voltage Buffer) ทั้งนี้ยังสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) โดยการควบคุมกระแสไบแอสจากภายนอก และไม่จำเป็นต้องใช้วงจรรวมสัญญาณจากภายนอกเพิ่มเติม

จากการทบทวนวรรณกรรมเกี่ยวกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่โหมตแรงดันแบบหลายหน้าที่อันดับที่สองโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA พบว่าวงจรรองความถี่เหล่านั้นบางวงจรรยังมีข้อจำกัดดังนี้

1. ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA มากกว่า 2 ตัว (Koton et al., 2013), (Tuntrakool et al., 2017), (Supavarasuwat et al., 2018), (Huaihongthong et al., 2019)
2. ไม่ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017) การใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ถือเป็นแนวทางที่สำคัญในการจัดการและลดผลกระทบของความต้านทานและความจุแฝงภายในวงจร ซึ่งช่วยลดสัญญาณรบกวนได้อย่างมีประสิทธิภาพ
3. ความต้านทานทางด้านอินพุตไม่สูง (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017) เมื่อนำไปต่อкасเคดกับวงจรรอื่นอาจจะใช้วงจรรบัฟเฟอร์เพิ่มเติม
4. ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ (Soisang et al., 2015), (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017), (Tuntrakool et al., 2017), (Huaihongthong et al., 2019), (Kulapong et al., 2019) เมื่อนำไปต่อкасเคดอาจจะต้องใช้วงจรรบัฟเฟอร์เพิ่มเติม
5. ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยไม่กระทบตัวประกอบคุณภาพ (Chaichana et al., 2017), (Sangyaem et al., 2017), (Kulapong et al., 2019), (Jaikla et al., 2021)

6. ให้ฟังก์ชันการกรองความถี่ได้ไม่ครบทั้งห้าฟังก์ชันภายในโครงสร้างวงจรเดียวกัน (Soisang et al., 2015), (Kulapong et al., 2019)

7. เมื่อปรับตัวประกอบคุณภาพแล้ว จะส่งผลกระทบต่ออัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่มากกว่า 3 ฟังก์ชัน (Soisang et al., 2015), (Tuntrakool et al., 2017), (Supavarasuwat et al., 2018), (Huaihongthong et al., 2019), (Kulapong et al., 2019), (Huaihongthong et al., 2023)

8. โครงสร้างของวงจรไม่ได้ใช้วงจรรวมที่มีในเชิงพาณิชย์ (Koton et al., 2013), (Soisang et al., 2015), (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017), (Kulapong et al., 2019) การออกแบบวงจรที่ไม่ได้ใช้วงจรรวมที่มีในเชิงพาณิชย์ จะมีต้นทุนสูงหากใช้งานในปริมาณน้อย

9. ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ (Tuntrakool et al., 2017)

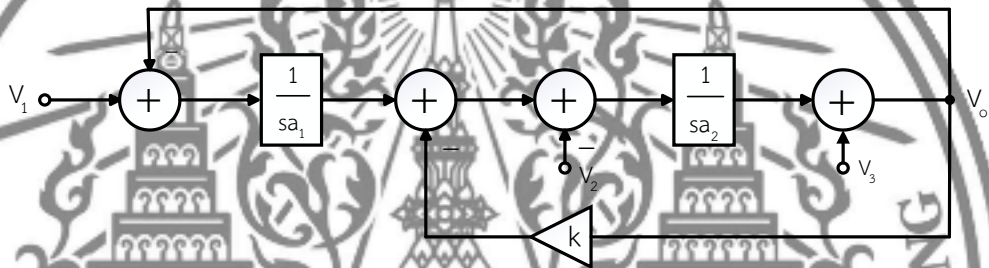
จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้น ผู้วิจัยมีจุดมุ่งหมายเพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใหม่คแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟ VDDDA สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยไม่กระทบกับตัวประกอบคุณภาพ วงจรมีความต้านทานด้านอินพุตสูงและความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ ใช้อุปกรณ์ในการออกแบบจำนวนน้อย อีกทั้งไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปที่มีโครงสร้างเป็นวงจรรวมที่มีในเชิงพาณิชย์

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใหม่คแรงดันที่ควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDDDA
2. เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะวงจรที่ได้สังเคราะห์เมื่อทำงานในกรณีอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ
3. เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบ ด้วยโปรแกรม PSPICE และทดสอบต่อวงจรจริง
4. เพื่อประยุกต์ใช้งานวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอให้ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่ควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDDDA ที่มีความต้านทานด้านอินพุตสูงและความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) ต่อกับวงจรรวมสัญญาณและวงจรขยาย โครงสร้างวงจรมีสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ดังภาพที่ 1.1 โดยที่ a_1 และ a_2 คือ ค่าคงที่เวลาของอินทิเกรเตอร์ (Time Constant) k คือ อัตราขยาย



ภาพที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

จากกรอบแนวคิด ในภาพที่ 1.1 จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ดังสมการที่ (1.1) ซึ่งจะพบว่า วงจรสามารถให้ผลการตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชัน โดยมีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ อีกทั้งฟังก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านแถบความถี่

$$V_o = \frac{s^2 V_3 - \frac{sV_2}{a_2} + \frac{V_1}{a_1 a_2}}{s^2 + \frac{sk}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}} \quad (1.1)$$

จากสมการที่ (1.1) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตตามตารางที่ 1.1 เพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องการการแกมมาซึ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุต และวงจรขยายแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม

ตารางที่ 1.1 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให่วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
	V_1	V_2	V_3
V_o	V_1	V_2	V_3
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	GND	GND	V_{in}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	V_{in}	GND	GND
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	GND	V_{in}	GND
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	V_{in}	GND	V_{in}
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	V_{in}	V_{in}	V_{in}

เมื่อกำหนดให้ $V_3 = V_{in}$ และ $V_1 = V_2 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting High Pass Filter) ดังสมการที่ (1.2)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{sk}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}} \quad (1.2)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_{in}$ และ $V_2 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Low Pass Filter) ดังสมการที่ (1.3)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{s^2 + \frac{sk}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}} \quad (1.3)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_2 = V_{in}$, $V_1 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส (Inverting Band Pass Filter) ดังสมการที่ (1.4)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-\frac{s}{a_2}}{s^2 + \frac{sk}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}} \quad (1.4)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_3 = V_{in}$ และ $V_2 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Band Reject Filter) ดังสมการที่ (1.5)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 + \frac{1}{a_1 a_2}}{s^2 + \frac{sk}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}} \quad (1.5)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ และ $k = 1$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting All Pass Filter) ดังสมการที่ (1.6)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 - \frac{s}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}}{s^2 + \frac{s}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}} \quad (1.6)$$

จากสมการที่ (1.2) - (1.6) จะได้ความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{a_1 a_2}} \quad (1.7)$$

และ

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{a_2}{a_1}} \quad (1.8)$$

จากสมการที่ (1.7) และ (1.8) จะเห็นได้ว่า สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้ด้วยตัวแปร a_1 และ a_2 และวงจรรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์เป็นวงจรรองความถี่ที่มีอัตราขยายแถบผ่านเท่ากับ 1

ถ้ากำหนดให้ $a_1 = a_2 = a$ จะได้ความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพ ดังนี้

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

และ

$$Q = \frac{1}{k} \quad (1.10)$$

จากสมการ (1.9) และ (1.10) จะเห็นได้ว่า เราสามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้อิสระจากตัวประกอบคุณภาพ ผ่านการปรับพารามิเตอร์ a และ k

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1. วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่ปรับความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่กระทบตัวประกอบคุณภาพ ในทำนองเดียวกันเมื่อปรับค่าตัวประกอบคุณภาพจะไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ
2. ใช้วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (VDDDA) เป็นอุปกรณ์แอกทิฟจำนวน 2 ตัว โดยมีตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว
3. มีความต้านทานทางอินพุตสูงและทางเอาต์พุตต่ำ
4. ไม่ต้องการการแมทชิงกันของอุปกรณ์
5. สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานเอาต์พุต 5 พังค์ชัน โดยมีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองหยุดแถบความถี่ กรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านแถบความถี่ โดยเลือกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายแรงดันที่อินพุตของวงจร
6. ทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง

7. ใช้ VDDDA ที่สร้างมาจากวงจรรวมเชิงพาณิชย์
8. สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่กระทบค่าปัจจัยคุณภาพ
9. ช่วงความถี่ใช้งานสูงสุดไม่เกิน 1 MHz

1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

เพื่อให้เกิดความเข้าใจที่ถูกต้องตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย จึงกำหนดความหมายของคำศัพท์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการวิจัยดังนี้

1. วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (Voltage Differencing Differential Difference Amplifier; VDDDA) หมายถึง อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปชนิดหนึ่ง เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบแอกทิฟ มีหกขั้ว ประกอบด้วยขั้วแรงดันขาเข้าสี่ขั้ว คือ V_+ , V_- , N และ P มีความต้านทานสูง ขั้วกระแสขาออก คือ Z มีความต้านทานสูง และขั้วแรงดันขาออก คือ W มีความต้านทานต่ำ
2. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่ควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ VDDDA หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถให้การตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบ ได้แก่ กรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส กรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส กรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส โดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแรงดัน เลือกรับการตอบสนองฟังก์ชันการทำงานโดยการเลือกป้อนสัญญาณอินพุตตามที่กำหนด
3. การควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง วิธีการปรับความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่ากระแสหรือแรงดันจากภายนอก
4. การออกแบบวงจร (Circuit Design) หมายถึง ขั้นตอนการออกแบบวงจรเพื่อให้ทำงานตามที่ต้องการ โดยการนำสมการมากำหนดค่าอุปกรณ์ให้ได้เอาต์พุตที่ต้องการ เช่น ต้องการให้เกนของวงจรเท่ากับ 2 ผลของการออกแบบวงจรจะได้ค่าอุปกรณ์ต่างๆ ออกมา เป็นต้น
5. การสังเคราะห์วงจร (Circuit Synthesis) หมายถึง การนำอุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA มาต่อร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟตามกรอบแนวคิดเพื่อให้วงจรมีคุณสมบัติตามต้องการ
6. การประยุกต์ใช้งาน หมายถึง การนำวงจรกรองผ่านแถบความถี่มาสังเคราะห์และออกแบบเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์

บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

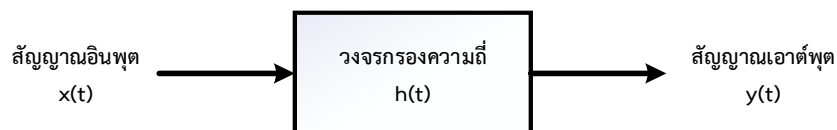
วิทยานิพนธ์เรื่อง การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่ปรับได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่กระทบอัตราขยายช่วงแถบผ่านในครั้งนี ผู้วิจัยมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โดยใช้ VDDDA ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยจะประกอบด้วยหัวข้อ ดังต่อไปนี้

- 2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองความถี่
- 2.2 ขั้วและศูนย์ (Poles and Zeros)
- 2.3 วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง
- 2.4 หลักการทั่วไปของวงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต (VDDDA)
- 2.5 ความไวของวงจรกรองความถี่
- 2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

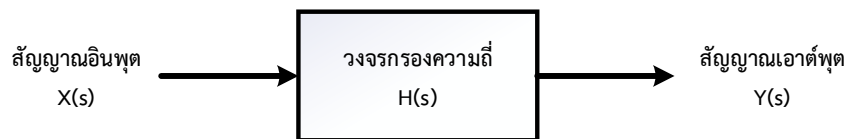
2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองความถี่

2.1.1 กล่าวนำ

วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ (2015) ได้นิยามความหมายของวงจรกรองความถี่ไว้ว่า หมายถึง วงจรไฟฟ้าที่ออกแบบขึ้นเพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงที่กำหนดไว้ และในขณะเดียวกันก็จะทำหน้าที่กักหรือลดทอนสัญญาณที่มีสเปกตรัมความถี่นอกเหนือไปจากช่วงที่ได้กำหนดเอาไว้ ดังนั้น วงจรกรองความถี่แอนะล็อก (Analog Filter) จึงหมายถึง วงจรกรองความถี่ที่ทำหน้าที่ประมวลผลสัญญาณสามารถเขียนแสดงคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ได้ดังภาพที่ 2.1



(ก) โดเมนเวลา



(ข) โดเมนความถี่

ภาพที่ 2.1 วงจรรองความถี่

ภาพที่ 2.1(ก) แสดงวงจรรองความถี่ในโดเมนเวลา (Time Domain) เมื่อ $x(t)$ และ $y(t)$ แทนถึง สัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุต ตามลำดับ ซึ่งเป็นได้ทั้งสัญญาณในรูปแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้า ส่วน $h(t)$ แทนถึง ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของวงจร (Impulse Response) ภาพที่ 2.1(ข) แสดงวงจรรองความถี่ในโดเมนความถี่ (Frequency Domain) เมื่อ $X(s)$ และ $Y(s)$ แทนถึง ผลการแปลงลาปลาซของสัญญาณอินพุต $x(t)$ และสัญญาณเอาต์พุต $y(t)$ ดังนั้นในกรณีนี้มีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองความถี่จะอยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน $H(s)$ ดังนี้

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (2.1)$$

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0} \quad (2.2)$$

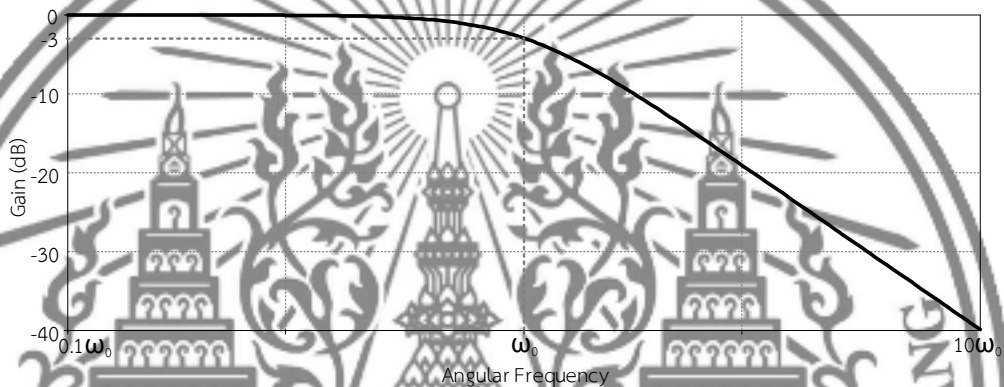
$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.3)$$

โดยที่ $m \leq n$ และ $N(s)$ และ $D(s)$ คือ พหุนามตัวเศษ และพหุนามตัวส่วน ตามลำดับ

วงจรรองความถี่แอนะล็อกสามารถจำแนกออกได้เป็น 5 ชนิด คือ วงจรรองผ่านความถี่ต่ำ วงจรรองผ่านความถี่สูง วงจรรองกรองผ่านแถบความถี่ วงจรรองหยุดแถบความถี่ และวงจรรองผ่านทุกความถี่

2.1.2 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

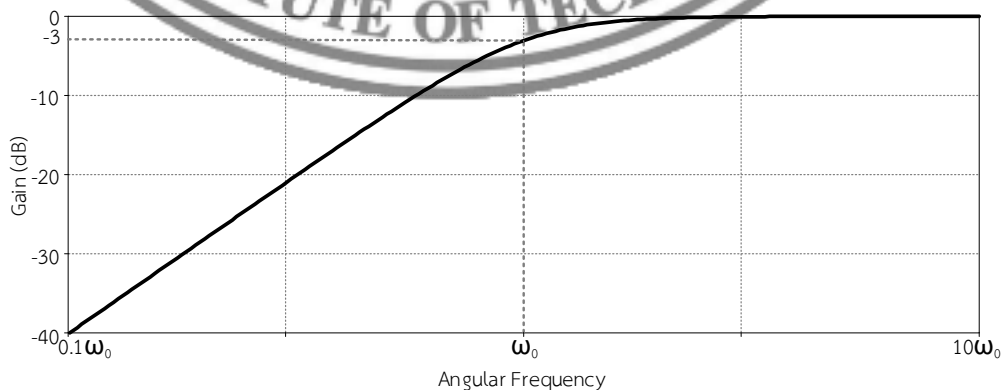
ผลตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแสดงได้ดังภาพที่ 2.2 ซึ่งจะเห็นว่าคุณสมบัติการทำงานของวงจรจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ในช่วง $\omega = 0$ จนถึง $\omega = \omega_0$ ผ่านไปยังด้านเอาต์พุตของวงจรได้ และจะทำการตัดสัญญาณที่มีความถี่ในช่วงตั้งแต่ $\omega = \omega_0$ จนถึง $\omega = \infty$ ออกไป



ภาพที่ 2.2 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

2.1.3 วงจรกรองผ่านความถี่สูง

ผลตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่สูงแสดงได้ดังภาพที่ 2.3 คุณสมบัติการทำงานของวงจรกรองความถี่ชนิดนี้ จะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ในช่วงแถบผ่าน $\omega = \omega_0$ และ $\omega > \omega_0$ ผ่านไปได้ ในขณะที่สัญญาณความถี่ในช่วงแถบหยุด $\omega < \omega_0$ ก็จะถูกลดทอนลงไป



ภาพที่ 2.3 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านความถี่สูง

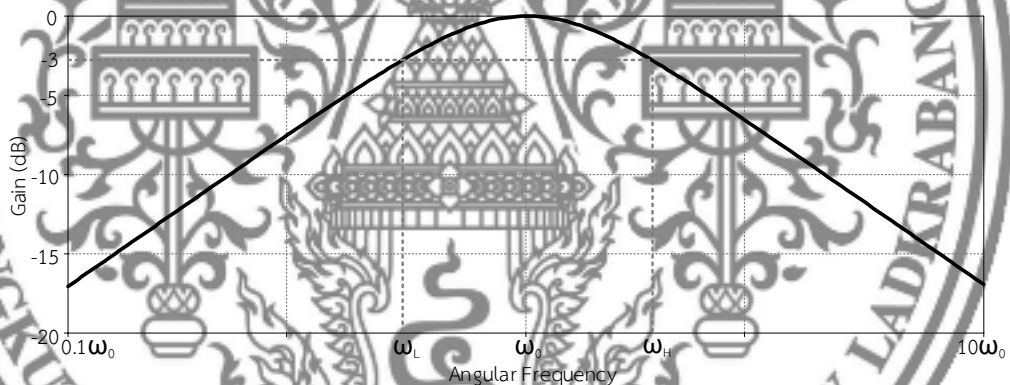
2.1.4 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

ผลตอบสนองทางความถี่ขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แสดงได้ดังภาพที่ 2.4 คุณสมบัติการทำงานของวงจรกรองชนิดนี้จะยอมให้สัญญาณอินพุตที่มีความถี่อยู่ในช่วงแถบผ่าน $\omega_L < \omega_0 < \omega_H$ ผ่านไปยังเอาต์พุตของวงจรได้ สัญญาณความถี่นอกเหนือจากช่วงดังกล่าวก็จะถูกลดลงไป กรณีนี้ช่วงแบนด์วิดท์ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$BW = \omega_H - \omega_L \quad (2.4)$$

และค่าความถี่ธรรมชาติของวงจร สามารถคำนวณหาได้จาก

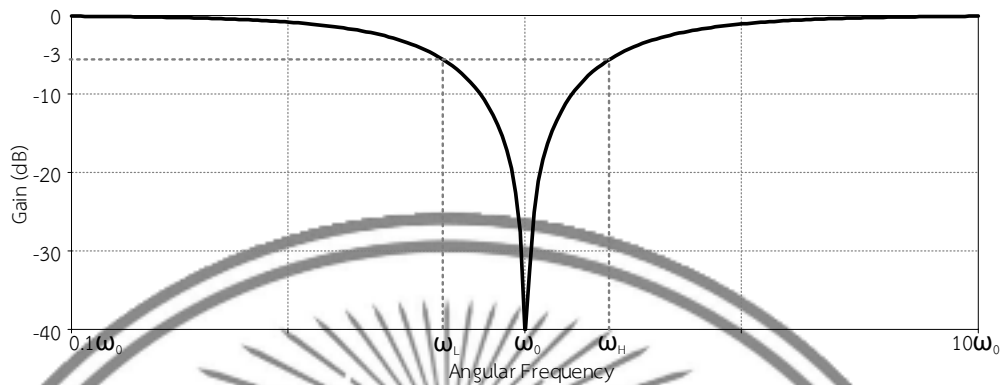
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_L \omega_H} \quad (2.5)$$



ภาพที่ 2.4 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

2.1.5 วงจรกรองหยุดแถบความถี่

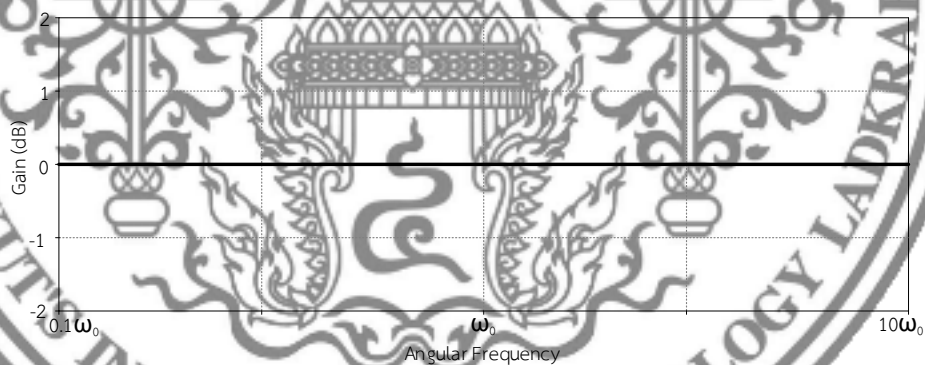
วงจรกรองหยุดแถบความถี่ เป็นวงจรกรองความถี่ที่มีคุณสมบัติผลตอบสนองทางขนาดในช่วงแถบหยุดสมมาตรกับช่วงแถบผ่านของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ดังแสดงในภาพที่ 2.5 จากภาพ สังเกตเห็นว่าช่วงความถี่ $\omega_L < \omega_0 < \omega_H$ คือ ช่วงความถี่แถบหยุดของวงจรซึ่งขนาดอัตราขยายมีค่าต่ำกว่าค่าที่กำหนด และทั่วไปมีขนาดต่ำมาก หรือมีค่าเท่ากับศูนย์ในทางอุดมคติ



ภาพที่ 2.5 การตอบสนองทางความถี่และขนาดของวงจรรองหยุดแถบความถี่

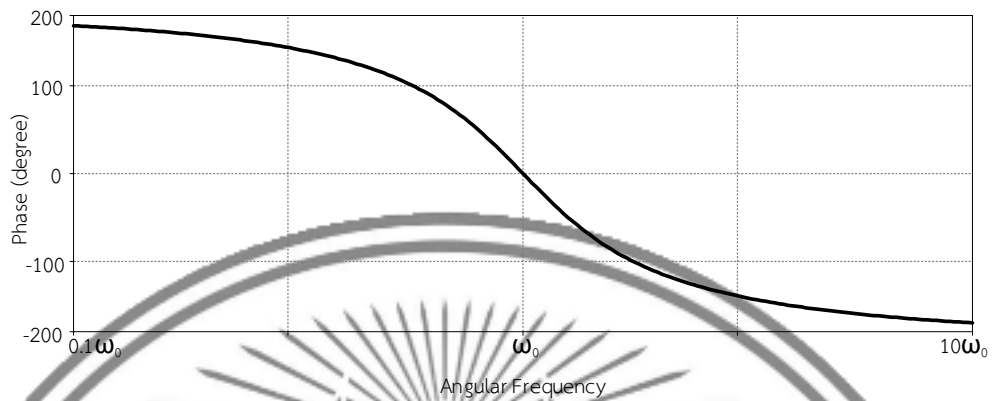
2.1.6 วงจรรองผ่านทุกความถี่

วงจรรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (AP+) และวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส (AP-) การตอบสนองของแรงดันไฟฟ้าที่ได้รับจะคงที่ในทุกช่วงความถี่ การตอบสนองทางขนาดของวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบ AP+ และ AP- แสดงในภาพที่ 2.6

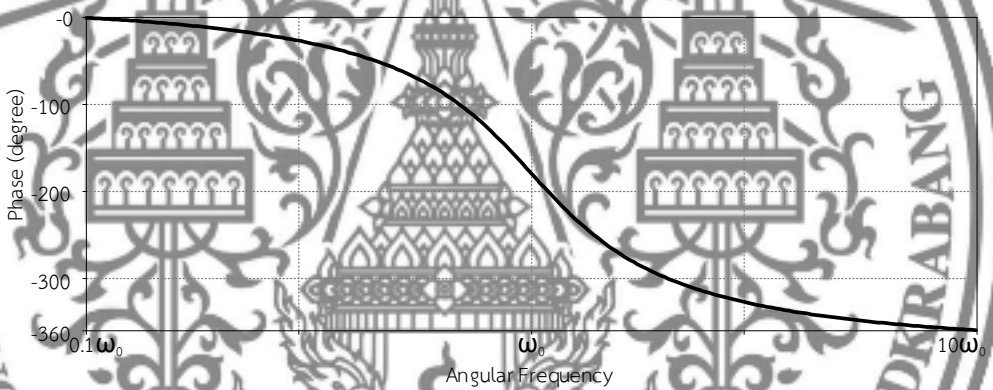


ภาพที่ 2.6 การตอบสนองทางขนาดของวงจรรองผ่านทุกความถี่

สำหรับวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับที่สอง AP+ จะมีการตอบสนองทางเฟสหน้าหน้า เปลี่ยนจาก 180 องศาไปจนถึง -180 องศา สำหรับ AP- นั้นจะมีการตอบสนองทางเฟสลำหลัง เปลี่ยนจาก 0 เป็น -360 องศา การตอบสนองทางเฟสของวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบ AP+ และ AP- แสดงในภาพที่ 2.7



(ก) การตอบสนองแบบนำหน้า



(ข) การตอบสนองแบบล่าหลัง

ภาพที่ 2.7 การตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่สอง

2.2 ขั้วและศูนย์ (Poles and Zeros)

รูปแบบทั่วไปของสมการอนุพันธ์ของระบบเชิงเส้นใด ๆ สามารถเขียนอธิบายได้ดังนี้

$$b_m \frac{d^m y}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} y}{dt^{m-1}} + \dots + b_0 y = a_n \frac{d^n x}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 x \quad (2.6)$$

โดยที่ $x(t)$ คือตัวกระตุ้น (Excitation) และ $y(t)$ คือผลตอบสนอง (Response) ของระบบ เมื่อทำการแปลงลาปลาซสมการที่ (2.6) โดยอาศัยคุณสมบัติ

$$L\left[\frac{d^k y}{dt^k}\right] = s^k Y(s) - s^{k-1}y(0) - \dots - y^{k-1}(0) \quad (2.7)$$

ดังนั้นสมการที่ (2.7) จึงเขียนใหม่ได้เป็น

$$\left[b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0 \right] Y(s) + I_y = \left[a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 \right] X(s) + I_x \quad (2.8)$$

เมื่อ I_y และ I_x คือค่าเริ่มต้น และถ้า $I_y = I_x = 0$ เพราะฉะนั้น

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = G(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0} \quad (2.9)$$

กำหนดให้

$$N(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 \quad (2.10)$$

และ

$$D(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0 \quad (2.11)$$

ดังนั้น

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.12)$$

โดยที่ $N(s)$ คือพหุนามตัวเศษ (Numerator Polynomial) และ $D(s)$ คือพหุนามตัวส่วน (Denominator Polynomial) การหาขั้วทำได้โดย กำหนดให้ตัวส่วน $D(s)$ เท่ากับศูนย์ แล้วแก้สมการเพื่อหาค่า s ซึ่งค่า s ที่ได้คือตำแหน่งของขั้ว ในทำนองเดียวกับการหาศูนย์ สามารถทำได้โดยการกำหนดให้ตัวเศษ $N(s)$ เท่ากับศูนย์ แล้วแก้สมการเพื่อหาค่า s ค่า s ที่ได้คือตำแหน่งของศูนย์

2.3 วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง

วงจรกรองความถี่อันดับที่สอง (Second-order Filter) เป็นหนึ่งในวงจรที่มีประโยชน์อย่างยิ่งในสาขาวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า. ฟังก์ชันถ่ายโอนกำลังสองหรืออันดับที่สองนี้มีชื่อเรียกอีกอย่างว่า ไบควอด (Biquad) ซึ่งได้ชื่อมาจากการที่ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเป็นฟังก์ชันกำลังสองทั้งในส่วนของ ตัวเศษและตัวส่วน (Hank, 2008) วงจรกรองความถี่แอนะล็อกมีคุณสมบัติที่ผลตอบสนองความถี่จะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งค่าความต้านทานเหล่านี้จะแปรผันตามความถี่ ค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำแสดงได้ดังนี้

$$Z_L = sL \quad (2.13)$$

$$Z_C = \frac{1}{sC} \quad (2.14)$$

เมื่อกำหนดให้

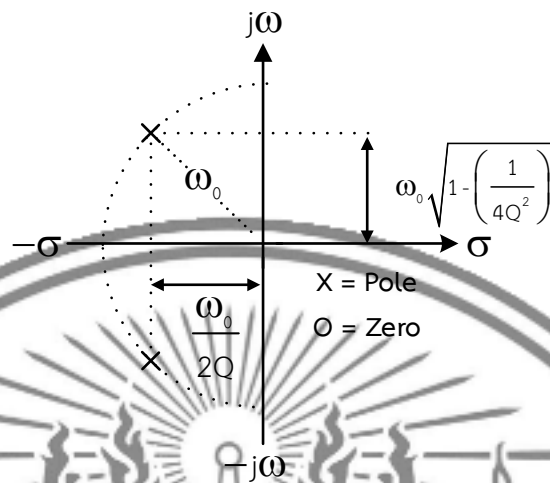
$$s = \sigma + j\omega \quad (2.15)$$

2.3.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับที่สอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับที่สอง ที่มีสองขั้วและศูนย์อันดับสองตัว แสดงดังนี้

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.16) พบว่าไม่มีศูนย์จำกัด และตำแหน่งของศูนย์และขั้วบนระนาบ s ดังแสดงในภาพที่ 2.8



ภาพที่ 2.8 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำอันดับที่สอง

ตำแหน่งศูนย์และขั้วบนระนาบดังแสดงในภาพที่ 2.8 สมการผลตอบสนองทางเฟสสามารถเขียนได้ดังนี้

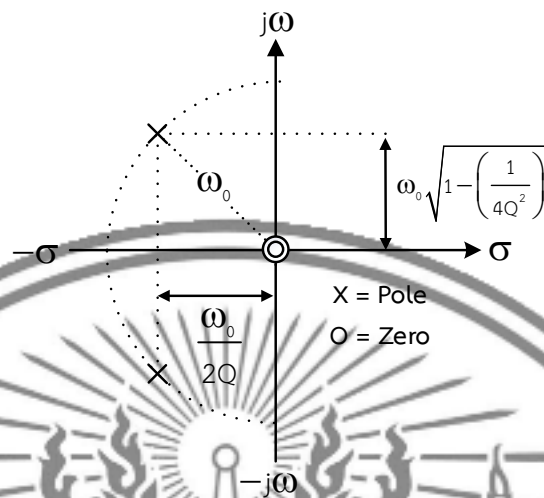
$$\theta_{T(s)} = -\tan^{-1} \left[\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)} \right] \quad (2.17)$$

2.3.2 วงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับที่สอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับที่สอง ที่มีขั้วจำกัดสองตัวและศูนย์จำกัดสองตัวมีคำอธิบายดังต่อไปนี้

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.18)$$

จากสมการที่ (2.18) ตรวจสอบได้ว่ามีขั้วจำกัดสองตัวและศูนย์จำกัดสองตัว ตำแหน่งของศูนย์และขั้วบนระนาบ s แสดงในภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.9 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรรองผ่านความถี่สูงอันดับที่สอง

จากสมการที่ (2.18) ตำแหน่งศูนย์และขั้วบนระนาบดังแสดงในภาพที่ 2.9 สมการผลตอบแทนทางเฟสสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\theta_{T(s)} = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\omega_0}{Q} \omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \right) \quad (2.19)$$

2.3.3 วงจรรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สอง

ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรรองแถบความถี่อันดับที่สองที่มีขั้วจำกัดสองขั้ว ศูนย์หนึ่งอันจำกัด และศูนย์หนึ่งอันไม่มีที่สิ้นสุดมีดังนี้

$$H(s) = \frac{\omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) สามารถแสดงตำแหน่งศูนย์และขั้วบนระนาบ s ได้ดังแสดงใน ภาพที่ 2.10



ภาพที่ 2.10 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรงกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สอง จากสมการที่ (2.20) ตำแหน่งศูนย์และขั้วบนระนาบดังแสดงในภาพที่ 2.10 สมการ ผลตอบสนองทางเฟสสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\theta_{T(s)} = 90^\circ - \tan^{-1} \left[\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} \right)} \right] \quad (2.21)$$

2.3.4 วงจรงกรองหยุดแถบความถี่อันดับที่สอง

ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรงกรองหยุดแถบความถี่อันดับที่สองที่มีขั้วจำกัดสองตัว และ ศูนย์จำกัดสองตัวมีดังนี้

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) สามารถแสดงตำแหน่งศูนย์และตำแหน่งขั้วบนระนาบ s ได้ดังแสดงใน ภาพที่ 2.11



ตามสมการที่ (2.23) ค่าตัวประกอบคุณภาพแปรผกผันกับแบนด์วิดท์ ถ้าค่าตัวประกอบคุณภาพสูง แบนด์วิดท์ก็จะแคบลง ในทางกลับกัน แบนด์วิดท์จะกว้างเมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพต่ำ

จากสมการที่ (2.22) ตำแหน่งศูนย์และขั้วบนระนาบดังแสดงในภาพที่ 2.11 สมการผลตอบสนองทางเฟสสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\text{กรณีที่ } \omega_0^2 > \omega^2 \text{ จะได้}$$

$$\theta_{T(s)} = -\tan^{-1} \frac{1}{Q \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\omega} \right)} \quad (2.24)$$

กรณีที่ $\omega_0^2 < \omega^2$ จะได้

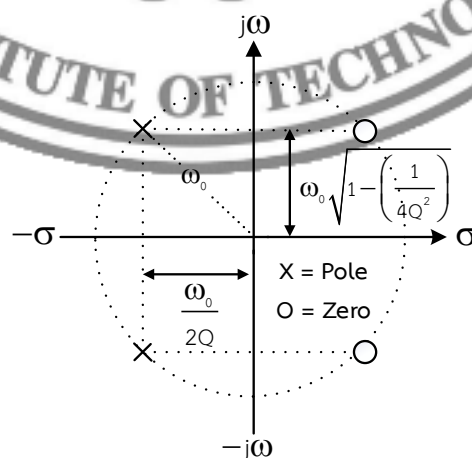
$$\theta_{T(s)} = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{\frac{\omega_0 - \omega}{Q}}{\omega_0^2 - \omega^2} \right) \quad (2.25)$$

2.3.5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่สอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่สองมีตำแหน่งสมมาตรของขั้วจำกัดสองขั้ว และศูนย์จำกัดสองตัวมีค่าอธิบายดังนี้

$$H(s) = \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ (2.26) ตำแหน่งศูนย์และขั้วบนระนาบ s ดังแสดงในภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.12 ตำแหน่งของขั้วและศูนย์บนระนาบ s ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่สอง

สมการการตอบสนองทางเฟสสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\theta_{T(s)} = -2 \tan^{-1} \left[\frac{\omega_0 \omega}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)} \right] \quad (2.27)$$

2.4 หลักการทั่วไปของวงจรมัลติฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต (VDDDA)

อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA แสดงในภาพที่ 2.13(ก) ได้รวมคุณสมบัติเด่นของอุปกรณ์พื้นฐานสองตัว ได้แก่ วงจรมัลติฟังก์ชันนำถ่ายโอน (Operational Transconductance Amplifier; OTA) และวงจรมัลติฟังก์ชันแรงดัน (Differencing Differential Amplifier; DDA) เข้าด้วยกัน โดยมีขั้วต่อแรงดันไฟฟ้าอินพุต 5 ขั้ว เรียกว่าขั้ว V_+ , V_- , Z , P และ N ขั้ว Z ยังเป็นขั้วกระแสเอาต์พุต และขั้ว W คือแรงดันเอาต์พุต ตามหลักการแล้ว ความต้านทานอินพุตที่ขั้ว V_+ , V_- , Z , P และ N จะถือว่าเป็นอนันต์ ในขณะที่ความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้ว W มีค่าต่ำ วงจรสมมูลและโครงสร้างของ VDDDA แสดงในภาพที่ 2.13(ข) และ 2.13(ค) ตามลำดับ โดยลักษณะของ VDDDA ในอุดมคติแสดงได้ดังสมการที่ (2.28)

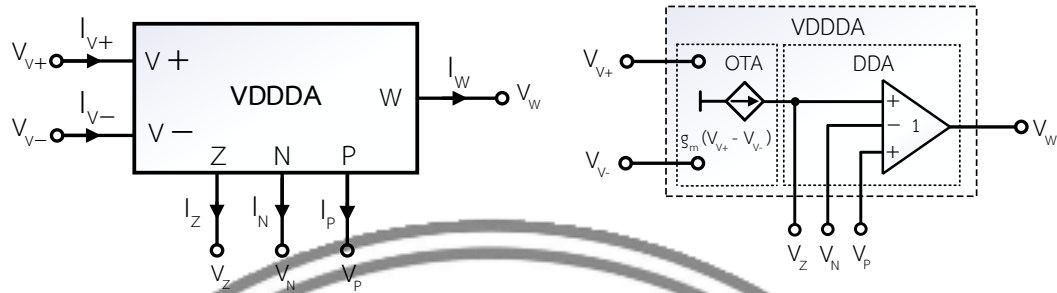
$$\begin{pmatrix} I_{V_+} \\ I_{V_-} \\ I_Z \\ I_N \\ I_P \\ V_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_Z \\ V_N \\ V_P \\ I_W \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

ค่าความนำถ่ายโอนของ VDDDA สามารถควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอสจากภายนอกกำหนดได้ดังสมการที่ (2.29)

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.29)$$

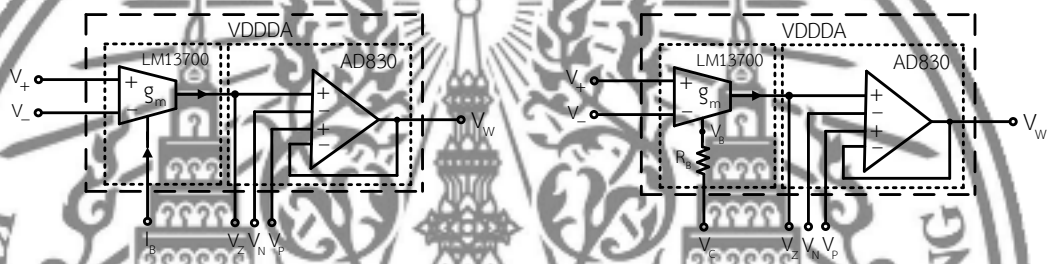
เมื่อ V_T คือ ศักย์ความร้อนที่อุณหภูมิห้อง มีค่าประมาณ 26 mV

I_B คือ กระแสไบแอส



(ก) สัญลักษณ์

(ข) วงจรสมมูล



(ค) โครงสร้างของ VDDDA

(ง) การควบคุมกระแสไบแอสผ่านแรงดัน V_C

ภาพที่ 2.13 อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA

เมื่อพิจารณาวงจรในภาพที่ 2.13(ง) ยังแสดงให้เห็นถึงความสามารถในการควบคุมกระแสไบแอสผ่านการป้อนแรงดัน V_C เมื่อแรงดัน V_C มีค่ามากขึ้น กระแสไบแอสก็จะเพิ่มขึ้นตาม ดังสมการที่ (2.30)

$$I_B = \frac{V_C - V_B}{R_B} \tag{2.30}$$

- เมื่อ V_C คือ แรงดันภายนอกที่ป้อนเข้าไปในวงจร
- V_B คือ แรงดันที่ขาไบแอส มีค่าเท่ากับ 3.6 เมื่อป้อนแหล่งจ่าย ± 5 V
- R_B คือ ความต้านทานที่ขาไบแอส

2.5 ความไวของวงจรรองความถี่

วิธีหนึ่งในการประเมินว่าวงจรรองที่ออกแบบมานั้นมีประสิทธิภาพดีหรือไม่คือการพิจารณาอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร โดยทั่วไปแล้วอุปกรณ์ในวงจรรองมักมีความผิดพลาดที่เปลี่ยนแปลงไปตามปัจจัยต่าง ๆ เช่น อุณหภูมิ ความชื้น หรือความบกพร่องของอุปกรณ์เอง เป็นต้น การออกแบบวงจรที่ต้องการประสิทธิภาพสูงควรทำให้องค์ประกอบต่าง ๆ คงที่ อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานจริง ความเปลี่ยนแปลงเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ ดังนั้นเราจึงต้องทำการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรรองความถี่เพื่อทราบถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงเหล่านี้ หากมีการออกแบบที่ดี จะช่วยลดต้นทุนได้มาก เพราะไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ที่มีราคาสูงเกินความจำเป็น

ความไวของวงจรรองความถี่ เป็นการวัดค่าความเปลี่ยนแปลงของประสิทธิภาพของวงจรเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของตัวอุปกรณ์ในวงจร วงจรรองชนิดฟังก์ชันไปควอดสามารถเขียนให้อยู่ในรูปมาตรฐานได้ดังนี้

$$T(s) = k \frac{s^2 + \frac{\omega_z}{Q_z}s + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \quad (2.31)$$

ตัวอย่างการหาความไวของความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพต่อตัวเก็บประจุสามารถหาได้ดังนี้

$$S_c^{\omega_p} = \frac{c}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial c} \quad (2.32)$$

$$S_c^{\omega_z} = \frac{c}{\omega_z} \frac{\partial \omega_z}{\partial c} \quad (2.33)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (2.32) และ (2.33) จึงสรุปเป็นสมการที่เป็นมาตรฐานโดยใช้ตัวแปรความไว p ต่ออุปกรณ์ x ได้เป็น

$$S_x^p = \frac{x}{p} \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{\partial(\ln p)}{\partial(\ln x)} \quad (2.34)$$

ถ้า p ไม่เป็นฟังก์ชันของ x (เช่น $p =$ ค่าคงที่) ดังนั้น

$$S_x^p = 0 \quad (2.35)$$

ถ้า $p = cx$ โดยที่ c เป็นค่าคงที่

$$S_x^{cx} = \frac{\partial(\ln cx)}{\partial(\ln x)} = \frac{\partial(\ln c)}{\partial(\ln x)} + \frac{\partial(\ln x)}{\partial(\ln x)} = 1 \quad (2.36)$$

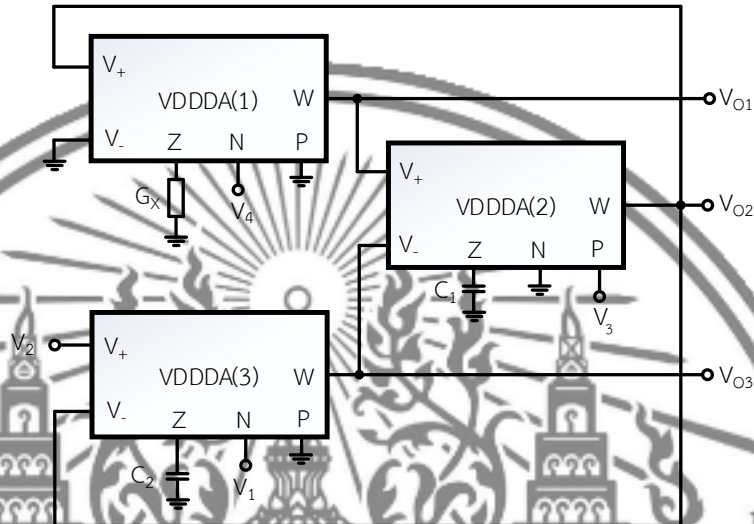
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในหัวข้อนี้ จะนำเสนอการทบทวนวรรณกรรมและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA เป็นองค์ประกอบหลัก การศึกษาระบบครอบคลุมโครงสร้างวงจรรองความถี่ประเภทต่างๆ ที่มีคุณสมบัติคล้ายคลึงกัน พร้อมทั้งวิเคราะห์ข้อดีและข้อจำกัดของงานวิจัยที่ผ่านมาในประเด็นสำคัญ อาทิเช่น จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ รูปแบบของตัวเก็บประจุ (เช่น แบบต่อลงกราวด์) คุณสมบัติความต้านทานอินพุตและเอาต์พุต ความสามารถในการปรับด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ครอบคลุมของฟังก์ชันกรองที่รองรับ อัตราขยายคงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ และข้อพิจารณาเกี่ยวกับการแมทซิงของอุปกรณ์ เพื่อเป็นข้อมูลพื้นฐานและแสดงช่องว่างของการวิจัย

2.6.1 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Koton, et al.

Koton, et al. (2013) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสี่อินพุต - หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่นคือ ตัวเก็บประจุที่ใช้ต่อลงกราวด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตสูงและความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำทุกจุด สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ

ประกอบคุณภาพ อัตราขยายคงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ และไม่ต้องมีการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.14 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัว ที่นำเสนอโดย Koton, et al.

จากวงจรในภาพที่ 2.14 สามารถเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ดังนี้ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.37)

$$\frac{V_{o1}}{V_{in1}} = \frac{-s g_{m1} g_{m2} C_2}{s^2 C_1 C_2 G_x + s g_{m1} g_{m2} C_2 + g_{m2} g_{m3} G_x} \quad (2.37)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.38)

$$\frac{V_{o1}}{V_{in2}} = \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{s^2 C_1 C_2 G_x + s g_{m1} g_{m2} C_2 + g_{m2} g_{m3} G_x} \quad (2.38)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.39)

$$\frac{V_{o1}}{V_{in3}} = \frac{s^2 C_1 C_2 g_{m1}}{s^2 C_1 C_2 G_x + s g_{m1} g_{m2} C_2 + g_{m2} g_{m3} G_x} \quad (2.39)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.40)

$$\frac{V_{o2}}{V_{in2}} = \frac{g_{m1}g_{m2}C_x}{s^2C_1C_2G_x + sg_{m1}g_{m2}C_2 + g_{m2}g_{m3}G_x} \quad (2.40)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.41)

$$\frac{V_{o2}}{V_{in3}} = \frac{s^2C_1C_2G_x}{s^2C_1C_2G_x + sg_{m1}g_{m2}C_2 + g_{m2}g_{m3}G_x} \quad (2.41)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.42)

$$\frac{V_{o3}}{V_{in3}} = \frac{-sC_1g_{m3}G_x}{s^2C_1C_2G_x + sg_{m1}g_{m2}C_2 + g_{m2}g_{m3}G_x} \quad (2.42)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.43)

$$\frac{V_{o3}}{V_{in4}} = \frac{g_{m1}g_{m2}G_x}{s^2C_1C_2G_x + sg_{m1}g_{m2}C_2 + g_{m2}g_{m3}G_x} \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.37) – (2.43) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = g_{m1} \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (2.44)$$

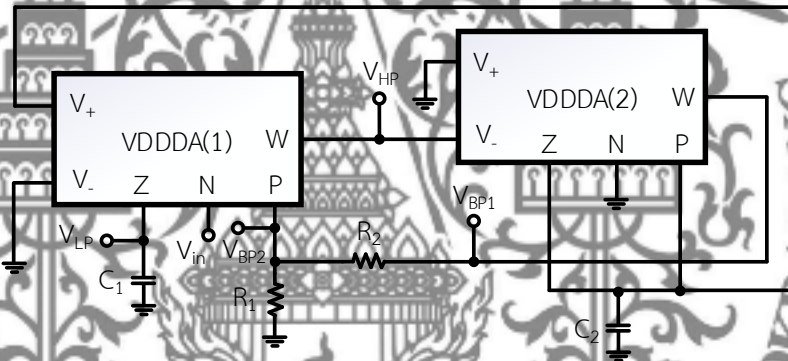
และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \cdot \frac{G_x}{g_{m1}} \quad (2.45)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอกทิฟมากกว่า 2 ตัว และมีเพียงผลการจำลองวงจรอย่างเดียว

2.6.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Soisang, et al.

Soisang, et al. (2015) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมตแรงดันหนึ่งอินพุต-สี่เอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 2 ตัวต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านแถบความถี่ โดยมีจุดเด่นคือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟมากกว่า 2 ตัว ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ทั้งหมด ความต้านทานทางด้านอินพุตสูงทุกจุด และไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรรูปที่ 2.15



ภาพที่ 2.15 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ VDDDA 2 ตัว ที่นำเสนอโดย Soisang, et al.

จากวงจรรูปที่ 2.15 สามารถเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ดังนี้ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.46)

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{s^2 C_1 C_2 + 2ksC_1 g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (2.46)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.47)

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{-s^2 C_1 C_2}{s^2 C_1 C_2 + 2ksC_1 g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (2.47)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.48)

$$\frac{V_{BP1}}{V_{in}} = \frac{2sC_1g_{m2}}{s^2C_1C_2 + 2ksC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (2.48)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.49)

$$\frac{V_{BP2}}{V_{in}} = \frac{2skC_1g_{m2}}{s^2C_1C_2 + 2ksC_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (2.49)$$

กำหนดค่า k ได้ดังสมการที่ (2.50)

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.50)$$

จากสมการที่ (2.46) – (2.49) เมื่อกำหนด $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ จะได้สมการความถี่ธรรมชาติ และตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = g_m \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (2.51)$$

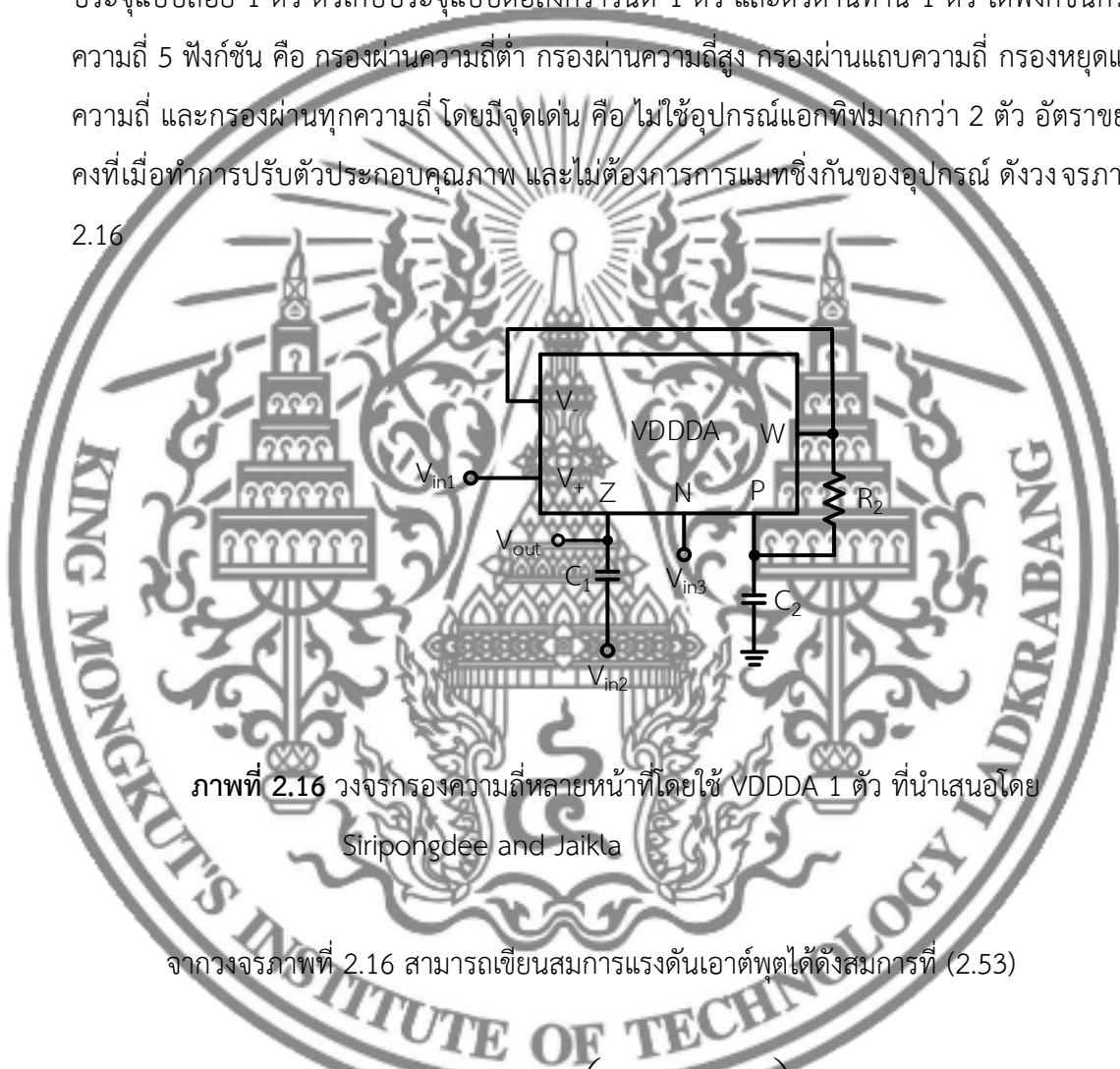
และ

$$Q = \frac{(R_1 + R_2)}{2R_1C_1} \sqrt{\frac{1}{C_1C_2}} \quad (2.52)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตบางจุดไม่ต่ำ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ได้ อัตราขยายไม่คงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ และมีเพียงผลการจำลองวงจรอย่างเดียว

2.6.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Siripongdee and Jaikla

Siripongdee and Jaikla (2015) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลอย 1 ตัว ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟมากกว่า 2 ตัว อัตราขยายคงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ และไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรภาพที่ 2.16



ภาพที่ 2.16 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว ที่นำเสนอโดย Siripongdee and Jaikla

จากวงจรภาพที่ 2.16 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.53)

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

จากสมการที่ (2.53) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

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

และ

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

จากสมการที่ (2.53) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.1

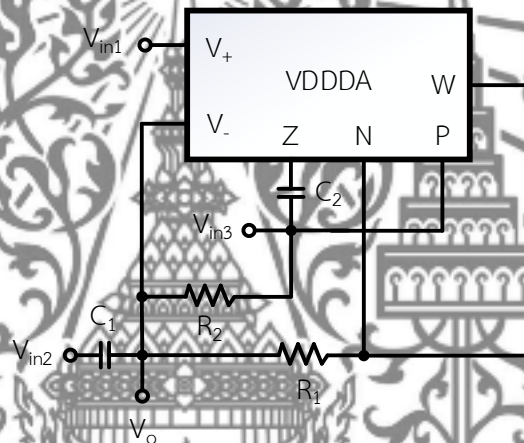
ตารางที่ 2.1 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว

ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดบ่อนแรงดันอินพุต		
V_o	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	-1	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	-1	1	1
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	-2	1	1

แต่อย่างไรก็ตามพบว่า วงจรมีข้อจำกัด คือ ตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตบางจุดไม่สูง ความต้านทานด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ ไม่สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่กระทบตัวประกอบคุณภาพ มีเพียงผลการจำลองวงจรอย่างเดียว ใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณและวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

2.6.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Chaichana, et al.

Chaichana, et al. (2017) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบลอย 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว อัตราขยายคงที่เมื่อปรับค่าตัวประกอบคุณภาพ และไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรรูปที่ 2.17



ภาพที่ 2.17 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว ที่นำเสนอโดย Chaichana, et al.

จากวงจรรูปที่ 2.17 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.56)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in2} + s \frac{1}{C_1 R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_{in3} + \frac{g_m V_{in1}}{2 C_1 C_2 R_1}}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \frac{g_m}{2 C_1 C_2 R_1}} \quad (2.56)$$

จากสมการที่ (2.56) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{2C_1C_2R_1}} \quad (2.57)$$

และ

$$Q = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \sqrt{\frac{g_m C_1 R_1}{2C_2}} \quad (2.58)$$

จากสมการที่ (2.56) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจรถ และ 0 คือ ต่อเข้าอินพุตของวงจรถลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรถกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 1 ตัว

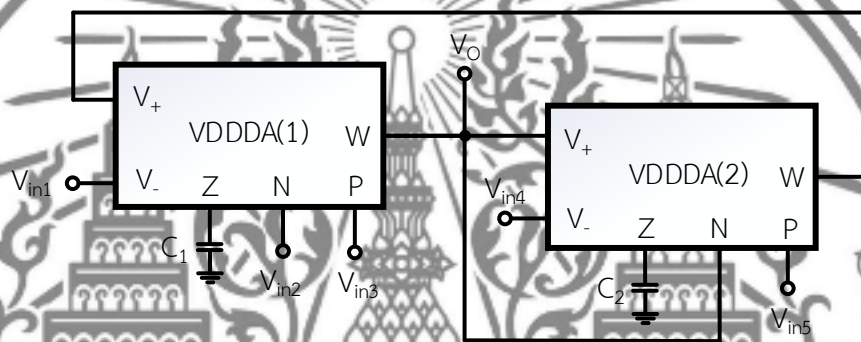
ผลตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
V_o	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส	1	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส	0	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	0	1
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	0
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	1	1	-1

แต่อย่างไรก็ตามพบว่า วงจรมีข้อจำกัด คือ ตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์ ความต้านทานทางด้านอินพุตไม่สูง ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ ปรับความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์โดยกระทบตัวประกอบคุณภาพ ให้ผลการจำลองวงจรถเพียงอย่างเดียว และใช้วงจรถกลับเฟสสัญญาณ

2.6.5 วงจรถกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Sangyaem, et al.

Sangyaem, et al. (2017) ได้นำเสนอวงจรถกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันเข้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัว

เก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่นคือ ไม่ใช่อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว ไม่ใช่ตัวต้านทานจากภายนอก ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ ความต้านทานด้านอินพุตสูง ความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ ให้ผลการจำลองและทดสอบโดยการต่อวงจรจริง อัตราขยายคงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ และไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรรูปภาพที่ 2.18



ภาพที่ 2.18 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัว ที่นำเสนอโดย Sangyaem, et al.

จากวงจรรูปภาพที่ 2.18 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.59)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in3} - s^2 V_{in2} + s \frac{g_{m1}}{C_1} V_{in5} - s \frac{g_{m1}}{C_1} V_{m1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in4}}{s^2 + s \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.59)$$

จากสมการที่ (2.59) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.60)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}}} \quad (2.61)$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m1} = 10I_{B1}$ และ $g_{m2} = 10I_{B2}$ จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = 10 \sqrt{\frac{I_{B1} I_{B2}}{C_1 C_2}} \quad (2.62)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 I_{B2}}{C_2 I_{B1}}} \quad (2.63)$$

จากสมการที่ (2.59) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้เข้าอินพุตของวงจร และ 0 คือ ต่อเข้าอินพุตของวงจรลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.3

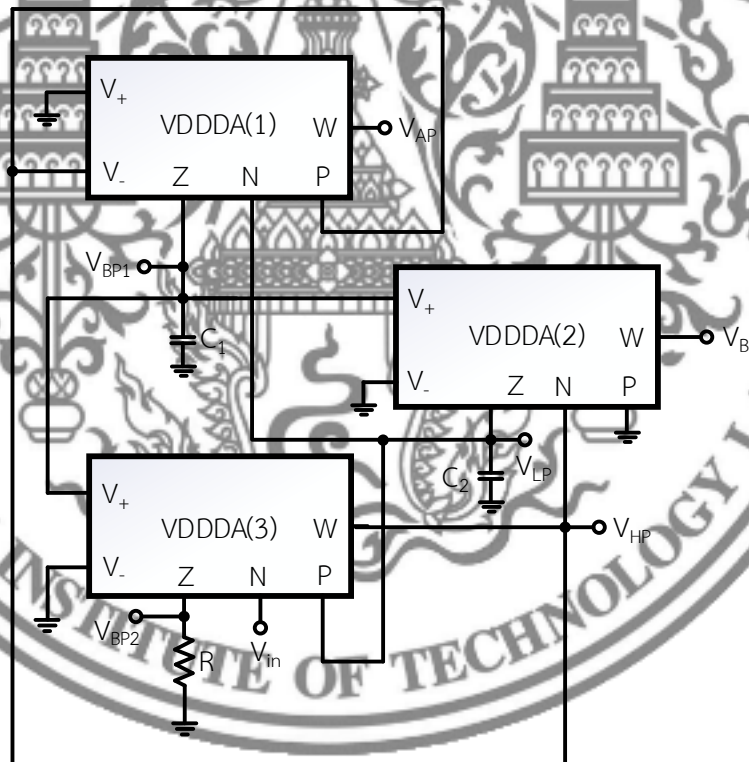
ตารางที่ 2.3 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัว

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

แต่อย่างไรก็ตามพบว่า วงจรมีข้อจำกัด คือ เมื่อปรับความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จะส่งผลกระทบต่อค่าตัวประกอบคุณภาพ

2.6.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Tuntrakool, et al.

Tuntrakool, et al. (2017) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่อเนกประสงค์โหมดแรงดันหนึ่ง อินพุต-ทกเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์สำเร็จรูป VDDDA จำนวน 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว และ ตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตสูง และให้ผลการจำลองและทดสอบโดยการต่อวงจรจริง ดังวงจรภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.19 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ VDDDA 3 ตัว ที่นำเสนอโดย Tuntrakool, et al.

จากวงจรภาพที่ 2.19 สามารถเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ดังนี้
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบกลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.64)

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)} \quad (2.64)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.65)

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s \left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)} \quad (2.65)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.66)

$$\frac{V_{o3}}{V_{in}} = \frac{s \left(\frac{g_{m1}}{C_1} \right)}{s^2 + s \left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)} \quad (2.66)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.67)

$$\frac{V_{o4}}{V_{in}} = \frac{s \left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1} \right)}{s^2 + s \left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)} \quad (2.67)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.68)

$$\frac{V_{O5}}{V_{in}} = \frac{s^2 + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + s \left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)} \quad (2.68)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.69)

$$\frac{V_{O6}}{V_{in}} = \frac{s^2 - s \left(\frac{g_{m1}}{C_1} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + s \left(\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1} \right) + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)} \quad (2.69)$$

จากสมการที่ (2.64) - (2.69) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.70)$$

และ

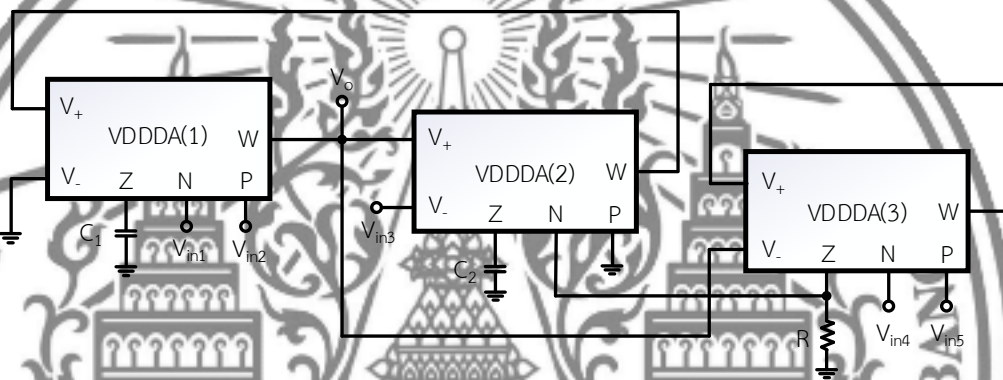
$$Q = \frac{1}{g_{m3}R} \sqrt{\frac{C_1g_{m2}}{C_2g_{m1}}} \quad (2.71)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่า วงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA มากกว่า 2 ตัว ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ เมื่อปรับความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จะส่งผลกระทบต่อตัวประกอบคุณภาพ อัตราขยายไม่คงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ และต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์

2.6.7 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Supavarasuwat, et al.

Supavarasuwat, et al. (2018) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันทำอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บ

ประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตสูง ความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ เมื่อปรับความถี่ธรรมชาติแบบอิเล็กทรอนิกส์ไม่ส่งผลกระทบต่อประกอบคุณภาพ ให้ผลการจำลองและทดสอบโดยการต่อวงจรจริง และไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรรูปภาพที่ 2.20



ภาพที่ 2.20 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัว ที่นำเสนอโดย Supavarasuwat, et al.

จากวงจรรูปภาพที่ 2.20 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.72)

$$V_o = \frac{s^2 V_{in2} - s^2 V_{in1} + s \frac{kg_{m1}}{C_1} V_{in5} - s \frac{kg_{m1}}{C_1} V_{in4} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in3}}{s^2 + s \frac{kg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.72)$$

จากสมการที่ (2.72) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = g_m \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}} \quad (2.73)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m3}R + 1}{g_{m3}R} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (2.74)$$

จากสมการที่ (2.72) เมื่อกำหนดการจ่ายสัญญาณอินพุตโดยที่ 1 คือ ต่อสัญญาณ V_{in} ให้ขั้วอินพุตของวงจรถ และ 0 คือ ต่อขั้วอินพุตของวงจรถลงกราวนด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 การกำหนดแรงดันอินพุตของวงจรถกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 3 ตัว

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	1	0	0	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	0	0	0	1
ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส	0	0	0	1	0
ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	1	1	0	0
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	1	1	1	0

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว

2.6.8 วงจรถกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Huaihongthong, et al.

Huaihongthong, et al. (2019) ได้เสนอวงจรถกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันหนึ่งอินพุต-ห้าเอาต์พุต ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 3 ตัว ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวนด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตสูง อัตราขยายคงที่เมื่อปรับตัวประกอบคุณภาพ และไม่ต้องมีการการเมทซิงกันของอุปกรณ์ ดังวงจรถภาพที่ 2.21

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{s \frac{g_{m2}}{C_2(1+g_{m3}R)}}{s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_2(1+g_{m3}R)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.77)$$

ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบกลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.78)

$$\frac{V_{BR}}{V_{in}} = K_{BR} \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_2(1+g_{m3}R)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.78)$$

ฟังก์ชันกรอผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.79)

$$\frac{V_{AP}}{V_{in}} = \frac{-s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_2(1+g_{m3}R)} - \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_2(1+g_{m3}R)} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.79)$$

เมื่อกำหนดให้

$$K = \frac{1}{1+g_{m3}R} \quad (2.80)$$

และ

$$K_{BR} = \frac{g_{m3}R}{1+g_{m3}R} \quad (2.81)$$

จากสมการที่ (2.75) – (2.79) เมื่อ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ และ $C = C_1 = C_2$ จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad (2.82)$$

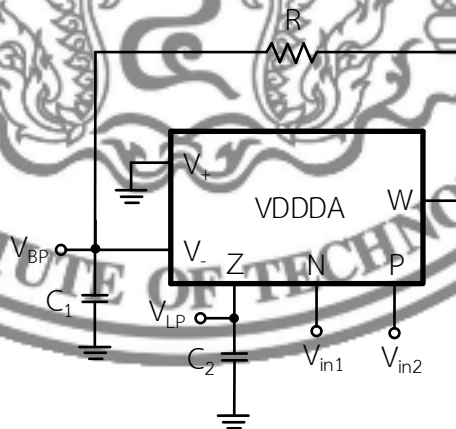
และ

$$Q = 1 + g_{m3} R \quad (2.83)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว และความต้านทานด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ

2.6.9 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Kulapong, et al.

Kulapong, et al. (2019) ได้เสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสองอินพุต-สองเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 2 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่านแถบความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 1 ตัว ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตสูง และไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์



ภาพที่ 2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ VDDDA 1 ตัว ที่นำเสนอโดย Kulapong, et al.

จากวงจรภาพที่ 2.22 สามารถเขียนสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันได้ดังนี้
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.84)

$$\frac{V_{LP}}{V_{in1} - V_{in2}} = \frac{\frac{g_m}{C_1 C_2 R}}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.84)$$

ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสอันดับที่สอง ดังสมการที่ (2.85)

$$\frac{V_{BP}}{V_{in2} - V_{in1}} = \frac{\frac{1}{s C_1 R}}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.85)$$

จากสมการที่ (2.84) และ (2.85) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.86)$$

และ

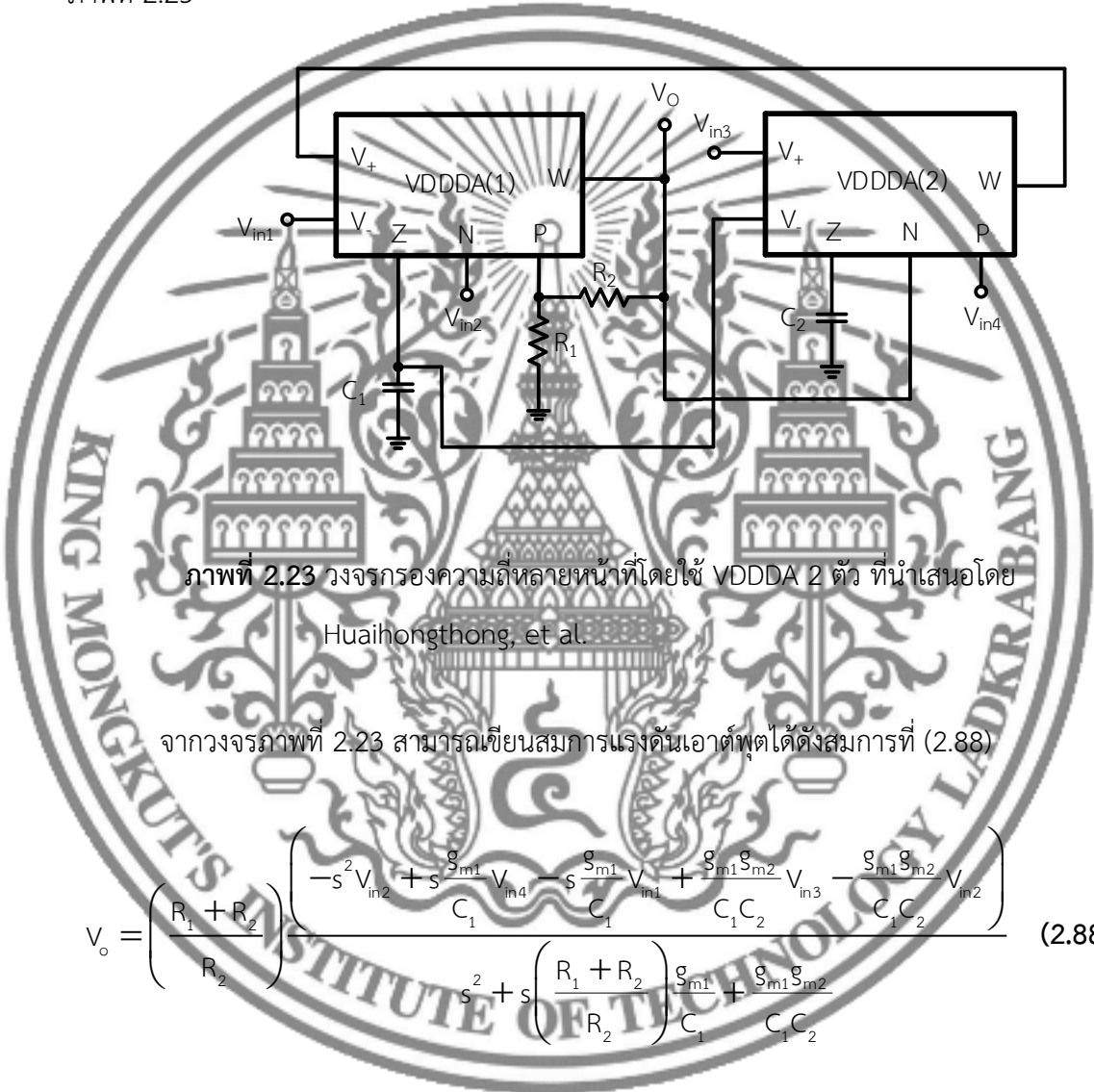
$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_m R}{C_2}} \quad (2.87)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ความต้านทานด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ เมื่อปรับความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จะส่งผลกระทบต่อตัวประกอบคุณภาพ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันกรองความถี่พื้นฐานได้ครบ 5 ฟังก์ชัน ให้ผลการจำลองเพียงอย่างเดียว และอัตราขยายไม่คงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ

2.6.10 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Huaihongthong, et al.

Huaihongthong, et al. (2023) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสี่อินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุก

ความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช่อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว ตัวเก็บประจุต่อลงกราวนด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตสูง ความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ เมื่อปรับความถี่ธรรมชาติแบบอิเล็กทรอนิกส์ไม่ส่งผลกระทบต่อตัวประกอบคุณภาพ และไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ดังวงจรภาพที่ 2.23



ภาพที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA 2 ตัว ที่นำเสนอโดย Huaihongthong, et al.

จากวงจรภาพที่ 2.23 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.88)

$$V_o = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \frac{\left(-s^2 V_{in2} + s \frac{g_{m1}}{C_1} V_{in4} - s \frac{g_{m1}}{C_1} V_{in1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in3} - \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in2} \right)}{s^2 + s \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.88)$$

จากสมการที่ (2.88) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} = 10 \sqrt{\frac{|B_1| B_2}{C_1 C_2}} \quad (2.89)$$

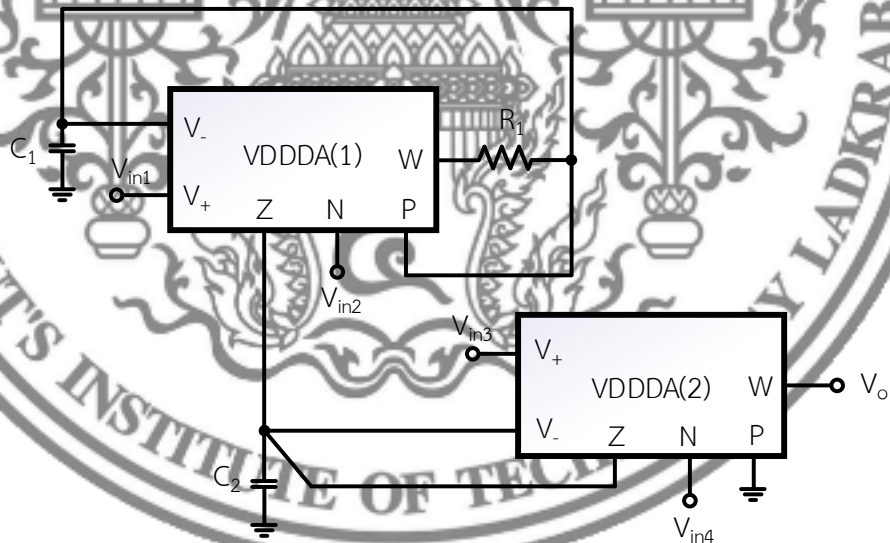
และ

$$Q = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \sqrt{\frac{g_{m1} C_1}{g_{m2} C_2}} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \sqrt{\frac{I_{B1} C_1}{I_{B2} C_2}} \quad (2.90)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ อัตราขยายไม่คงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ และให้ผลการจำลองเพียงอย่างเดียว

2.6.11 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอโดย Jaikla, et al.

Jaikla, et al. (2021) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมตแรงดันสี่อินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีจุดเด่น คือ ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปมากกว่า 2 ตัว ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ทั้งหมด ความต้านทานด้านอินพุตสูง และความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ ดังวงจรภาพที่ 2.24



ภาพที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ VDDDA 2 ตัว ที่นำเสนอโดย Jaikla, et al.

จากวงจรภาพที่ 2.24 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.91)

$$V_o = \frac{s \frac{g_{m1}}{C_2} V_{in1} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_1} V_{in2} + s \frac{g_{m2}}{C_2} V_{in3} - \left(s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_1} \right) V_{in4}}{s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_1}} \quad (2.91)$$

จากสมการที่ (2.91) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_1}} \quad (2.92)$$

และ

$$Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1} C_2}{C_1 R_1}} \quad (2.93)$$

แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ เมื่อปรับความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จะส่งผลกระทบต่อค่าตัวประกอบคุณภาพ

ตารางที่ 2.5 การทบทวนวรรณกรรม

งานวิจัย	ประเภทของ วงจรกรอง	จำนวนอุปกรณ์ แอกทีฟสำร็จรูป	จำนวน	ตัวเก็บประจุ แบบต่อลง กราวด์ทั้งหมด	ความต้านทาน อินพุตสูงทุกจุด อินพุต	ความต้านทาน เอาต์พุตต่าง จุดเอาต์พุต	ปรับความถี่ธรรมชาติได้ แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่ กระทบตัวประกอบคุณภาพ	ฟังก์ชันกรอง	อัตราขยายคดที่ไม่ทำการ ปรับตัวประกอบคุณภาพ	ผลลัพธ์	ไม่ต้องการ การแมตซ์กัน ของอุปกรณ์
(Koton et al., 2013)	MIMO	3 VDDDA	1+2	Yes	Yes	Yes	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR	Simulation	Yes
(Soisang et al., 2015)	SIMO	2 VDDDA	2+2	Yes	Yes	No	Yes	HP, LP, BP	HP, LP, BP	Simulation	Yes
(Siripongdee & Jaikla, 2015)	MISO	1 VDDDA	1+2	No	No	No	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR	Simulation	Yes
(Chaichana et al., 2017)	MISO	1 VDDDA	2+2	No	No	No	No	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR, AP	Simulation	Yes
(Sangyaem et al., 2017)	MISO	2 VDDDA	0+2	Yes	Yes	Yes	No	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BR, AP	Simulation Experiment	Yes
(Tuntrakool et al., 2017)	SIMO	3 VDDDA	1+2	Yes	Yes	No	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BR	Simulation Experiment	No
(Supavarasuwat et al., 2018)	MISO	3 VDDDA	1+2	Yes	Yes	Yes	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BR	Simulation Experiment	Yes
(Huaihongthong et al., 2019)	SIMO	3 VDDDA	1+2	Yes	Yes	No	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP	Simulation Experiment	Yes
(Kulapong et al., 2019)	MIMO	1 VDDDA	1+2	Yes	Yes	No	No	LP, BP	LP, BP	Simulation	Yes
(Huaihongthong et al., 2023)	MISO	2 VDDDA	2+2	Yes	Yes	Yes	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	BP	Simulation	Yes
(Jaikla et al., 2021)	MISO	2 VDDDA	1+2	Yes	Yes	Yes	No	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR, AP	Simulation Experiment	Yes

จากตารางที่ 2.5 วงจรขยายผลต่างแรงดันเอาต์พุต VDDDA ถูกนำมาใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบโหมดแรงดัน ซึ่งมีการพูดถึงอย่างกว้างขวางในงานวิจัย วงจรกรองความถี่ที่ทำการทบทวนวรรณกรรมนั้นจะใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA ทั้งหมด จากผลการทบทวนวรรณกรรมแสดงอยู่ในตารางที่ 2.5 พบว่าในการออกแบบวงจรกรองความถี่มีทั้งแบบหลายอินพุต-เอาต์พุตเดี่ยว (MISO) ในงานวิจัย (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017), (Sangyaem et al., 2017), (Supavarasuwat et al., 2018), (Huaihongthong et al., 2023), (Jaikla et al., 2021) หลายอินพุต-หลายเอาต์พุต (MIMO) ในงานวิจัย (Koton et al., 2013), (Kulapong et al., 2019) และอินพุตเดี่ยว-หลายเอาต์พุต (SIMO) ในงานวิจัย (Soisang et al., 2015), (Tuntrakool et al., 2017), (Huaihongthong et al., 2019) การวิจัยที่มีการใช้ VDDDA มากกว่า 2 ตัว ได้แก่ (Koton et al., 2013), (Tuntrakool et al., 2017), (Supavarasuwat et al., 2018), (Huaihongthong et al., 2019) โดยวงจรกรองความถี่ในงานวิจัย (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017) ไม่มีการใช้งานตัวเก็บประจุที่ต่อลงกราวด์ทั้งหมดและไม่สามารถให้ความต้านทานอินพุตสูงในทุกจุดแรงดันอินพุตได้ นอกจากนี้ วงจรกรองความถี่ในงานวิจัย (Soisang et al., 2015), (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017), (Tuntrakool et al., 2017), (Huaihongthong et al., 2019), (Kulapong et al., 2019) ไม่สามารถให้ความต้านทานเอาต์พุตต่ำในทุกจุดแรงดันเอาต์พุตได้ อีกทั้งวงจรกรองความถี่ในงานวิจัย (Chaichana et al., 2017), (Sangyaem et al., 2017), (Kulapong et al., 2019), (Jaikla et al., 2021) ไม่สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่กระทบตัวประกอบคุณภาพ ในทำนองเดียวกันวงจรกรองความถี่ในงานวิจัย (Soisang et al., 2015), (Kulapong et al., 2019) ไม่สามารถสร้างการตอบสนองของวงจรกรองความถี่ได้ทั้ง 5 พังค์ชันในโครงสร้างวงจรเดียวกันได้ วงจรที่มีอัตราการขยายคงที่ในขณะที่ทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ ได้เพียง 1 ถึง 3 พังค์ชันเท่านั้น ได้แก่งานวิจัย (Soisang et al., 2015), (Tuntrakool et al., 2017), (Supavarasuwat et al., 2018), (Huaihongthong et al., 2019), (Kulapong et al., 2019), (Huaihongthong et al., 2023) ในงานวิจัย (Koton et al., 2013), (Soisang et al., 2015), (Siripongdee & Jaikla, 2015), (Chaichana et al., 2017), (Kulapong et al., 2019), (Huaihongthong et al., 2023) ให้ผลการจำลองแค่เพียงอย่างเดียว และสุดท้ายวงจรกรองความถี่ในงานวิจัย (Tuntrakool et al., 2017) ต้องการเงื่อนไขจับคู่กันของอุปกรณ์แพสซีฟ

บทที่ 3

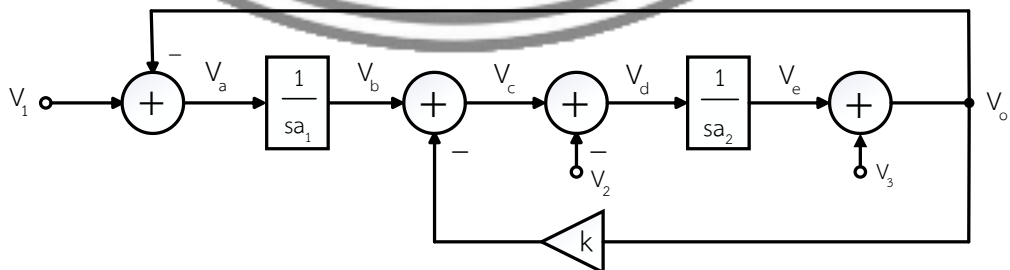
วิธีดำเนินการวิจัย

จากที่ได้กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องไปแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA ผู้วิจัยได้ดำเนินการวิจัยตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

- 3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต
- 3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่กรณีอุดมคติ
- 3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรกรองความถี่กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ
- 3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรกรองความถี่
- 3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย 2 ตัว ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณอีก 4 ตัว โดยวางบล็อกไดอะแกรมต่อร่วมกันเพื่อให้ได้สมการลักษณะคุณสมบัติกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง ผลตอบสนองทางเอาต์พุตประกอบด้วย 5 ฟังก์ชัน มีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านแถบความถี่ ซึ่งงานวิจัยนี้นำพื้นฐานมาจากกรอบแนวคิดที่แสดงในภาพที่ 3.1 ประยุกต์สร้างเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต



ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

จากภาพที่ 3.1 สามารถนำมาวิเคราะห์หาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรองความถี่โหมด แรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตได้ดังต่อไปนี้

เมื่อพิจารณาที่จุด V_a จะได้ตั้งสมการที่ (3.1)

$$V_a = V_1 - V_o \quad (3.1)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_b จะได้ตั้งสมการที่ (3.2)

$$V_b = V_a \frac{1}{s a_1} \quad (3.2)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.1) ในสมการที่ (3.2) จะได้ตั้งสมการที่ (3.3)

$$V_b = (V_1 - V_o) \frac{1}{s a_1} \quad (3.3)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_c จะได้ตั้งสมการที่ (3.4)

$$V_c = V_b - k V_o \quad (3.4)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.3) ในสมการที่ (3.4) จะได้ตั้งสมการที่ (3.5)

$$V_c = (V_1 - V_o) \frac{1}{s a_1} - k V_o \quad (3.5)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_d จะได้ตั้งสมการที่ (3.6)

$$V_d = V_c - V_2 \quad (3.6)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.5) ในสมการที่ (3.6) จะได้ตั้งสมการที่ (3.7)

$$V_c = (V_1 - V_o) \frac{1}{sa_1} - kV_o \quad (3.7)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_d จะได้ตั้งสมการที่ (3.8)

$$V_d = V_c - V_2 \quad (3.8)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.7) ในสมการที่ (3.8) จะได้ตั้งสมการที่ (3.9)

$$V_d = (V_1 - V_o) \frac{1}{sa_1} - kV_o - V_2 \quad (3.9)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_e จะได้ตั้งสมการที่ (3.10)

$$V_e = V_d \frac{1}{sa_2} \quad (3.10)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.9) ในสมการที่ (3.10) จะได้ตั้งสมการที่ (3.11)

$$V_e = (V_1 - V_o) \frac{1}{s^2 a_1 a_2} - kV_o \frac{1}{sa_2} - V_2 \frac{1}{sa_2} \quad (3.11)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_o จะได้ตั้งสมการที่ (3.12)

$$V_o = V_3 + V_e \quad (3.12)$$

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.11) ในสมการที่ (3.12) จะได้ตั้งสมการที่ (3.13)

$$V_o = V_3 + (V_1 - V_o) \frac{1}{s^2 a_1 a_2} - kV_o \frac{1}{sa_2} - V_2 \frac{1}{sa_2} \quad (3.13)$$

คูณด้วย $s^2 a_1 a_2$ ในสมการที่ (3.13) ทั้งสองข้างจะได้สมการที่ (3.14)

$$s^2 a_1 a_2 V_o = s^2 a_1 a_2 V_3 + V_1 - V_o - k s a_1 V_o - s a_1 V_2 \quad (3.14)$$

จัดรูปสมการที่ (3.14) เพื่อหาสมการ V_o จะได้สมการที่ (3.15)

$$(s^2 a_1 a_2 + k s a_1 + 1) V_o = s^2 a_1 a_2 V_3 - s a_1 V_2 + V_1 \quad (3.15)$$

จะได้สมการ V_o ดังสมการที่ (3.16)

$$V_o = \frac{s^2 V_3 - \frac{s}{a_2} V_2 + \frac{1}{a_1 a_2} V_1}{s^2 + k \frac{s}{a_2} + \frac{1}{a_1 a_2}} \quad (3.16)$$

เมื่อกำหนดให้ค่าคงที่เวลาของอินทิเกรเตอร์ $a_1 = a_2 = a$ จะได้

$$V_o = \frac{s^2 V_3 - \frac{s}{a} V_2 + \frac{1}{a^2} V_1}{s^2 + k \frac{s}{a} + \frac{1}{a^2}} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.17) เป็นสมการแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง โดยสามารถกำหนดฟังก์ชันการทำงานได้โดยการต่อสัญญาณ (V_{in}) หรือกราวด์ (GND) ให้เข้าอินพุตของวงจร จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_3 = V_{in}$ และ $V_1 = V_2 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.18)

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

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_{in}$ และ $V_2 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.19)

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

เมื่อกำหนดให้ $V_2 = V_{in}$, $V_1 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.20)

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

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_3 = V_{in}$ และ $V_2 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.21)

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

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ และ $k = 1$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.22)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 - \frac{s}{a} + \frac{1}{a^2}}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{1}{a^2}} \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.18) - (3.22) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพตั้ง
สมการที่ (3.23) และ (3.24)

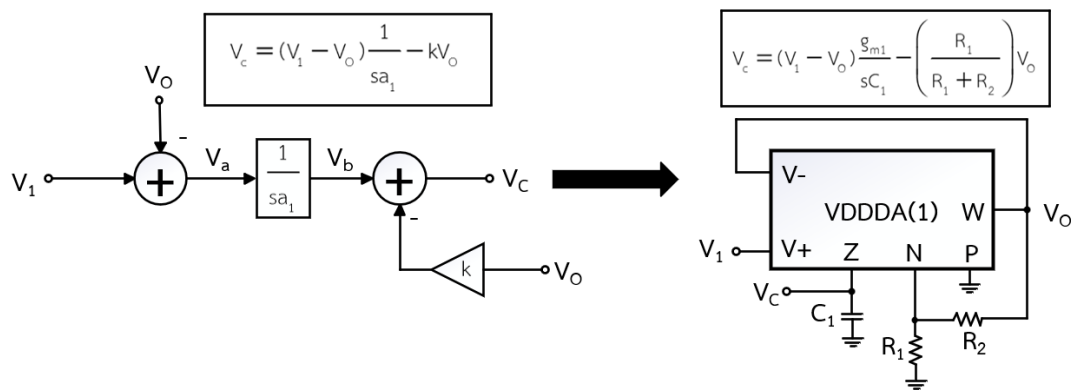
$$\omega_0 = \frac{1}{a} \tag{3.23}$$

และ

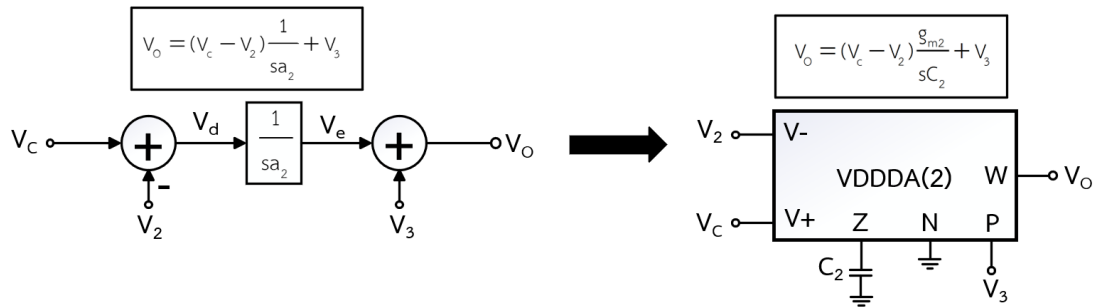
$$Q = \frac{1}{k} \tag{3.24}$$

จากสมการที่ (3.23) และ (3.24) จะพบว่าสามารถปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบ
คุณภาพได้อิสระจากกันด้วยพารามิเตอร์ a และ k

จากบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.1 ผู้วิจัยจะแสดงวิธีการสังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์
VDDDA เมื่อพิจารณาจากบล็อกไดอะแกรมจะพบว่าวงจรพื้นฐานในบล็อกไดอะแกรมจะประกอบด้วย
วงจrintegrator และวงจรรวมสัญญาณ 2 ชุด โดยในแต่ละชุดประกอบด้วยวงจrintegrator 2 ตัว
และวงจรรวมสัญญาณ 2 ตัว แสดงดังภาพที่ 3.2 และภาพที่ 3.3 ตามลำดับ

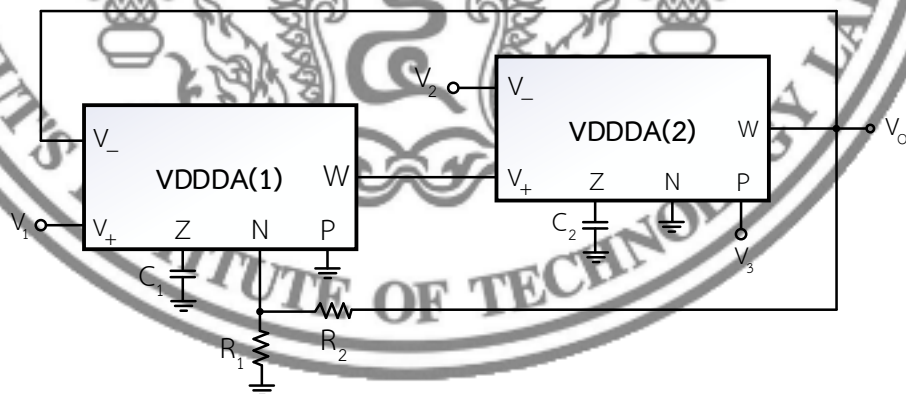


ภาพที่ 3.2 วงจrintegrator และวงจรรวมสัญญาณชุดที่หนึ่ง



ภาพที่ 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรรวมสัญญาณชุดที่สอง

จากการสังเคราะห์บล็อกไดอะแกรมซึ่งประกอบด้วยวงจรรวมสัญญาณ 2 ชุดต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ 4 ชุด จะได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันซึ่งเป็นแนวความคิดในงานวิจัยครั้งนี้ จากนั้นทำการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ที่น่าเสนอโดยพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA เป็นอุปกรณ์แอกทิฟจำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทาน 2 ตัวและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว ทำงานในโหมดแรงดัน ความต้านทานด้านอินพุตสูงและความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ จึงได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตแสดงดังภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA ที่ได้สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.1

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่กรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์ห้วงจรรองความถี่จากภาพที่ 3.4 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA จากคุณสมบัติข้างต้น สามารถแสดงด้วยสมการตามสมการที่ (3.25) เพื่อวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรรณีทำงานในอุดมคติได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{pmatrix} I_{V+} \\ I_{V-} \\ I_Z \\ I_N \\ I_P \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_Z \\ V_N \\ V_P \\ I_w \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

จากภาพที่ 3.4 เมื่อพิจารณาที่แรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA(1) เมื่อพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรจะได้ตั้งสมการที่ (3.26)

$$V_{w1} = V_{Z1} - V_{N1} \quad (3.26)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_1 ที่ขั้ว Z_1 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z_1 คูณด้วยค่าความต้านทานของ C_1 โดย $I_{Z1} = g_{m1}(V_{1+} - V_{1-})$ จะได้ตั้งสมการที่ (3.27)

$$V_{w1} = \frac{g_{m1}}{sC_1}(V_1 - V_O) - V_{N1} \quad (3.27)$$

นำสมการที่ (3.27) มาจัดรูปใหม่จะได้ตั้งสมการที่ (3.28)

$$V_{w1} = \frac{g_{m1}V_1}{sC_1} - \frac{g_{m1}V_O}{sC_1} - V_{N1} \quad (3.28)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{N1} จะได้สมการที่ (3.29)

$$V_{N1} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \quad (3.29)$$

แทนค่าสมการที่ (3.29) ในสมการที่ (3.28) จะได้สมการที่ (3.30)

$$V_{w1} = \frac{g_{m1} V_1}{sC_1} - \frac{g_{m1} V_o}{sC_1} - \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \quad (3.30)$$

จากภาพที่ 3.4 แรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA(2) จะได้

$$V_o = V_{w2} \quad (3.31)$$

และ

$$V_{w2} = V_{z2} + V_3 \quad (3.32)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_2 ที่ขั้ว Z_2 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_2 ที่ขั้ว Z_2 คูณด้วยค่าความต้านทานของ C_2 โดย $I_{z2} = g_{m2}(V_{2+} - V_{2-})$ จะได้สมการที่ (3.33)

$$V_{w2} = \frac{g_{m2}}{sC_2} (V_{w1} - V_2) + V_3 \quad (3.33)$$

นำสมการที่ (3.33) มาจัดรูปใหม่จะได้สมการที่ (3.34)

$$V_{w2} = \frac{g_{m2} V_{w1}}{sC_2} - \frac{g_{m2} V_2}{sC_2} + V_3 \quad (3.34)$$

แทนค่าสมการที่ (3.30) ในสมการที่ (3.34) จะได้สมการที่ (3.35)

$$V_{w2} = \frac{g_{m2}}{sC_2} \left[\frac{g_{m1}V_1}{sC_1} - \frac{g_{m1}V_0}{sC_1} - \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_0 \right] - \frac{g_{m2}V_2}{sC_2} + V_3 \quad (3.35)$$

นำสมการที่ (3.35) มาจัดรูปใหม่จะได้ดังสมการที่ (3.36)

$$V_{w2} = \frac{g_{m1}g_{m2}V_1}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m1}g_{m2}V_0}{s^2C_1C_2} - \frac{g_{m2}}{sC_2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_0 - \frac{g_{m2}V_2}{sC_2} + V_3 \quad (3.36)$$

คูณด้วย $s^2C_1C_2$ ในสมการที่ (3.36) จะได้ดังสมการที่ (3.37)

$$s^2C_1C_2V_{w2} = \left(\begin{array}{c} g_{m1}g_{m2}V_1 - g_{m1}g_{m2}V_0 - sC_1g_{m2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_0 \\ -sC_1g_{m2}V_2 + s^2C_1C_2V_3 \end{array} \right) \quad (3.37)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาสมการ V_0 จะได้ดังสมการที่ (3.38)

$$V_0 \left(s^2C_1C_2 + sC_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} g_{m2} + g_{m1}g_{m2} \right) = (s^2C_1C_2V_3 - sC_1g_{m2}V_2 + g_{m1}g_{m2}V_1) \quad (3.38)$$

จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_0) ดังสมการที่ (3.39)

$$V_0 = \frac{s^2C_1C_2V_3 - sC_1g_{m2}V_2 + g_{m1}g_{m2}V_1}{s^2C_1C_2 + sC_1 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.39)$$

หารด้วย C_1C_2 ในสมการที่ (3.39) จะได้ดังสมการที่ (3.40)

$$V_o = \frac{s^2 V_3 - s \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) V_2 + \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right) V_1}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.40)$$

จากสมการที่ (3.40) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน แต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_3 = V_{in}$ และ $V_1 = V_2 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 1 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.41)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.41)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_{in}$ และ $V_2 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 1 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.42)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.42)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_2 = V_{in}$ และ $V_1 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ $(R_1 + R_2)/R_1$ และฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.43)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-s \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right)}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.43)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_3 = V_{in}$ และ $V_2 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 1 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.44)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.44)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ และ $R_2 = 0$ (ทำการชอร์ต R_2) จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 1 และฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.45)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 - s \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.41) - (3.45) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังสมการที่ (3.46) และ (3.47)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.46)$$

และ

$$Q = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \sqrt{\frac{g_{m1}C_2}{g_{m2}C_1}} \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.46) และ (3.47) จะเห็นได้ว่า สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้ด้วย g_{m1} และ g_{m2} หากพิจารณาวงจรรวมเบอร์ LM13700 ค่าความนำถ่ายโอนหรือ g_m มี

ค่าเท่ากับ $g_m = I_B/2V_T$ จะสามารถปรับความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้ด้วย กระแสไบแอสจากภายนอก ดังสมการที่ (3.48) และ (3.49)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{4V_T^2 C_1 C_2}} \quad (3.48)$$

และ

$$Q = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \sqrt{\frac{I_{B1} C_2}{I_{B2} C_1}} \quad (3.49)$$

จากสมการที่ (3.48) และ (3.49) จะเห็นได้ว่า การปรับค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพด้วยกระแสไบแอสจากภายนอกนั้นไม่สามารถปรับได้อิสระจากกัน แต่อย่างไรก็ตามการปรับค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพให้สามารถปรับได้อิสระจากกันนั้น ทำได้โดยกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ เมื่อ $g_m = I_B/2V_T$ และ $C_1 = C_2 = C$ จะได้ดังสมการที่ (3.50) และ (3.51)

$$\omega_0 = \frac{I_B}{2V_T C} \quad (3.50)$$

และ

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (3.51)$$

จากสมการที่ (3.50) และ (3.51) จะเห็นได้ว่าความถี่ธรรมชาติถูกควบคุมด้วยกระแสไบแอส และตัวเก็บประจุ ในขณะที่ตัวประกอบคุณภาพ ถูกควบคุมด้วยตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จึงทำให้สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อตัวประกอบคุณภาพและในทางกลับกัน สามารถปรับค่าตัวประกอบคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ และสำหรับอัตราขยายช่วงแถบผ่านนั้นจะได้รับผลกระทบเพียงฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เท่านั้น

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ในกรณีที่ VDDDA ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ มีปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรเป็นไปได้ 2 กรณี คือ ผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุต และผลกระทบอันเนื่องมาจากอุปกรณ์แฝงในตัว VDDDA สามารถอธิบายได้ดังนี้

3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจร เนื่องจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันอินพุตไปยังเอาต์พุต

เมื่อวิเคราะห์จากโครงสร้างภายในของ VDDDA ที่แสดงความสัมพันธ์ของแรงดันระหว่างขั้วต่าง ๆ ในกรณีทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งมีผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน สามารถวิเคราะห์หาสมการลักษณะสมบัติระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของ VDDDA ได้

ดังนี้

$$\begin{pmatrix} I_{V_+} \\ I_{V_-} \\ I_Z \\ I_N \\ I_P \\ I_W \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_Z & -\beta_N & \beta_P & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_Z \\ V_N \\ V_P \\ I_W \end{pmatrix} \quad (3.52)$$

จากสมการที่ (3.52) กำหนดให้ β_Z , β_N และ β_P เป็นค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านจากขั้ว V_Z , V_N และ V_P ไปยังขั้ว V_W ที่เบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ ซึ่งเป็นผลมาจากความผิดพลาดในการทำงานภายในโครงสร้างวงจรของ VDDDA ที่ใช้ในการออกแบบวงจรรองความถี่ สามารถวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรในกรณีทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งเป็นผลมาจากค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันภายในวงจรของ VDDDA ดังต่อไปนี้

จากภาพวงจรที่ 3.4 จะพิจารณาร่วมกับสมการที่ (3.52) เพื่อหาสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรคือ ขั้ว W ของ VDDDA(2) จะได้สมการที่ (3.53) และ (3.54)

$$V_o = V_{w2} \quad (3.53)$$

และ

$$V_{w2} = \beta_{z2} V_{z2} + \beta_{p2} V_3 \quad (3.54)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_2 ที่ขั้ว Z_2 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_2 ที่ขั้ว Z_2 คูณด้วยค่าความต้านทานของ C_2 โดย $I_{z2} = g_{m2}(V_{2+} - V_2)$ จะได้สมการที่ (3.55)

$$V_{w2} = \beta_{z2} g_{m2} \frac{(V_{w1} - V_2)}{sC_2} + \beta_{p2} V_3 \quad (3.55)$$

จัดรูปสมการที่ (3.55) ได้สมการที่ (3.56)

$$V_{w2} = \frac{\beta_{z2} g_{m2} V_{w1}}{sC_2} - \frac{\beta_{z2} g_{m2} V_2}{sC_2} + \beta_{p2} V_3 \quad (3.56)$$

พิจารณาที่แรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA(1) เมื่อพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรจะได้อสมการที่ (3.57)

$$V_{w1} = \beta_{z1} V_{z1} - \beta_{n1} V_{n1} \quad (3.57)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_1 ที่ขั้ว Z_1 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z_1 คูณด้วยค่าความต้านทานของ C_1 โดย $I_{z1} = g_{m1}(V_{1+} - V_1)$ จะได้สมการที่ (3.58)

$$V_{w1} = \beta_{z1} g_{m1} \frac{(V_1 - V_o)}{sC_1} - \beta_{n1} V_{n1} \quad (3.58)$$

จัดรูปสมการที่ (3.58) ได้สมการที่ (3.59)

$$V_{W1} = \beta_{Z1g_{m1}} \frac{(V_1 - V_o)}{sC_1} - \beta_{N1} V_{N1} \quad (3.59)$$

นำสมการที่ (3.59) ไปแทนในสมการที่ (3.56) จะได้ตั้งสมการที่ (3.60)

$$V_{W2} = \frac{\beta_{Z2g_{m2}}}{sC_2} \left(\frac{\beta_{Z1g_{m1}} V_1}{sC_1} - \frac{\beta_{Z1g_{m1}} V_o}{sC_1} - \beta_{N1} V_{N1} \right) - \frac{\beta_{Z2g_{m2}} V_2}{sC_2} + \beta_{P2} V_3 \quad (3.60)$$

จัดรูปสมการที่ (3.60) ได้ตั้งสมการที่ (3.61)

$$V_{W2} = \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_1}{s^2 C_1 C_2} - \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_o}{s^2 C_1 C_2} - \frac{\beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2} V_{N1}}{sC_2} - \frac{\beta_{Z2} g_{m2} V_2}{sC_2} + \beta_{P2} V_3 \quad (3.61)$$

คูณ $s^2 C_1 C_2$ เข้าไปในสมการที่ (3.61) ได้ตั้งสมการที่ (3.62)

$$s^2 C_1 C_2 V_{W2} = \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_1 - \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_o - sC_1 \beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2} V_{N1} - sC_1 \beta_{Z2} g_{m2} V_2 + s^2 C_1 C_2 \beta_{P2} V_3 \quad (3.62)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{N1} จะได้ตั้งสมการที่ (3.63)

$$V_{N1} = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o \quad (3.63)$$

แทนค่าสมการที่ (3.63) ในสมการที่ (3.62) จะได้ตั้งสมการที่ (3.64)

$$s^2 C_1 C_2 V_{W2} = \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_1 - \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_o - sC_1 \beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_o - sC_1 \beta_{Z2} g_{m2} V_2 + s^2 C_1 C_2 \beta_{P2} V_3 \quad (3.64)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (3.64) เพื่อหาสมการเอาต์พุต จะได้ดังสมการที่ (3.65)

$$\begin{aligned} V_o & \left[s^2 C_1 C_2 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) s C_1 \beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2} + \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} \right] \\ & = s^2 C_1 C_2 \beta_{P2} V_3 - s C_1 \beta_{Z2} g_{m2} V_2 + \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_1 \end{aligned} \quad (3.65)$$

จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_o) ดังสมการที่ (3.66)

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 \beta_{P2} V_3 - s C_1 \beta_{Z2} g_{m2} V_2 + \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2} V_1}{s^2 C_1 C_2 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) s C_1 \beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2} + \beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}} \quad (3.66)$$

หารด้วย $C_1 C_2$ ในสมการที่ (3.66) จะได้ดังสมการที่ (3.67)

$$V_o = \frac{s^2 \beta_{P2} V_3 - s \left(\frac{\beta_{Z2} g_{m2}}{C_2} \right) V_2 + \left(\frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} \right) V_1}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{\beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.67)$$

จากสมการที่ (3.67) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน แต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_3 = V_{in}$ และ $V_1 = V_2 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ β_{P2} และฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.68)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 \beta_{P2}}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{\beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.68)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_{in}$ และ $V_2 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 1 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.69)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{\beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.69)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_2 = V_{in}$ และ $V_1 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ $(R_1 + R_2)/R_1 \beta_{N1}$ และฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.70)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-\frac{\beta_{Z2} g_{m2}}{s} C_2}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{\beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.70)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_3 = V_{in}$ และ $V_2 = \text{GND}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 1 และ ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.71)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 \beta_{P2} + \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{\beta_{N1} \beta_{Z2} g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{\beta_{Z1} \beta_{Z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.71)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ จะได้ อัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 1 และฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.72)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{s^2 \beta_{p2} - s \frac{\beta_{z2} g_{m2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1} \beta_{z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{\beta_{N1} \beta_{z2} g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{\beta_{z1} \beta_{z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.72)$$

จากสมการที่ (3.68)-(3.72) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังสมการที่ (3.73) และ (3.74)

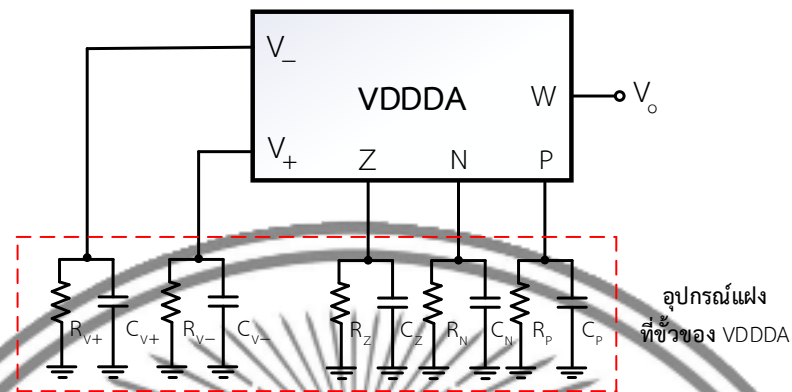
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_{z1} \beta_{z2} g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (3.73)$$

$$Q = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \sqrt{\frac{\beta_{z1} g_{m1} C_2}{\beta_{N1}^2 \beta_{z2} g_{m2} C_1}} \quad (3.74)$$

ตัวแปร β_z , β_N และ β_p คือค่าสัมประสิทธิ์ที่แสดงถึงความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันภายในโครงสร้างของวงจร VDDDA ที่ทำงานในทางปฏิบัติ ซึ่งแตกต่างจากค่าอุดมคติที่ควรจะเป็น โดยความไม่สมบูรณ์แบบเหล่านี้ส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติหลักของวงจรรองความถี่หลายประการ ได้แก่ ความถี่ธรรมชาติ ซึ่งจะได้รับผลกระทบโดยตรงจากค่า β_{z1} และ β_{z2} ทำให้ความถี่คลาดเคลื่อนไปจากที่ออกแบบไว้ นอกจากนี้ตัวประกอบคุณภาพก็ได้รับผลกระทบอย่างมากจากทั้ง β_{z1} , β_{z2} และ β_{N1} และสำหรับอัตราขยายช่วงแถบผ่านนั้นจะได้รับผลกระทบแตกต่างกันไปในแต่ละฟังก์ชันกรองความถี่ เช่น อัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงจะขึ้นอยู่กับ β_{p2} เป็นต้น

3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในตัวของ VDDDA

ผลกระทบอีกอย่างหนึ่งที่มีผลต่อวงจรที่ออกแบบ คือ ค่าของอุปกรณ์แฝงของ VDDDA จะมีค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงเกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ ของ VDDDA ซึ่งเป็นปัจจัยส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร เป็นผลให้การทำงานคลาดเคลื่อนไปจากอุดมคติ ซึ่งจะสามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ แสดงดังภาพที่ 3.5



ภาพที่ 3.5 ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงที่ซั้วของ VDDDA

จากภาพที่ 3.5 พิจารณาลักษณะอุปกรณ์แฝงที่ซั้วของ VDDDA ในสภาวะปกติซั้วที่มีความต้านทานสูงของอุปกรณ์จะมีค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงอยู่ เกิดจากปัจจัยทางกายภาพและปัจจัยการผลิตของอุปกรณ์ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร ในการพิจารณาจะพิจารณาซั้วที่มีความต้านทานสูงและต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อื่นส่วนในซั้วที่มีความต้านทานต่ำจะไม่นำมาพิจารณาเพราะค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้นส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรเพียงเล็กน้อย อุปกรณ์ VDDDA ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ จะมีค่าความต้านทานแฝงและความจุแฝงที่ส่งผลกระทบต่อกรณีวงจรทำงานที่ความถี่สูงแต่ละซั้วดังนี้

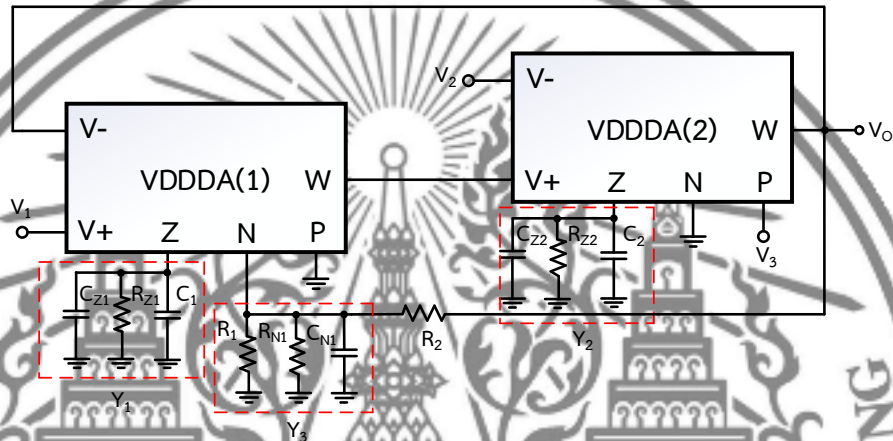
ที่ซั้ว V_+ และซั้ว V_- เป็นอินพุตของวงจรขยายผลต่างแรงดันที่สามารถควบคุมอัตราขยายด้วยการปรับค่าความนำถ่ายโอน g_m เป็นซั้วที่มีความต้านทานสูงจะมีค่าความต้านทานและความจุแฝงเกิดขึ้นดังนี้ R_{V+} และ C_{V+} เกิดขึ้นที่ซั้ว V_+ และ R_{V-} และ C_{V-} เกิดขึ้นที่ซั้ว V_-

ที่ซั้ว Z ซั้ว N และซั้ว P เป็นอินพุตวงจรผลต่างแรงดันและมีความต้านทานสูงจะเกิดค่าความต้านทานและความจุแฝงเกิดขึ้นดังนี้ R_Z และ C_Z เกิดขึ้นที่ซั้ว Z และ R_N และ C_N เกิดขึ้นที่ซั้ว N และ R_P และ C_P เกิดขึ้นที่ซั้ว P

ที่ซั้ว W ซึ่งเป็นซั้วเอาต์พุตของ VDDDA นั้น เนื่องจากมีความต้านทานของวงจรต่ำมากเป็นผลให้ปัจจัยค่าอุปกรณ์แฝงภายในวงจรส่งผลกระทบต่อวงจรมากจึงไม่นำมาพิจารณาค่าความต้านทานและความจุแฝงดังภาพที่ 3.5

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองในทางปฏิบัติ ผู้วิจัยได้มุ่งเน้นการพิจารณาผลกระทบของอุปกรณ์แฝงที่ซั้วอินพุตของ VDDDA ซึ่งมีความต้านทานสูงเนื่องจากอุปกรณ์แฝง ณ ตำแหน่งเหล่านี้ส่งผลกระทบอย่างมีนัยสำคัญต่อสมรรถนะของวงจร สำหรับ

ขั้วเอาต์พุตที่มีความต้านทานต่ำ รวมถึงขั้วอินพุตที่เชื่อมต่อกับสัญญาณโดยตรงซึ่งมีความต้านทานต่ำมากนั้น ผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงมีน้อยจนสามารถละเลยได้ จึงไม่ได้นำมาพิจารณาในการวิเคราะห์นี้ จากภาพที่ 3.5 จะพิจารณาผลกระทบค่าอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นที่จุดต่างๆ ซึ่งสามารถแสดงดังภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกรณีพิจารณาผลกระทบจากตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแฝง

จากวงจรภาพที่ 3.6 พิจารณาความต้านทานและความจุแฝงของวงจร เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณากำหนดให้ Y_1 , Y_2 และ Y_3 เป็นส่วนกลับความต้านทานแฝงรวมที่เกิดจากความจุแฝงและความต้านทานแฝงรวมในกรณีทำงานที่ความถี่สูง หรือความนำรวมของวงจรในกรณีทำงานที่ความถี่สูง ซึ่งเกิดขึ้นในวงจรมีรายละเอียดดังนี้

เมื่อพิจารณาที่จุด Y_1 กำหนดให้ $G_{Z1} = 1/R_{Z1}$ จะได้ดังสมการที่ (3.75)

$$Y_1 = s(C_{Z1} + C_1) + G_{Z1} \quad (3.75)$$

กำหนด $C_{T1} = C_1 + C_{Z1}$ สามารถเขียนสมการ Y_1 ได้ดังสมการที่ (3.76)

$$Y_1 = sC_{T1} + G_{Z1} \quad (3.76)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด Y_2 กำหนดให้ $G_{Z2} = 1/R_{Z2}$ จะได้ดังสมการที่ (3.77)

$$Y_2 = s(C_{Z2} + C_2) + G_{Z2} \quad (3.77)$$

กำหนดให้ $C_{T2} = C_{Z2} + C_2$ สามารถเขียนสมการ Y_2 ได้ดังสมการที่ (3.78)

$$Y_2 = sC_{T2} + G_{Z2} \quad (3.78)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด Y_3 กำหนดให้ $G_1 = 1/R_1$ และ $G_{N1} = 1/R_{N1}$ จะได้ดังสมการที่ (3.79)

$$Y_3 = sC_{N1} + G_1 + G_{N1} \quad (3.79)$$

พิจารณาที่จุด V_O หรือแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA(1) ได้ดังสมการที่ (3.80)

$$V_{W1} = V_{Z1} - V_{N1} \quad (3.80)$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อม C_1 ที่ขั้ว Z_1 โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหากระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z_1 คูณด้วยค่าความต้านทานของ C_1 โดย

$$I_{Z1} = I_{Y1} \quad (3.81)$$

โดย $I_{Z1} = g_{m1}(V_{V1+} - V_{V1-})$ จะได้ดังสมการที่ (3.82)

$$g_{m1}(V_1 - V_O) = Y_{Z1} Y_1 \quad (3.82)$$

จัดรูปสมการที่ (3.82) โดยย้าย Y_1 ไปอีกฝั่งของสมการ ได้ดังสมการที่ (3.83)

$$V_{Z1} = \frac{g_{m1}}{Y_1}(V_1 - V_O) \quad (3.83)$$

จัดรูปสมการที่ (3.83) ได้ดังสมการที่ (3.84)

$$V_{z1} = \frac{g_{m1}}{Y_1} V_1 - \frac{g_{m1}}{Y_1} V_o \quad (3.84)$$

แทนค่าสมการที่ (3.84) ในสมการที่ (3.80) จะได้ดังสมการที่ (3.85)

$$V_{w1} = \frac{g_{m1}}{Y_1} V_1 - \frac{g_{m1}}{Y_1} V_o - V_{N1} \quad (3.85)$$

พิจารณา KCL ที่โหนด V_{N1} ได้ดังสมการที่ (3.86)

$$I_{Y3} = I_{R2} \quad (3.86)$$

ใช้กฎของโอห์มแทนค่าสมการที่ (3.86) ได้ดังสมการที่ (3.87)

$$V_{N1} Y_3 = \frac{V_o - V_{N1}}{R_2} \quad (3.87)$$

คูณด้วย R_2 ในสมการที่ (3.87) จะได้ดังสมการที่ (3.88)

$$V_{N1} Y_3 R_2 = V_o - V_{N1} \quad (3.88)$$

จัดรูปสมการที่ (3.88) ได้ดังสมการที่ (3.89)

$$V_{N1} (Y_3 R_2 + 1) = V_o \quad (3.89)$$

จัดรูปสมการที่ (3.89) เพื่อหา V_{N1} ได้ดังสมการที่ (3.90)

$$V_{N1} = \frac{1}{Y_3 R_2 + 1} V_o \quad (3.90)$$

แทนค่าสมการที่ (3.90) ในสมการที่ (3.85) จะได้สมการที่ (3.91)

$$V_{w1} = \frac{g_{m1}}{Y_1} V_1 - \frac{g_{m1}}{Y_1} V_o - \frac{1}{Y_3 R_2 + 1} V_o \quad (3.91)$$

พิจารณา KCL ที่โหนด V_{z2} ได้สมการที่ (3.92)

$$I_{z2} = I_{Y2} \quad (3.92)$$

โดย $I_{z2} = g_{m2}(V_{w1} - V_{z2})$ จะได้สมการที่ (3.93)

$$g_{m2}(V_{w1} - V_{z2}) = V_{z2} Y_2 \quad (3.93)$$

จัดรูปสมการที่ (3.93) เพื่อหา V_{z2} ได้สมการที่ (3.94)

$$V_{z2} = \frac{g_{m2}}{Y_2} \left(\frac{g_{m1}}{Y_1} V_1 - \frac{g_{m1}}{Y_1} V_o - \frac{1}{Y_3 R_2 + 1} V_o - V_{z2} \right) \quad (3.94)$$

กระจาย g_{m2}/Y_2 เข้าไปคูณ จะได้สมการที่ (3.95)

$$V_{z2} = \frac{g_{m1} g_{m2}}{Y_1 Y_2} V_1 - \frac{g_{m1} g_{m2}}{Y_1 Y_2} V_o - \left(\frac{g_{m2}}{Y_2} \right) \left(\frac{1}{Y_3 R_2 + 1} \right) V_o - \frac{g_{m2}}{Y_2} V_{z2} \quad (3.95)$$

พิจารณาที่จุด V_o หรือแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่ขั้ว W ของ VDDDA(2) ได้สมการที่ (3.96)

$$V_{w2} = V_{z2} - V_{N2} + V_{P2} \quad (3.96)$$

เมื่อ $V_{w2} = V_o$ และ $V_{N2} = 0$ จะได้สมการที่ (3.97)

$$V_o = V_{z2} + V_{p2} \quad (3.97)$$

แทนค่าสมการที่ (3.95) ในสมการที่ (3.97) จะได้ตั้งสมการที่ (3.98)

$$V_o = \frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}V_1 - \frac{g_{m1}g_{m2}}{Y_1Y_2}V_o - \left(\frac{g_{m2}}{Y_2} \right) \left(\frac{1}{Y_3R_2 + 1} \right) V_o - \frac{g_{m2}}{Y_2}V_2 + V_3 \quad (3.98)$$

คูณด้วย Y_1Y_2 ในสมการที่ (3.98) จะได้ตั้งสมการที่ (3.99)

$$Y_1Y_2V_o = g_{m1}g_{m2}V_1 - g_{m1}g_{m2}V_o - \frac{Y_1g_{m2}}{Y_3R_2 + 1}V_o - Y_1g_{m2}V_2 + Y_1Y_2V_3 \quad (3.99)$$

จัดสมการที่ (3.99) โดยดึงตัวร่วม V_o ได้ตั้งสมการที่ (3.100)

$$\left(Y_1Y_2 + \frac{Y_1g_{m2}}{Y_3R_2 + 1} + g_{m1}g_{m2} \right) V_o = Y_1Y_2V_3 - Y_1g_{m2}V_2 + g_{m1}g_{m2}V_1 \quad (3.100)$$

ย้ายข้างสมการเพื่อหาค่า V_o ได้ตั้งสมการที่ (3.101)

$$V_o = \frac{Y_1Y_2V_3 - Y_1g_{m2}V_2 + g_{m1}g_{m2}V_1}{Y_1Y_2 + \frac{Y_1g_{m2}}{Y_3R_2 + 1} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.101)$$

จากสมการ (3.101) เมื่อนำสมการ Y_3 มาพิจารณา เพื่อที่จะหาความถี่ใช้งาน (Operating Frequency; f_{op}) โดยหากความถี่ใช้งานของวงจร เป็นไปตามสมการที่ (3.102)

$$f_{op} \ll \frac{1}{2\pi C_{N1}(R_1 // R_{N1})} \quad (3.102)$$

ดังนั้น Y_3 จะสามารถประมาณได้ดังสมการที่ (3.103)

$$Y_3 = \frac{1}{R_1 / R_{N1}} \quad (3.103)$$

เนื่องจากความต้านทาน R_{N1} มีค่ามากกว่า R_1 มาก จึงประมาณ Y_3 ได้ดังสมการที่ (3.104)

$$Y_3 = \frac{1}{R_1} \quad (3.104)$$

นำ Y_3 ที่ได้ไปแทนในสมการที่ (3.101) จะได้ดังสมการที่ (3.105)

$$V_o = \frac{Y_1 Y_2 V_3 - Y_1 g_{m2} V_2 + g_{m1} g_{m2} V_1}{Y_1 Y_2 + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) Y_1 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.105)$$

แทนค่าสมการที่ (3.76) และ (3.78) ในสมการที่ (3.105) จะได้ดังสมการที่ (3.106)

$$V_o = \frac{(sC_{T1} + G_{Z1})(sC_{T2} + G_{Z1})V_3 - (sC_{T1} + G_{Z1})g_{m2}V_2 + g_{m1}g_{m2}V_1}{(sC_{T1} + G_{Z1})(sC_{T2} + G_{Z1}) + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) (sC_{T1} + G_{Z1})g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.106)$$

จัดรูปสมการที่ (3.106) โดยการคูณกันระหว่างวงเล็บจะได้ดังสมการที่ (3.107)

$$V_o = \frac{(s^2 C_{T1} C_{T2} + sC_{T1} G_{Z2} + sC_{T2} G_{Z1} + G_{Z1} G_{Z2})V_3 - (sC_{T1} g_{m2} + G_{Z1} g_{m2})V_2 + g_{m1} g_{m2} V_1}{(s^2 C_{T1} C_{T2} + sC_{T1} G_{Z2} + sC_{T2} G_{Z1} + G_{Z1} G_{Z2}) + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) (sC_{T1} g_{m2} + G_{Z1} g_{m2}) + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.107)$$

จัดรูปสมการที่ (3.107) โดยการคูณ R_1/R_1+R_2 เข้าไป จะได้ดังสมการที่ (3.108)

$$V_o = \frac{(s^2 C_{T1} C_{T2} + s C_{T1} G_{Z2} + s C_{T2} G_{Z1} + G_{Z1} G_{Z2}) V_3 - (s C_{T1} g_{m2} + G_{Z1} g_{m2}) V_2 + g_{m1} g_{m2} V_1}{s^2 C_{T1} C_{T2} + s C_{T1} G_{Z2} + s C_{T2} G_{Z1} + G_{Z1} G_{Z2} + \frac{s C_{T1} g_{m2} R_1}{R_1 + R_2} + \frac{G_{Z1} g_{m2} R_1}{R_1 + R_2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.108)$$

ดึงตัวร่วมที่คูณอยู่กับ s ในสมการที่ (3.108) จะได้สมการที่ (3.109)

$$V_o = \frac{(s^2 C_{T1} C_{T2} + s C_{T1} G_{Z2} + s C_{T2} G_{Z1} + G_{Z1} G_{Z2}) V_3 - (s C_{T1} g_{m2} + G_{Z1} g_{m2}) V_2 + g_{m1} g_{m2} V_1}{s^2 C_{T1} C_{T2} + s \left(C_{T1} G_{Z2} + C_{T2} G_{Z1} + G_{Z1} G_{Z2} + \frac{C_{T1} g_{m2} R_1}{R_1 + R_2} \right) + \frac{G_{Z1} g_{m2} R_1}{R_1 + R_2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.109)$$

หารด้วย $C_{T1} C_{T2}$ ในสมการที่ (3.109) จะได้สมการที่ (3.110)

$$V_o = \frac{\left(s^2 + s \frac{G_{Z1}}{C_{T1}} + s \frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{G_{Z1} G_{Z2}}{C_{T1} C_{T2}} \right) V_3 - \left(s \frac{g_{m2}}{C_{T2}} + \frac{G_{Z1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}} \right) V_2 + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}} V_1}{s^2 + s \left[\frac{G_{Z1}}{C_{T1}} + \frac{G_{Z2}}{C_{T2}} + \frac{G_{Z1} G_{Z2}}{C_{T1} C_{T2}} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} \right] + \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{G_{Z1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}} \right]} \quad (3.110)$$

แทน $G_{Z1} = 1/R_{Z1}$ และ $G_{Z2} = 1/R_{Z2}$ ในสมการที่ (3.110) จะได้สมการที่ (3.111)

$$V_o = \frac{\left(s^2 + s \frac{1}{C_{T1} R_{Z1}} + s \frac{1}{C_{T2} R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1} R_{Z2}} \right) V_3 - \left(s \frac{g_{m2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m2}}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1}} \right) V_2 + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}} V_1}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_{T1} R_{Z1}} + \frac{1}{C_{T2} R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1} R_{Z2}} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} \right] + \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1}} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}} \right]} \quad (3.111)$$

จากสมการที่ (3.111) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ โดยที่ไม่ต้องการการเมทซิงกันของอุปกรณ์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_3 = V_{in}$ และ $V_1 = V_2 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.112)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\left(s^2 + s \frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + s \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} \right)}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} \right] + \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} \right]} \quad (3.112)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_{in}$ และ $V_2 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.113)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} \right] + \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} \right]} \quad (3.113)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_2 = V_{in}$ และ $V_1 = V_3 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.114)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-\left(s \frac{g_{m2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} \right)}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} \right] + \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} \right]} \quad (3.114)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_3 = V_{in}$ และ $V_2 = \text{GND}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.115)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\left(s^2 + s \frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + s \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} \right] + \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} \right]} \quad (3.115)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.116)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\left(s^2 + s \frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + s \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} \right) - \left(\frac{g_{m2}}{C_{T2}} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}}{s^2 + s \left[\frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}} + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} \right] + \left[\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}} \right]} \quad (3.116)$$

จากสมการที่ (3.111) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพดังสมการที่ (3.117) และ (3.118)

$$\omega_0 = \sqrt{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}} \quad (3.117)$$

และ

$$Q = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}}}{\left(\frac{1}{C_{T1}R_{Z1}} + \frac{1}{C_{T2}R_{Z2}} \right) + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \frac{g_{m2}}{C_{T2}} + \frac{1}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}R_{Z2}}} \quad (3.118)$$

ค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นภายในวงจรองความถี่ล้วนเป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของวงจรจากอุดมคติ โดยค่าความจุแฝงมักเป็นปัจจัยหลักที่จำกัดแถบความถี่การทำงานของวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่สูง ทำให้ความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพคลาดเคลื่อนจากค่าที่ออกแบบไว้ อีกทั้งยังสามารถนำไปสู่ความไม่เสถียรของวงจรได้ ส่วนค่าความต้านทานแฝงนั้นส่งผลให้เกิดการลดทอนสัญญาณ ซึ่งทั้งหมดนี้ล้วนลดทอนความแม่นยำของพารามิเตอร์วงจรอง เช่น ความถี่ธรรมชาติ ตัวประกอบคุณภาพและอัตราขยายช่วงแถบผ่าน เป็นต้น

3.4 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรรองความถี่

ในการออกแบบวงจรรองความถี่ การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรรองความถี่ คือการตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติของวงจรเมื่อค่าของวงจรรองที่ใช้มีความคลาดเคลื่อนจากค่าที่ออกแบบไว้ วงจรรองความถี่ที่ดีควรมีค่าความไวต่ำ ซึ่งหมายความว่า การเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จะส่งผลกระทบต่อคุณสมบัติของวงจรเพียงเล็กน้อย ในที่นี้ ความไวของอุปกรณ์ VDDDA ที่ใช้ในวงจรจะถูกพิจารณาเป็นกรณีต่าง ๆ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรรองความถี่ในกรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VDDDA ที่นำเสนอนี้ เป็นการพิจารณาความไวของตัวแปรอุปกรณ์ที่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและคุณภาพของสัญญาณ โดยอ้างอิงจากสมการที่ (3.50) และสมการที่ (3.51) ในกรณีที่วงจรทำงานในสภาวะอุดมคติ ตัวแปรอุปกรณ์แอททิฟและแพสซีฟ ได้แก่ g_{m1} , g_{m2} , C_1 และ C_2 ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพ ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = S_{g_{m1}}^Q = S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.119)$$

$$S_{C_1}^{\omega_o} = S_{C_2}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^Q = S_{C_1}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.120)$$

3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรรองในกรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันของ VDDDA

เมื่อพิจารณากรณีที่วงจรทำงานไม่เป็นอุดมคติ โดยอิงจากสมการที่ (3.73) และสมการที่ (3.74) ตัวแปรอุปกรณ์แอททิฟและแพสซีฟ ซึ่งได้แก่ β_{z1} , β_{z2} , β_{N1} , g_{m1} , g_{m2} , C_1 และ C_2 สามารถนำมาวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรรองความถี่ โดยพิจารณาผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรเหล่านี้ที่มีต่อการตอบสนองในความถี่ธรรมชาติ และตัวประกอบคุณภาพ ได้ดังนี้

$$S_{\beta_{z1}}^{\omega_o} = S_{\beta_{z2}}^{\omega_o} = S_{g_{m1}}^{\omega_o} = S_{g_{m2}}^{\omega_o} = S_{\beta_{z1}}^Q = S_{g_{m1}}^Q = S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.121)$$

$$S_{\beta_{zz}}^{\omega} = S_{g_{m2}}^{\omega} = S_{C_1}^{\omega} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.122)$$

$$S_{\beta_{N1}}^{\omega_0} = -1 \quad (3.123)$$

3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรรองความถี่ในกรณีที่มีผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของ VDDDA

เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรรองความถี่ในกรณีที่มีผลกระทบอันเนื่องมาจากความต้านทานและความจุแฝงของวงจรรอง จากสมการที่ (3.117) และสมการที่ (3.118) ตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอคทีฟ คือ R_1 , R_2 , R_{Z1} , R_{Z2} , C_{T1} , C_{T2} , g_{m1} , และ g_{m2}

$$S_{C_{T1}}^{\omega_0} = S_{C_{T2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.124)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \left[\frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}}{R_1 + R_2 \left(\frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}} \right] \quad (3.125)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (3.126)$$

$$S_{R_1}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} \right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left(\frac{g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}R_{Z1}} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{T1}C_{T2}}} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (3.127)$$

$$S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \left(\frac{g_{m2}}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1}}\right)}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \left(\frac{g_{m2}}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1}}\right) + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}}} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \quad (3.128)$$

$$S_{R_{Z1}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \frac{g_{m2}}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1}}}{\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \frac{g_{m2}}{C_{T1} C_{T2} R_{Z1}} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_{T1} C_{T2}}} \quad (3.129)$$

$$S_{R_{Z2}}^{\omega_0} = 0 \quad (3.130)$$

จากการวิเคราะห์ค่าความไวของวงจรรองความถี่ที่ได้รับผลจากตัวแปรของอุปกรณ์ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะของวงจรรองความถี่ โดยใช้สมการที่ (3.73), (3.74), (3.117) และ (3.118) พบว่า นอกจากตัวแปรอุปกรณ์ที่ใช้งานในสภาวะปกติที่มีผลต่อการตอบสนองของวงจรรแล้ว ค่าในสมการของความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพ ยังมีตัวแปรที่แสดงถึงความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน รวมถึงความต้านทานและความจุแฝงของ VDDDA ที่ส่งผลต่อการตอบสนองของวงจรรเช่นกัน ซึ่งต่างจากสมการที่ (3.50) และ (3.51) ที่แสดงความถี่ธรรมชาติ และตัวประกอบคุณภาพในกรณีอุดมคติ ตัวแปรเหล่านี้จึงเป็นตัวบ่งชี้ถึงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรรซึ่งมีผลต่อการตอบสนองของความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพ โดยหากค่าความไวสูง การเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ในวงจรรจะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของการตอบสนองในความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพสูงตามไปด้วย

3.5 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

เมื่อสังเคราะห์วงจรรและได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อตัวประกอบคุณภาพ สามารถนำสมการความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพ

ของวงจรที่ได้วิเคราะห์วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติมาทำการออกแบบค่าอุปกรณ์ โดยจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรดังต่อไปนี้

ในการออกแบบวงจรรองความถี่นี้จะอ้างอิงจากโครงสร้างของวงจรรวมที่ใช้งานจริง โดยใช้ อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA ซึ่งประกอบด้วยวงจรรวมเบอร์ LM13700 ที่ทำหน้าที่เป็น วงจรขยายความนำถ่ายโอน และต่อกับวงจรรวมเบอร์ AD830 ที่ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน สำหรับวงจรรวม LM13700 นั้น ค่าความนำถ่ายโอนหรือ g_m ของวงจรสามารถคำนวณได้จากสมการ $g_m = I_B/2V_T$ โดยที่ I_B เป็นกระแสไบแอสจากภายนอก

ตัวอย่างที่ 1 การออกแบบวงจรรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส และวงจรรองผ่าน ความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟสให้ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 100 kHz และตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2 สามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหาความถี่ธรรมชาติได้จากสมการที่ (3.48) และตัวประกอบ คุณภาพได้จากสมการที่ (3.49)

จากสมการที่ (3.48) และ (3.49) กำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ เพื่อให้สามารถปรับค่าความถี่ ธรรมชาติด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์และตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันและกำหนดความถี่ ธรรมชาติเท่ากับ 100 kHz กำหนดให้ $C_1 = C_2$ จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2

เมื่อ $\omega = 2\pi f$ จะหาค่า I_B ได้ตามสมการที่ (3.131)

$$I_B = 2\pi f 2V_T C \quad (3.131)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรรองความถี่ที่นำเสนอกรณีฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่าน ความถี่สูงมีความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 100 kHz จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 326.7 \mu A$ และ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$

ตัวอย่างที่ 2 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่ง เอาต์พุตฟังก์ชันวงจรกรองแถบความถี่ผ่านให้ความถี่ด้านต่ำเท่ากับ 78 kHz ความถี่ด้านสูงเท่ากับ 128 kHz

กำหนดให้ $g_m = g_{m1} = g_{m2}$, $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ และ $C = C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ เมื่อต้องการให้ $f_L = 78 \text{ kHz}$, $f_H = 128 \text{ kHz}$ โดยสามารถหาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$BW = f_H - f_L \quad (3.132)$$

แทนค่า $f_L = 78 \text{ kHz}$, $f_H = 128 \text{ kHz}$ ในสมการที่ (3.132) จะได้ความกว้างของแบนด์วิดท์เท่ากับ 50 kHz และหาค่าความถี่ธรรมชาติได้จาก

$$f_0 = \sqrt{f_H \times f_L} \quad (3.133)$$

จะได้ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 100 kHz จากนั้นหาค่าตัวประกอบคุณภาพได้จาก

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (3.134)$$

จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2 จากสมการที่ (3.48) แทนค่า $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ และ $f_0 = 100 \text{ kHz}$ จะได้กระแสไบแอสเท่ากับ $326.7 \text{ }\mu\text{A}$

ดังนั้นเมื่อต้องการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตฟังก์ชันกรองแถบความถี่ผ่านให้มีความถี่ด้านต่ำเท่ากับ 78 kHz ความถี่ด้านสูงเท่ากับ 128 kHz จะต้องปรับ $I_B = 326.7 \text{ }\mu\text{A}$ เมื่อกำหนดให้ $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ และ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$

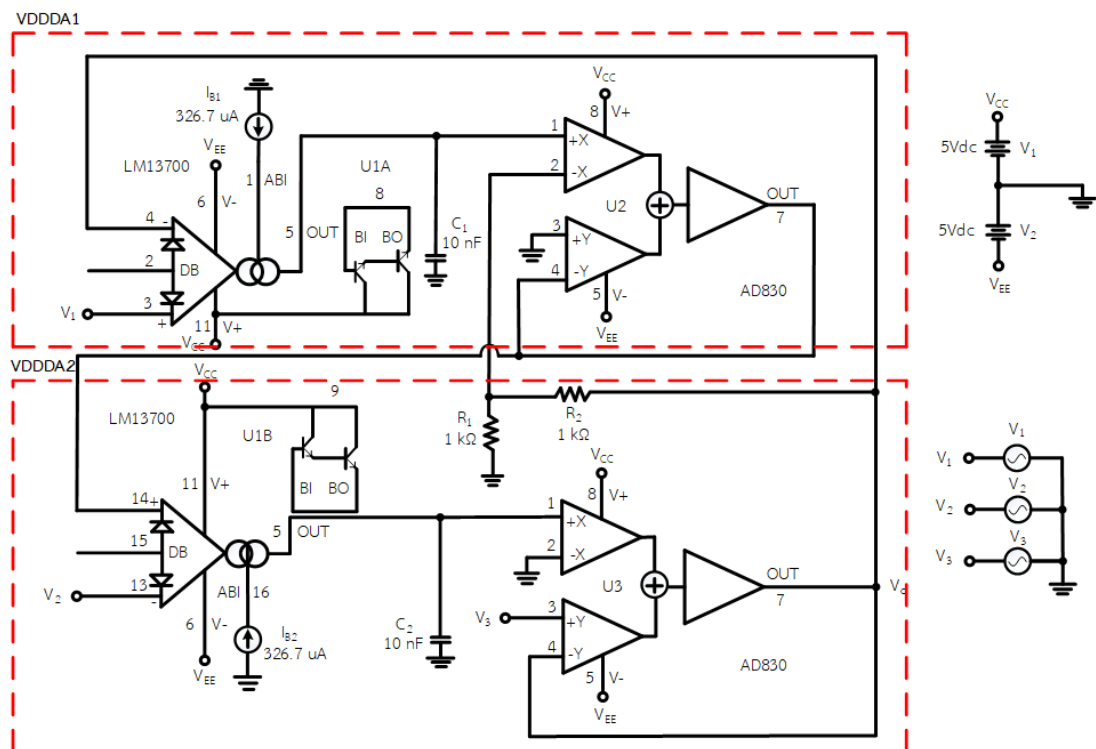
จากการสังเคราะห์และการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ VDDDA และตัวอย่างการออกแบบจะถูกนำไปทดสอบโดยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันผลในบทที่ 4 และสรุปอภิปรายผลวิทยานิพนธ์ในบทที่ 5 ต่อไป

บทที่ 4

ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูงและความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ ว่ามีคุณสมบัติเป็นไปตามวัตถุประสงค์ และเป็นไปตามหลักการที่ได้สังเคราะห์ วิเคราะห์ และออกแบบไว้ก่อนหน้านี้ ในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจากการออกแบบวงจร พร้อมทั้งอภิปรายผลจากการทดสอบเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

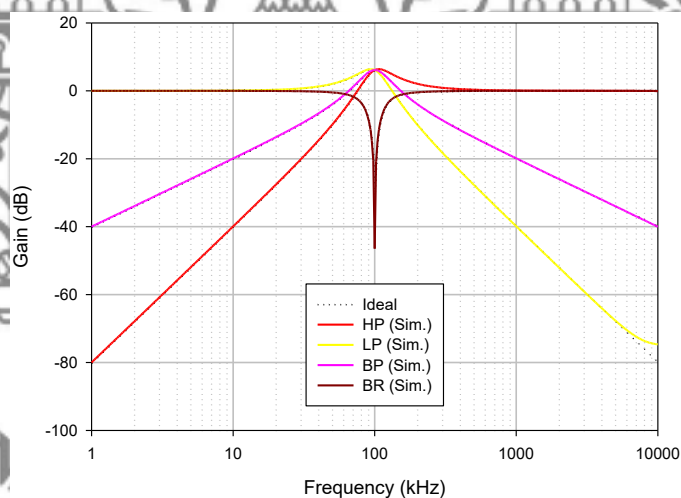
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE



ภาพที่ 4.1 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอทดสอบสมรรถนะการทำงานโดยใช้โปรแกรม PSPICE

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในภาพที่ 3.4 โครงสร้างของ VDDDA ใช้วงจรรวมเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน และวงจรรวมเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดันแสดงวงจรถังภาพที่ 4.1 เพื่อยืนยันผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ทดสอบวงจรโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ± 5 V วิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ส่วนประกอบของวงจรจากสมการที่ (3.48)-(3.49) โดยออกแบบให้ได้ความถี่ธรรมชาติของวงจรในทางอุดมคติ คือ 100 kHz กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 10$ nF และ $R_1 = R_2 = 1$ k Ω จะได้กระแสไบแอส $I_{B1} = I_{B2} = 326.7$ μ A และตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2

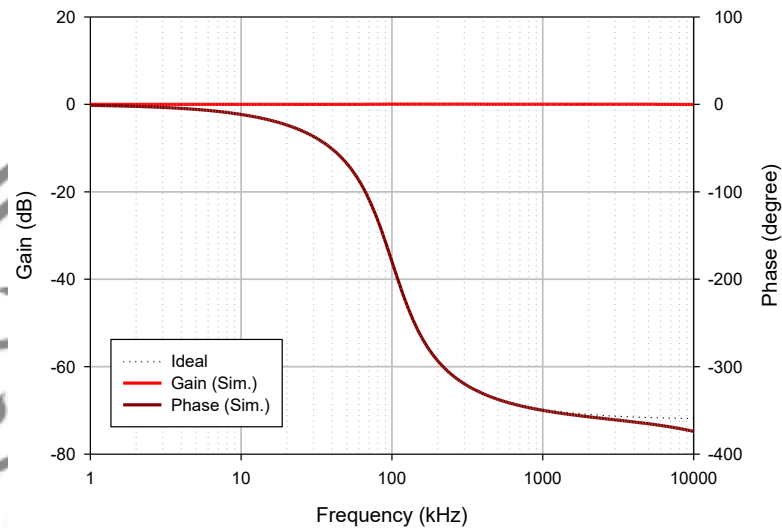
การทดสอบผลการตอบสนองทางความถี่ในแต่ละฟังก์ชันตามตารางที่ 1.1 โดยป้อนอินพุตสัญญาณไซน์ขนาด 20 mV_{p-p} หรือ กราวนด์ เพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันการทำงานตามตารางเดียวกัน พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ ผลตอบสนองทางความถี่และเกน แสดงดังภาพที่ 4.2



ภาพที่ 4.2 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่

จากผลการจำลองวงจรทำงานตอบสนองความถี่ธรรมชาติที่ 100.05 kHz และตัวประกอบคุณภาพที่ 1.84 ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี ($f_0 = 100$ kHz และ $Q = 2$) คิดเป็น 0.3% สำหรับความถี่ธรรมชาติและ 8% สำหรับตัวประกอบคุณภาพตามลำดับ สาเหตุของการเบี่ยงเบนนี้เกิดจากกรณีที่วงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยมีผลกระทบมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ VDDDA ที่ได้วิเคราะห์ในสมการที่ (3.68)-(3.72) และ

ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงภายใน VDDDA ที่ได้วิเคราะห์ในสมการที่ (3.112)-(3.116)



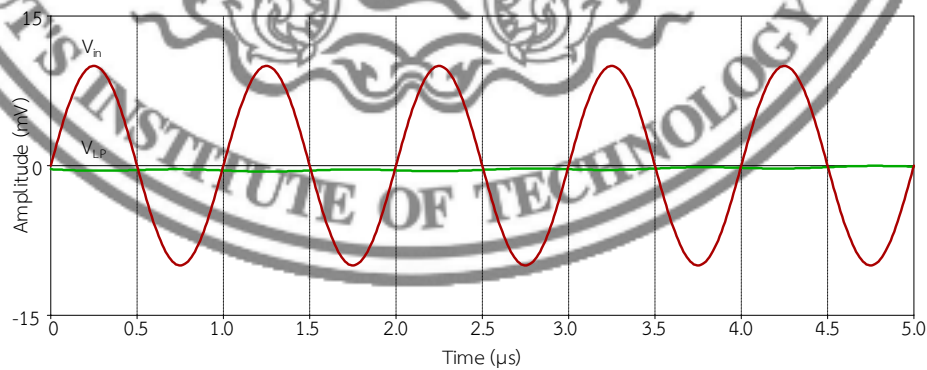
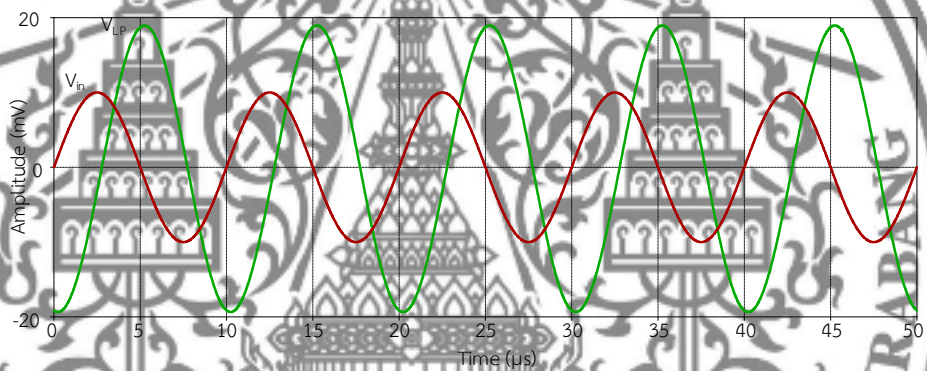
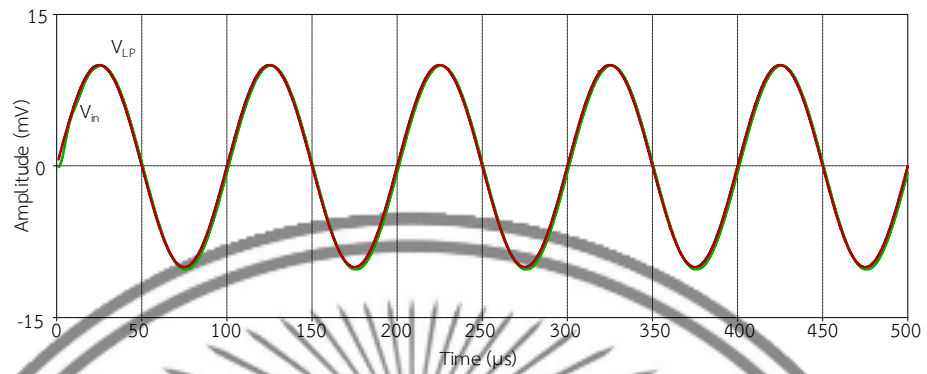
ภาพที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส

จากการทดสอบและบันทึกผลสมรรถนะของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่ได้จากการจำลองวงจร ที่ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 100 kHz พบว่า V_O เลื่อนเฟสล้าหลังไปจาก V_{in} เท่ากับ -179.77 องศา ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าทางทฤษฎีคือ -180 องศา คิดเป็น 0.13% และเมื่อ V_O ล้าหลัง V_{in} เท่ากับ -180 องศา พบว่าความถี่ธรรมชาติที่ได้เท่ากับ 100.10 kHz ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีคือ 100 kHz คิดเป็น 0.1% แสดงในภาพที่ 4.3

เมื่อป้อนแรงดันเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 20 mV_{pp} โดยทดสอบที่ความถี่ 3 ค่าได้แก่ 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz กับฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่และทดสอบที่ 5 ความถี่ได้แก่ 10 kHz, 78 kHz, 100 kHz, 128 kHz และ 1 MHz กับฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และกรองหยุดแถบความถี่ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) ดังนี้

4.1.1 การจำลองการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_1 = V_{in}$ และ $V_2 = V_3 = 0$ หรือต่อลงกราวนด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส แสดงดังภาพที่ 4.4

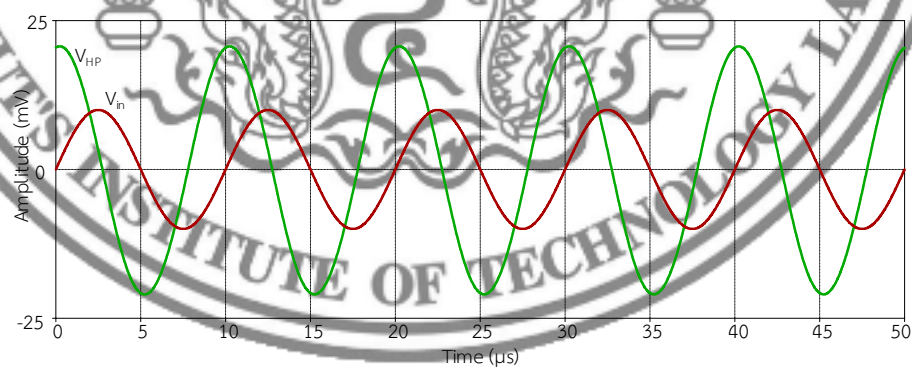
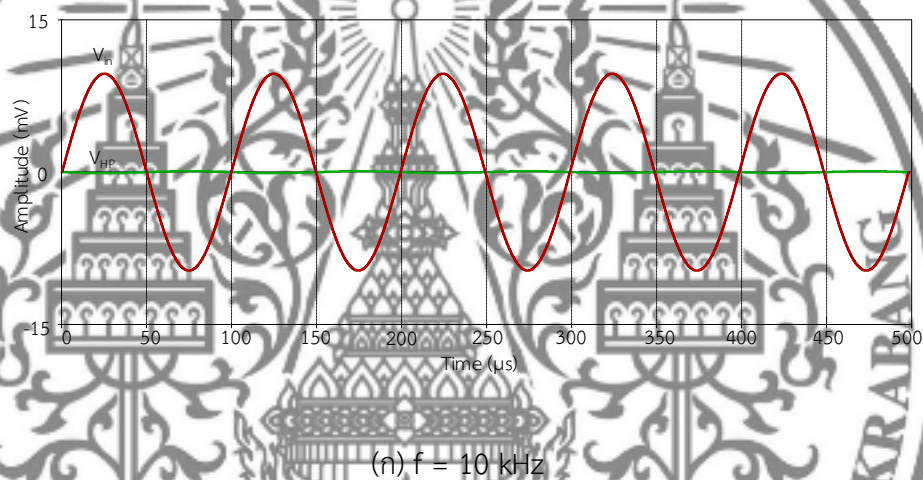


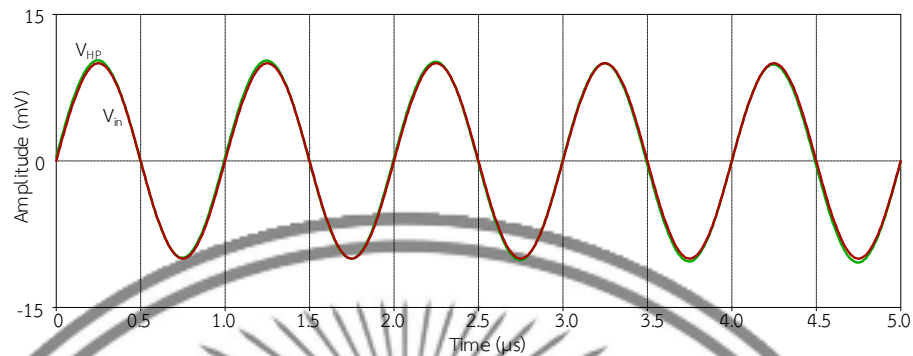
ภาพที่ 4.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

จากการทดสอบฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส แสดงการตอบสนองทางเวลา เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาด $20 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดใกล้เคียงกับ V_{in} โดยอยู่ที่ประมาณ $19.9 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ เมื่อเพิ่มความถี่ไปที่ 100 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดประมาณ $37.92 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_O ถูกลดทอนลงเหลือเพียงประมาณ $129.92 \text{ } \mu\text{V}_{\text{p-p}}$

4.1.2 การจำลองการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_3 = V_{\text{in}}$ และ $V_1 = V_{\text{in}2} = 0$ หรือต่อกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส ดังภาพที่ 4.5



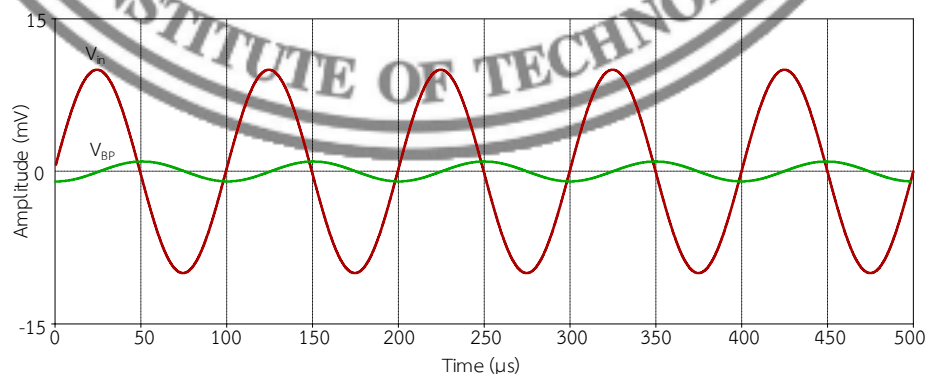
(ค) $f = 1 \text{ MHz}$

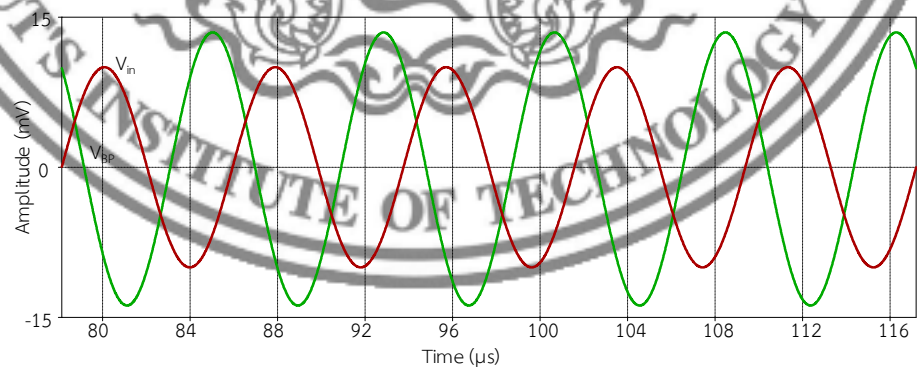
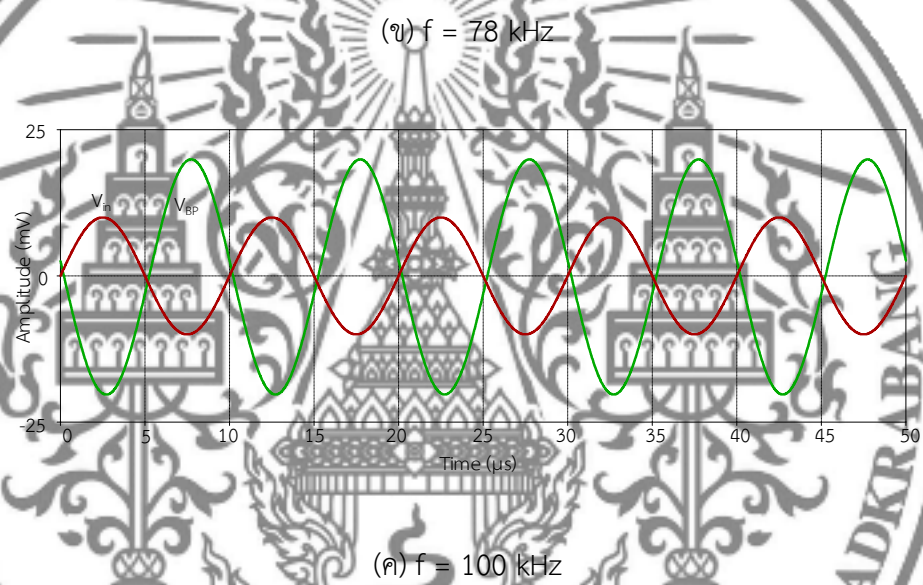
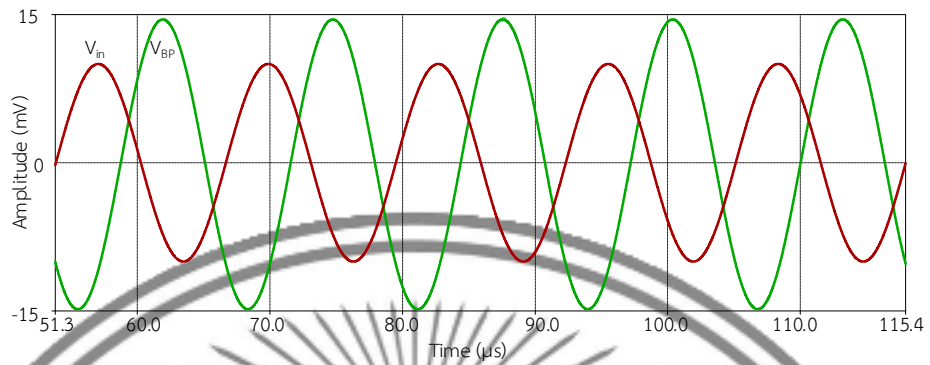
ภาพที่ 4.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

จากการทดสอบผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสด้วย สัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} พบว่า ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดลดทอนลงอย่างมากเหลือเพียงประมาณ $99.92 \text{ } \mu\text{V}_{p-p}$ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 100 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเป็นประมาณ 41.34 mV_{p-p} และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_O มีขนาดสูงขึ้นจนใกล้เคียงกับสัญญาณ V_{in} โดยวัดได้ประมาณ 19.90 mV_{p-p}

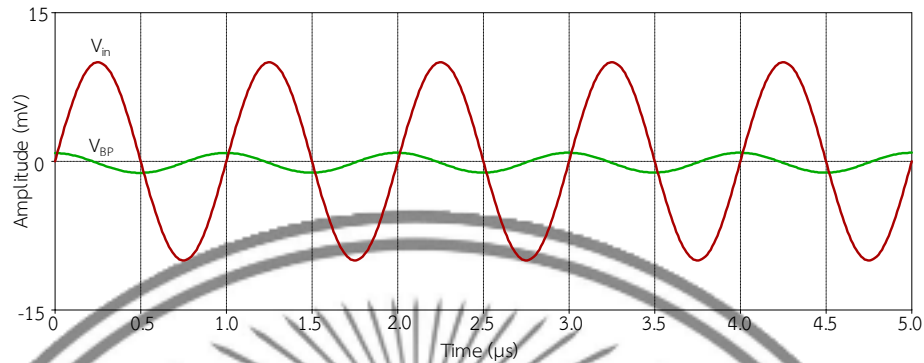
4.1.3 การจำลองการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_2 = V_{in}$ และ $V_1 = V_3 = 0$ หรือต่อลงกราวนด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส ดังภาพที่ 4.6

(ก) $f = 10 \text{ kHz}$



(c) $f = 128 \text{ kHz}$

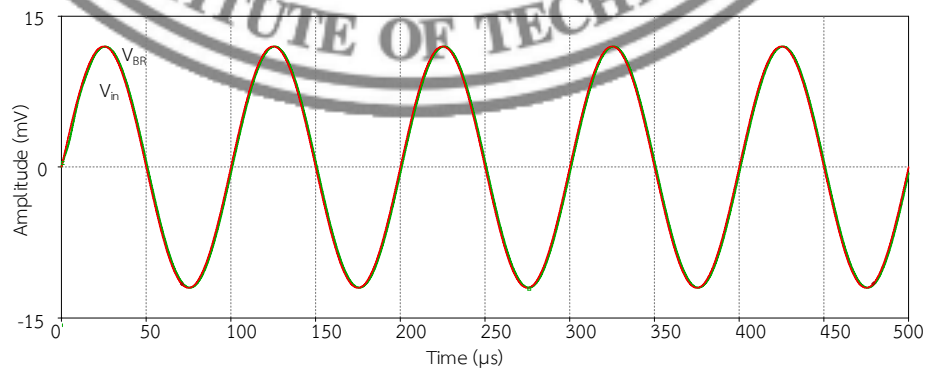
(จ) $f = 1 \text{ MHz}$

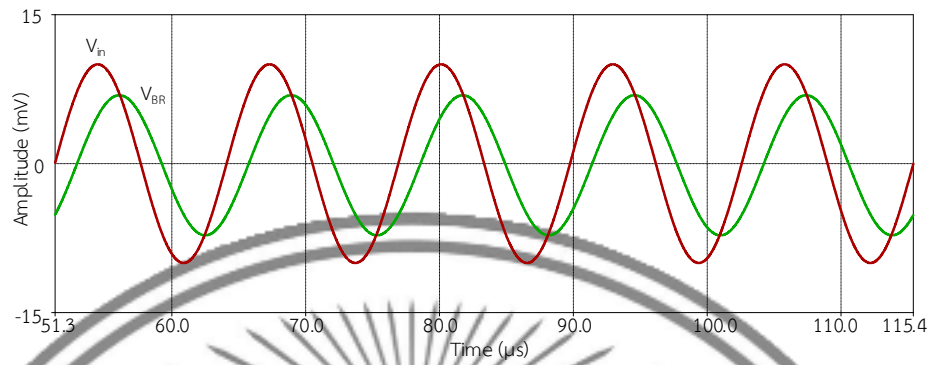
ภาพที่ 4.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

ผลการทดสอบฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส แสดงการตอบสนองทางเวลาเมื่อ ป้อนสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_O ถูกลดทอนลงอย่างมาก เหลือเพียงประมาณ 1.72 mV_{p-p} ที่ความถี่ธรรมชาติด้านต่ำ 78 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดประมาณ 29.02 mV ที่ความถี่ 100 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดสูงขึ้นประมาณ 39.74 mV_{p-p} พร้อมทั้งมีการกลับ เฟส ที่ความถี่ธรรมชาติด้านสูง 128 kHz ขนาดของ V_O มีค่าประมาณ 26.94 mV_{p-p} และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_O ถูกลดทอนลงอย่างมาก เหลือเพียงประมาณ 1.70 mV_{p-p}

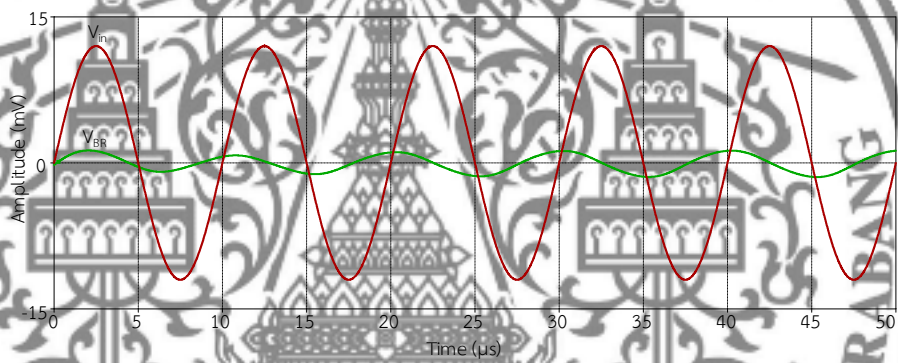
4.1.4 การจำลองการทำงานฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_1 = V_3 = V_{in}$ และ $V_2 = 0$ หรือต่อลงกราวนด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังภาพที่ 4.7

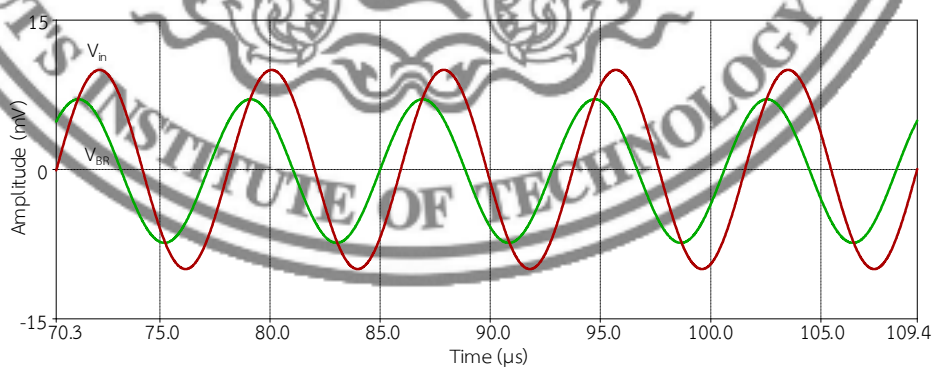
(ก) $f = 10 \text{ kHz}$



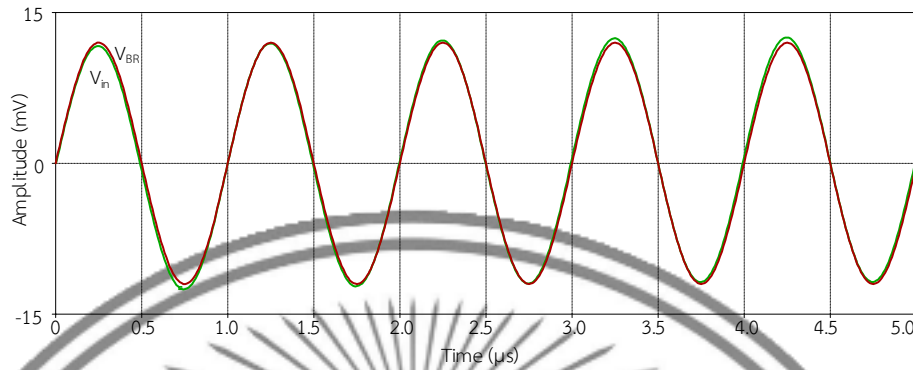
(a) $f = 78$ kHz



(b) $f = 100$ kHz



(c) $f = 128$ kHz

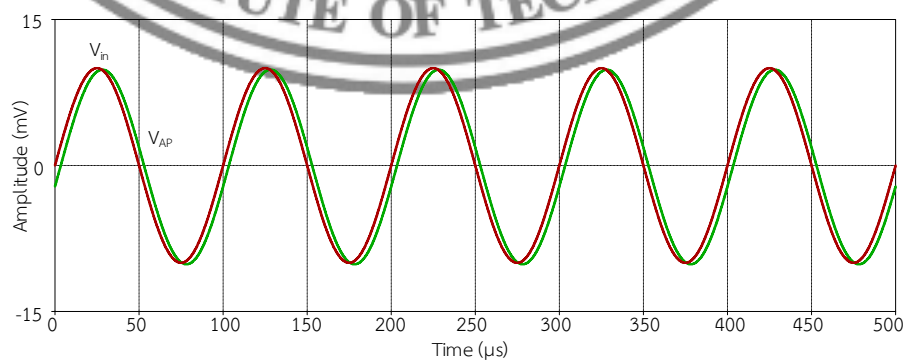
(จ) $f = 1 \text{ MHz}$

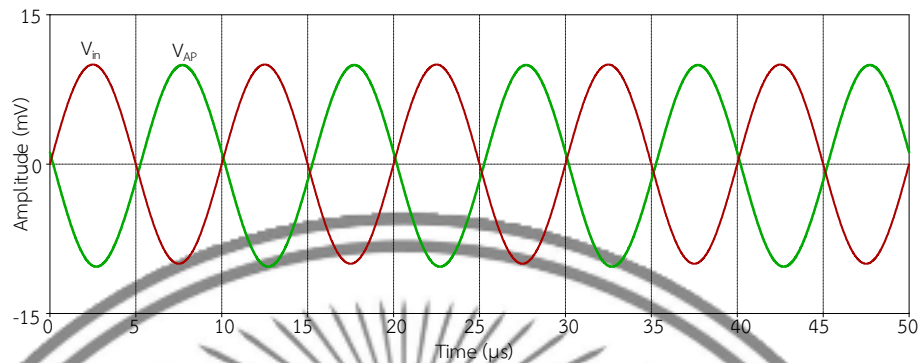
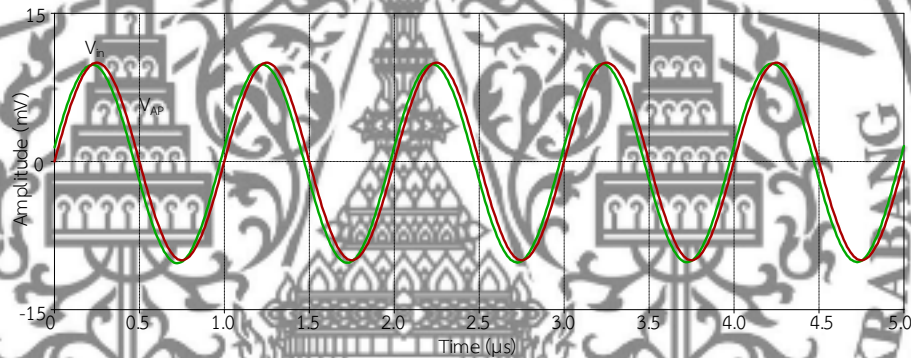
ภาพที่ 4.7 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

ผลการทดสอบฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส แสดงการตอบสนองทางเวลา เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดใกล้เคียงกับ V_{in} ประมาณ 19.66 mV_{p-p} ที่ความถี่ธรรมชาติด้านต่ำ 78 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดประมาณ 13.82 mV_{p-p} ที่ความถี่ 100 kHz สัญญาณ V_o ก็มีขนาดลดลงอย่างมาก โดยอยู่ที่ประมาณ $398.88 \mu\text{V}_{p-p}$ ที่ความถี่ธรรมชาติด้านสูง 128 kHz สัญญาณ V_o มีค่าประมาณ 14.10 mV_{p-p} และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_o จะมีขนาดใกล้เคียง V_{in} โดยอยู่ที่ประมาณ 19.72 mV_{p-p}

4.1.5 การจำลองการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังภาพที่ 4.8

(ก) $f = 10 \text{ kHz}$

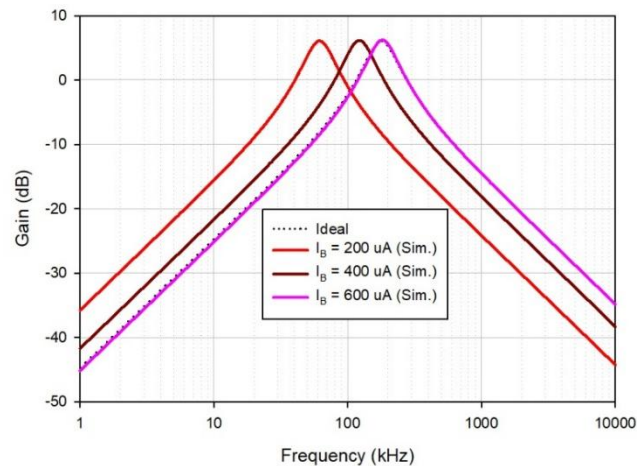
(ข) $f = 100 \text{ kHz}$ (ค) $f = 1 \text{ MHz}$

ภาพที่ 4.8 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

ผลการทดสอบฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส แสดงการตอบสนองทางเวลาเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดใกล้เคียงกับ V_{in} ประมาณ 19.72 mV_{p-p} ที่ความถี่ 100 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดอยู่ที่ประมาณ 19.94 mV_{p-p} มีการเลื่อนเฟสไป -180 องศา และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_O จะมีขนาดใกล้เคียง V_{in} โดยอยู่ที่ประมาณ 19.78 mV_{p-p} เลื่อนเฟสไป -360 องศา

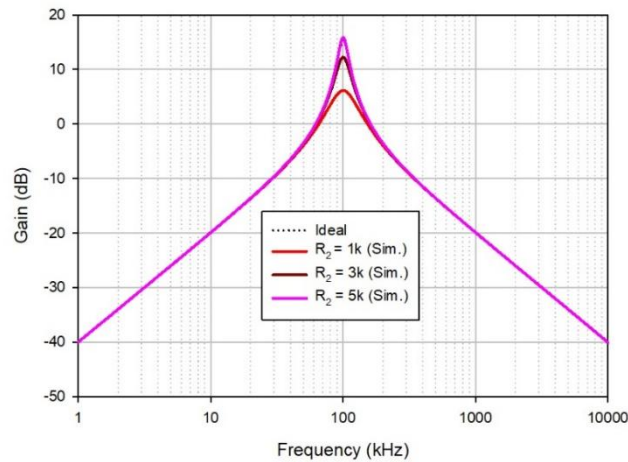
การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ จำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการปรับค่ากระแส $I_{B1} = I_{B2} = 200 \mu\text{A}$, $400 \mu\text{A}$ และ $600 \mu\text{A}$ ตามลำดับ เพื่อปรับเปลี่ยนความถี่ธรรมชาติ โดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส จากสมการที่ (3.48) ออกแบบวงจรให้ $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$ ได้ค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 2 ผลการ

ทดสอบการทำงานของวงจรพบว่าการตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสด้วยการปรับค่ากระแสไบแอส ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ ที่เปลี่ยนไป คือ 61.56 kHz, 122.11 kHz และ 181.60 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าอุดมคติคือ 61.21 kHz, 122.43 kHz และ 183.64 kHz คิดเป็น 0.57%, 0.26% และ 1.11% ตามลำดับแสดงในภาพที่ 4.9



ภาพที่ 4.9 การควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสโดยปรับค่ากระแสไบแอส

เพื่อทดสอบสมรรถนะการควบคุมตัวประกอบคุณภาพ วงจรได้ถูกออกแบบโดยใช้สมการ (3.49) กำหนดให้ตัวต้านทาน $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ และ $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ ซึ่งทำให้ได้ค่าตัวประกอบคุณภาพทางทฤษฎีเท่ากับ 2 จากนั้นได้ทำการปรับค่าตัวต้านทาน R_2 เป็น $1 \text{ k}\Omega$, $3 \text{ k}\Omega$ และ $5 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ โดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส ผลการทดสอบการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าการตอบสนองของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ด้วยการปรับค่าตัวต้านทาน R_2 ทำให้ได้ค่าตัวประกอบคุณภาพ คือ 2.01, 4.09 และ 6.15 ตามลำดับ ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าอุดมคติคือ 2, 4 และ 6 คิดเป็น 0.5%, 2.25% และ 2.5% ตามลำดับ แสดงดังภาพที่ 4.10



ภาพที่ 4.10 การควบคุมตัวประกอบคุณภาพฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า R_2

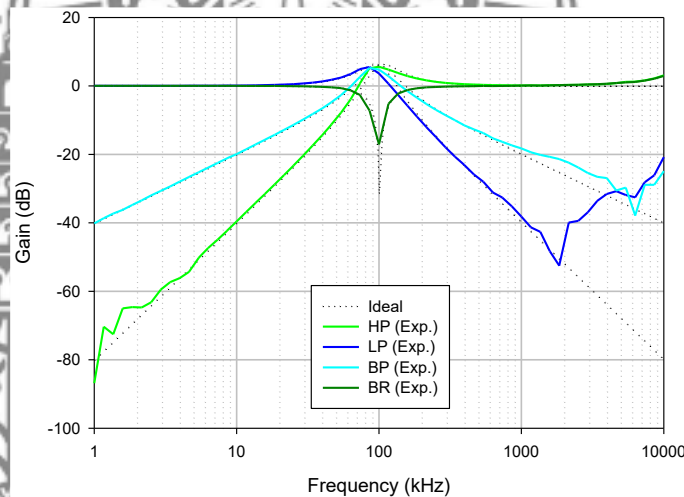
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

เพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง การทดสอบวงจรจะใช้วงจรรวมสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์เบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน และวงจรรวมเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรผลต่างแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ± 5 V ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 10$ nF และ $I_{B1} = I_{B2} = 326.7$ μ A โดยกระแสไบแอสจะสร้างโดย นำตัวต้านทาน R_B มาต่อที่ขา I_B แล้วป้อนแรงดันไฟกระแสตรง V_C ทำให้ได้กระแสไบแอส $I_B = (V_C - V_B)/R_B$ ทำให้สามารถปรับ I_B ได้จาก V_B หรือ R_B ตามที่ต้องการ (สามารถวัดกระแสด้วยมัลติมิเตอร์ได้) ป้อนอินพุตของวงจรเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 20 mV_{pp}

ในการทดสอบจะปรับค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจรที่ 10 kHz, 100 kHz และ 1 MHz จากนั้นวัดค่าสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจร หาค่าการตอบสนองของความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรในแต่ละช่วงความถี่ โดยมีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบดังนี้

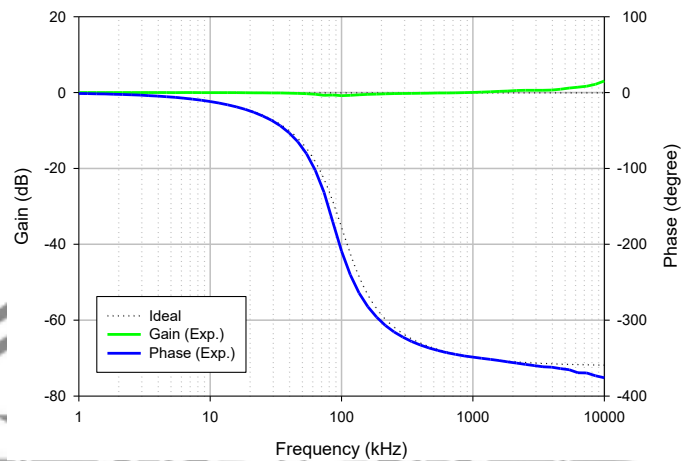
1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Power Supply) ยี่ห้อ GW INSTEK รุ่น GPS-3303
2. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้าดิจิทัลออสซิลโลสโคป (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ KEYSIGHT รุ่น DSOX1102G
3. ดิจิทัลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter) ยี่ห้อ RICHMETERS รุ่น 098

จากการทดสอบและบันทึกผลสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงในรูปแบบอัตราส่วนเอาต์พุตต่ออินพุตของแต่ละช่วงความถี่ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตได้จาก $20\log(V_{out}/V_{in})$ มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) ได้ค่าความถี่ธรรมชาติที่ 100.20 kHz โดยมีความคลาดเคลื่อนจากอุดมคติคือ 100 kHz คิดเป็น 0.2% และตัวประกอบคุณภาพที่ 1.81 ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติคือ 2 คิดเป็น 9.5% ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง แสดงในภาพที่ 4.11



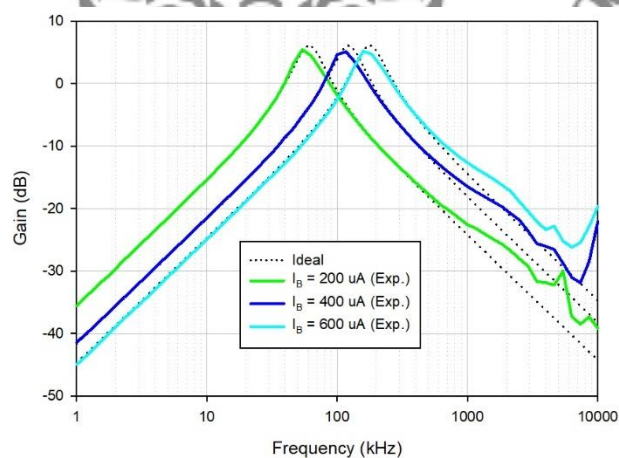
ภาพที่ 4.11 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง

จากการทดสอบและบันทึกผลสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริง ที่ความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 100 kHz พบว่า V_o ล้าหลังไปจาก V_{in} เท่ากับ -164.1 องศา ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าทางทฤษฎีคือ -180 องศา คิดเป็น 8.83% และเมื่อ V_o ล้าหลัง V_{in} เท่ากับ -180 องศา พบว่าความถี่ธรรมชาติที่ได้เท่ากับ 94.93 kHz ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากทฤษฎีคือ 100 kHz คิดเป็น 5.07% แสดงในภาพที่ 4.12



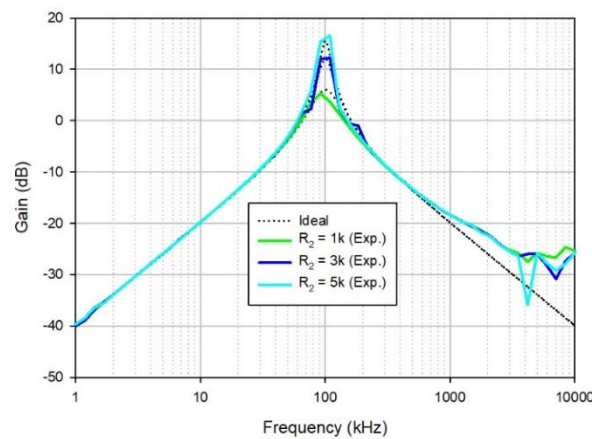
ภาพที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่จากการต่อวงจรจริง

เพื่อยืนยันว่าวงจรความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมการตอบสนองความถี่ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งทำการทดสอบด้วยการป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ขนาด 20 mV_{p-p} ปรับกระแสไบแอส ที่จ่ายให้วงจรโดย $I_{B1} = I_{B2} = 200 \mu\text{A}$, $400 \mu\text{A}$ และ $600 \mu\text{A}$ ทดสอบผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองความถี่ $f_0 = 61.85 \text{ kHz}$, 123.30 kHz และ 185.10 kHz ตามลำดับ ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าอุดมคติคือ 61.21 kHz , 122.43 kHz และ 183.64 kHz คิดเป็น 1.05% , 0.71% และ 0.80% ตามลำดับ จึงเป็นการยืนยันได้ว่าวงจรความถี่ที่นำเสนอสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยการปรับค่ากระแสไบแอสให้กับวงจร แสดงผลตอบสนองความถี่ดังภาพที่ 4.13



ภาพที่ 4.13 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสเมื่อปรับค่ากระแสไบแอสทดสอบโดยการต่อวงจรจริง

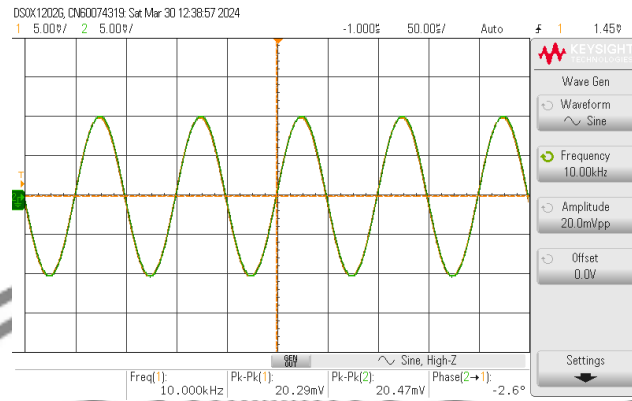
เพื่อยืนยันว่าวงจรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมตัวประกอบคุณภาพได้ด้วยการปรับเปลี่ยนค่าตัวต้านทาน R_2 จึงทำการทดสอบด้วยการป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ขนาด 20 mV_{p-p} โดยทำการปรับตัวต้านทาน $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $3 \text{ k}\Omega$ และ $5 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ ผลการทดสอบการทำงานของวงจรพบว่าการตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟสด้วยการปรับค่าตัวต้านทาน R_2 ได้ค่าตัวประกอบคุณภาพที่เปลี่ยนไป คือ 1.84, 3.51 และ 5.31 ตามลำดับ ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าอุดมคติคือ 2, 4 และ 6 คิดเป็น 8%, 12.25% และ 11.5% ตามลำดับ แสดงดังในภาพที่ 4.14



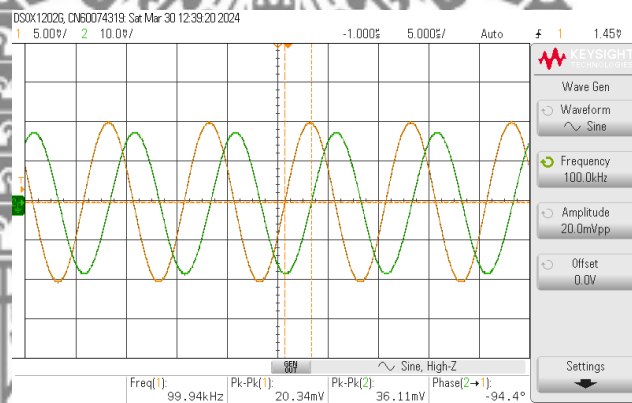
ภาพที่ 4.14 การควบคุมตัวประกอบคุณภาพฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส เมื่อปรับค่า R_2 โดยการต่อวงจรจริง

4.2.1 การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส

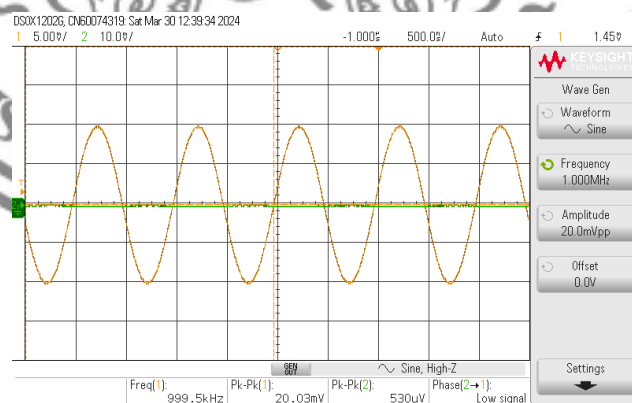
จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_1 = V_{in}$ และ $V_2 = V_3 = 0$ หรือต่อลงกราวนด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส ดังภาพที่ 4.15



(ก) $f = 10 \text{ kHz}$



(ข) $f = 100 \text{ kHz}$



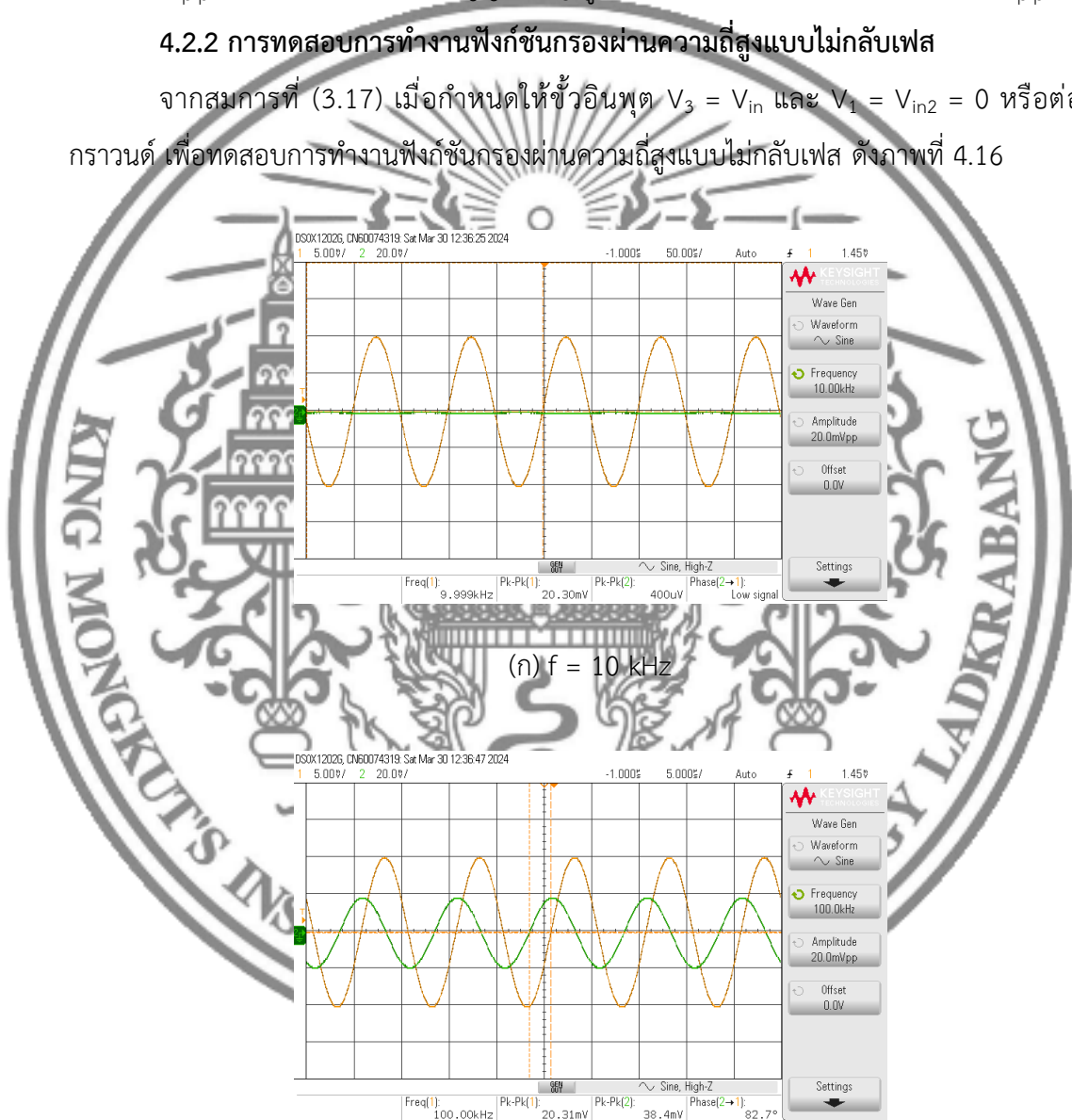
(ค) $f = 1 \text{ MHz}$

ภาพที่ 4.15 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

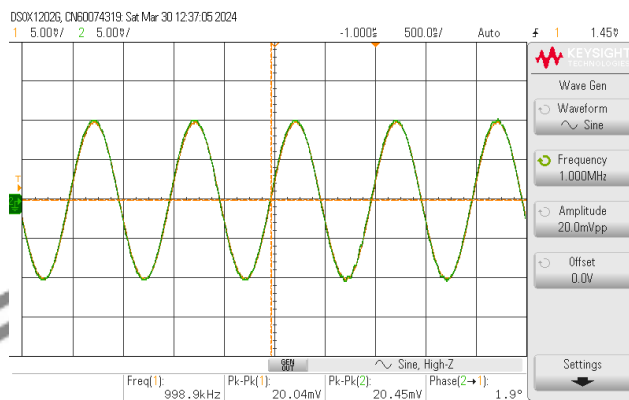
จากการทดสอบฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำแบบไม่กลับเฟส แสดงการตอบสนองทางเวลา เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ $20 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดใกล้เคียงกับ V_{in} โดยอยู่ที่ประมาณ $20.47 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ เมื่อเพิ่มความถี่ไปที่ 100 kHz สัญญาณ V_O มีขนาดประมาณ $36.11 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_O ถูกลดทอนลงเหลือเพียงประมาณ $530 \text{ } \mu\text{V}_{\text{p-p}}$

4.2.2 การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขาอินพุต $V_3 = V_{\text{in}}$ และ $V_1 = V_{\text{in}2} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟส ดังภาพที่ 4.16



(ข) $f = 100 \text{ kHz}$

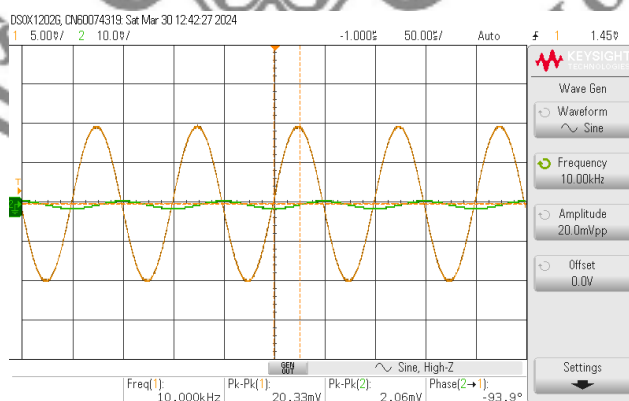
(ค) $f = 1 \text{ MHz}$

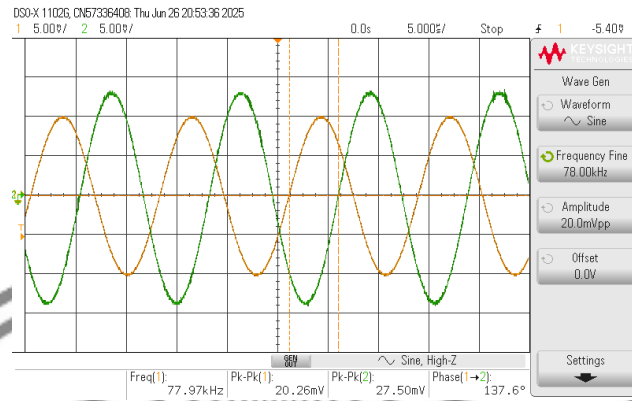
ภาพที่ 4.16 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

จากการทดสอบผลตอบสนองทางเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงแบบไม่กลับเฟสด้วยสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} พบว่า ที่ความถี่ต่ำ 10 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดลดทอนลงอย่างมากเหลือเพียงประมาณ $400 \mu\text{V}_{p-p}$ เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 100 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดเพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัดเป็นประมาณ 38.4 mV_{p-p} และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_o มีขนาดสูงขึ้นจนใกล้เคียงกับสัญญาณ V_{in} โดยวัดได้ประมาณ 20.45 mV_{p-p}

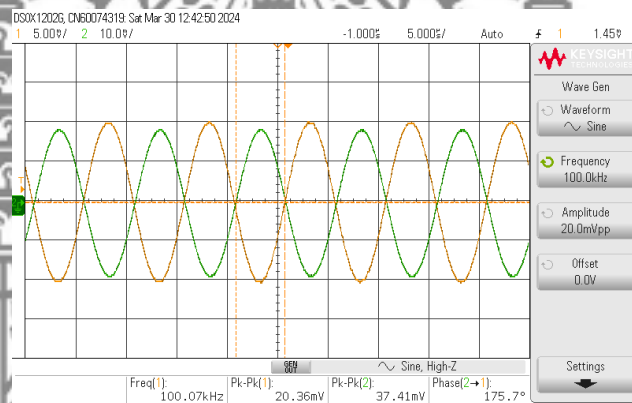
4.2.3 การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_2 = V_{in}$ และ $V_1 = V_3 = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส ดังภาพที่ 4.17

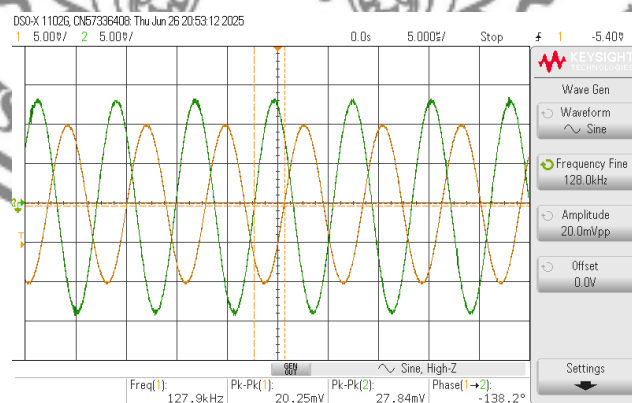
(ก) $f = 10 \text{ kHz}$



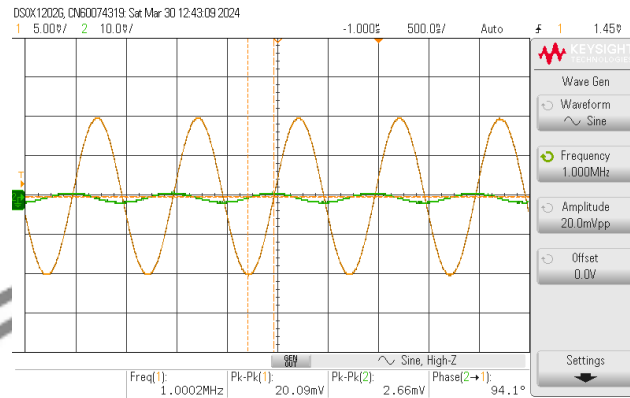
$$(u) f = 78 \text{ kHz}$$



$$(q) f = 100 \text{ kHz}$$



$$(j) f = 128 \text{ kHz}$$

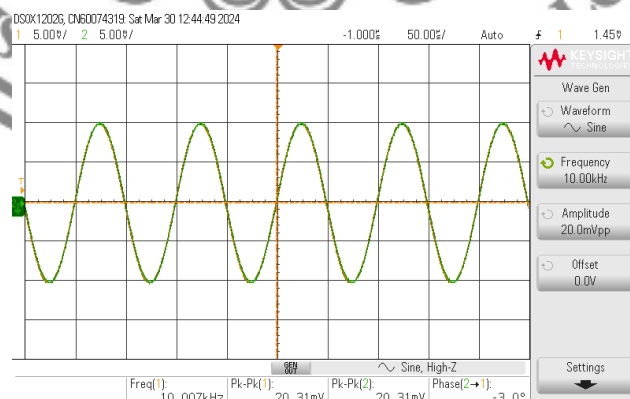
(จ) $f = 1 \text{ MHz}$

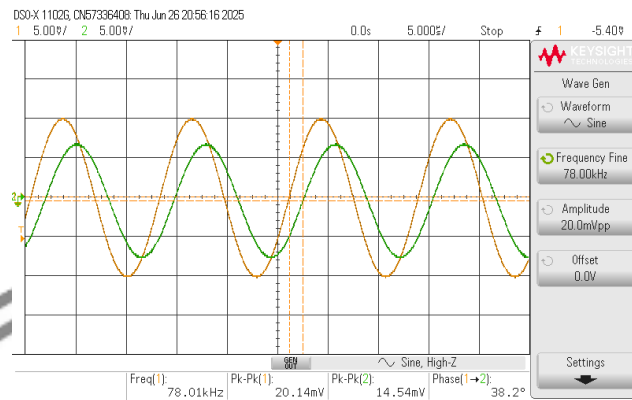
ภาพที่ 4.17 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

ผลการทดสอบฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส แสดงการตอบสนองทางเวลาเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} ที่ความถี่ต่ำ 10 kHz สัญญาณ V_o ถูกลดทอนลงอย่างมาก เหลือเพียงประมาณ 2.06 mV_{p-p} ที่ความถี่ 78 kHz สัญญาณ V_o มีขนาด 27.50 mV_{p-p} ที่ความถี่ 100 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดประมาณ 37.41 mV_{p-p} พร้อมทั้งมีการกลับเฟส ที่ความถี่ 128 kHz สัญญาณ V_o มีขนาด 27.84 mV_{p-p} และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_o มีขนาดลดลงเหลือ 2.66 mV

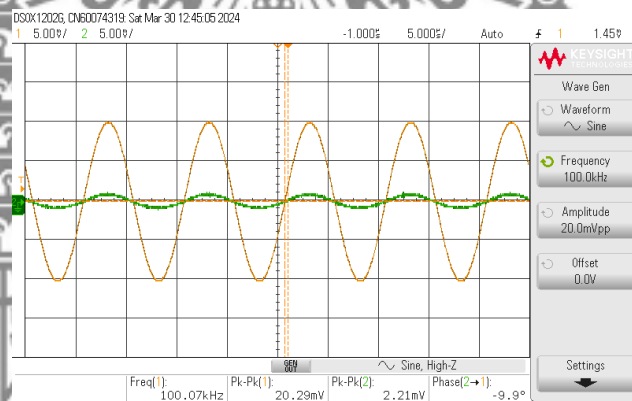
4.2.4 การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_1 = V_3 = V_{in}$ และ $V_2 = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังภาพที่ 4.18

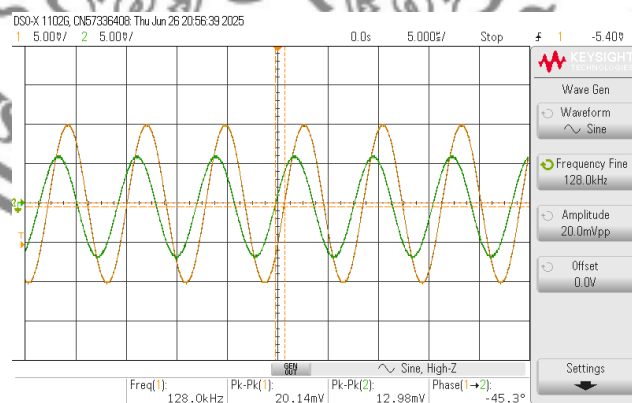
(ก) $f = 10 \text{ kHz}$



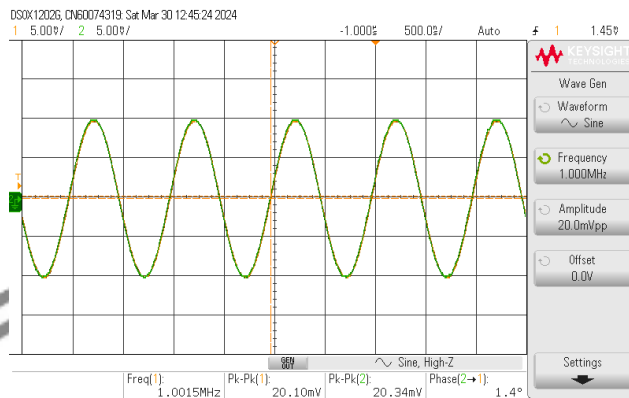
(b) $f = 78 \text{ kHz}$



(c) $f = 100 \text{ kHz}$



(d) $f = 128 \text{ kHz}$

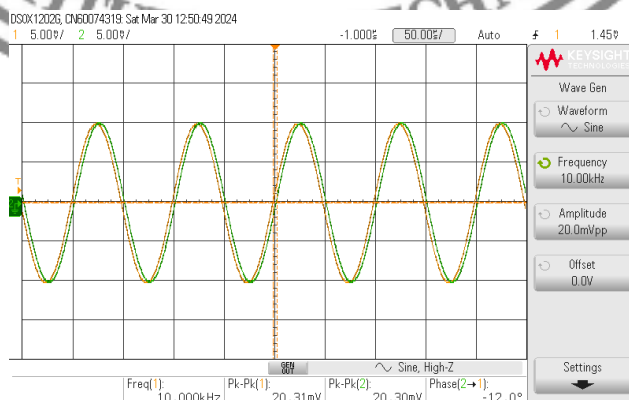
(จ) $f = 1 \text{ MHz}$

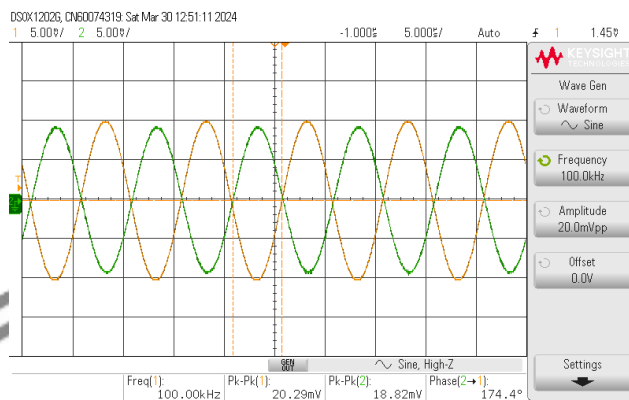
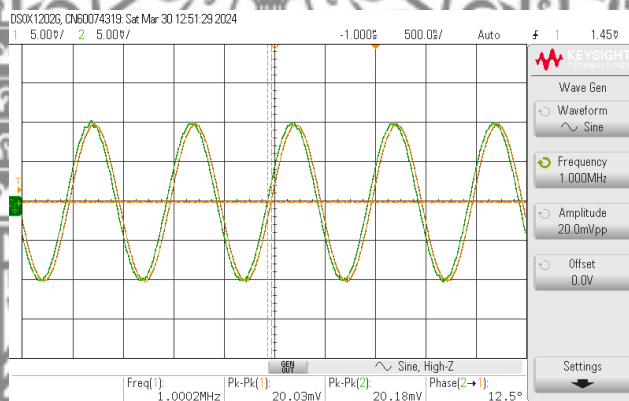
ภาพที่ 4.18 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

ผลการทดสอบฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส แสดงการตอบสนองทางเวลา เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดใกล้เคียงกับ V_{in} โดยอยู่ที่ประมาณ 20.31 mV_{p-p} ที่ความถี่ 78 kHz สัญญาณ V_o มีขนาด 14.54 mV_{p-p} ที่ความถี่ 100 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดลดทอนลงเหลือเพียงประมาณ 2.21 mV_{p-p} ที่ความถี่ 128 kHz สัญญาณ V_o มีขนาด 12.98 mV_{p-p} และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_o มีขนาดสูงขึ้นจนใกล้เคียงกับ V_{in} โดยอยู่ที่ 20.34 mV_{p-p}

4.2.5 การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส

จากสมการที่ (3.17) เมื่อกำหนดให้ $V_1 = V_2 = V_3 = V_{in}$ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังภาพที่ 4.19

(ก) $f = 10 \text{ kHz}$

(ข) $f = 100 \text{ kHz}$ (ค) $f = 1 \text{ MHz}$

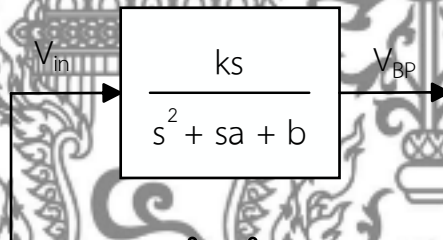
ภาพที่ 4.19 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

ผลการทดสอบฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส ได้แสดงการตอบสนองทางเวลา เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ขนาดประมาณ 20 mV_{p-p} ที่ความถี่ 10 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดประมาณ 20.30 mV_{p-p} ความถี่ 100 kHz สัญญาณ V_o มีขนาดประมาณ 18.82 mV_{p-p} และที่ความถี่ 1 MHz สัญญาณ V_o มีขนาดประมาณ 20.18 mV_{p-p} ผลการทดลองเหล่านี้สอดคล้องกับทฤษฎีที่ระบุว่าจะจรกรองผ่านทุกความถี่ควรมีค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตเท่ากับอินพุตในทุกช่วงความถี่ โดยมีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะเฟสของสัญญาณเท่านั้น

4.3 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่สามารถควบคุมได้ทางอิเล็กทรอนิกส์จากวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สอง

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ให้เอาต์พุตสองชุดซึ่งมีความแตกต่างของเฟส 90 องศา เรียกว่า “วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์” (Quadrature Sinusoidal Oscillator) ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานที่มีความสำคัญในระบบวิศวกรรมไฟฟ้า มีการประยุกต์ใช้อย่างหลากหลาย เช่น ระบบวัดทางไฟฟ้า อุปกรณ์ทางการแพทย์ ระบบภาพและเสียง ระบบประมวลผลสัญญาณ ระบบการสื่อสารและโทรคมนาคม โดยทั่วไปจะออกแบบให้การปรับเงื่อนไขและความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเป็นอิสระจากกัน และควรมีความต้านทานต่ำที่จุดเอาต์พุต เพื่อให้สามารถนำไปเชื่อมต่อกับวงจรอื่นได้โดยตรงโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์เพิ่มเติม (Tiebout, 2001) และ (Prommee & Dejhan, 2002)

โดยวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอสามารถออกแบบได้โดยนำจุดเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สองป้อนกลับเข้าจุดอินพุตตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 4.20



ภาพที่ 4.20 กรอบแนวคิดในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์

จากภาพที่ 4.20 เมื่อต่อจุดเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สองป้อนกลับเข้าจุดอินพุตจะทำให้ $V_{BP}/V_{in}=1$ ซึ่งสามารถหาสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ได้ดังสมการที่ (4.1)

$$s^2 + s(a-k) + b = 0 \quad (4.1)$$

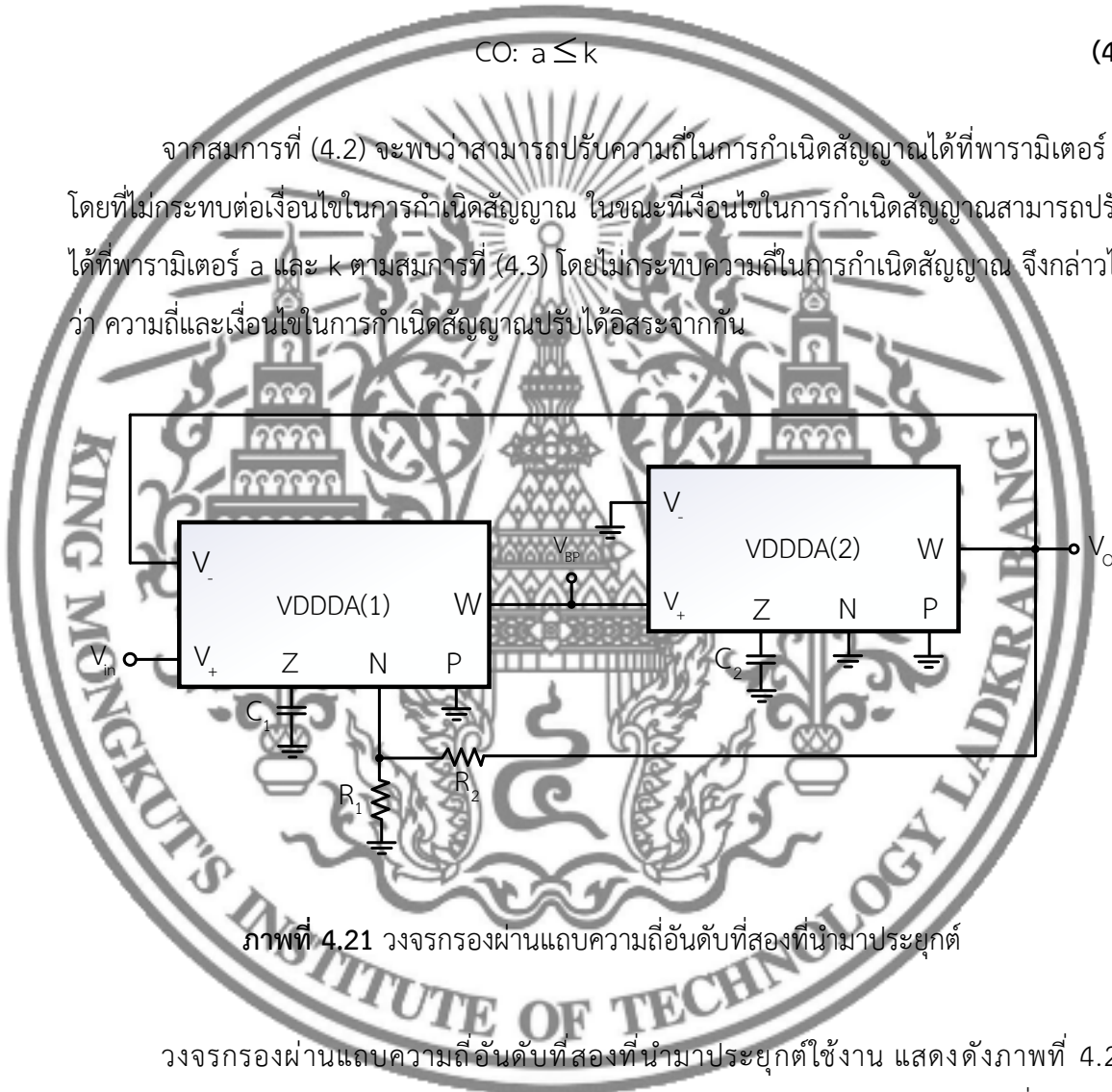
เมื่อ $s = j\omega$ จากสมการที่ (4.1) สามารถหาค่าความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณได้ดังสมการที่ (4.2) และ (4.3)

$$FO: \omega = \sqrt{b} \quad (4.2)$$

และ

$$CO: a \leq k \quad (4.3)$$

จากสมการที่ (4.2) จะพบว่าสามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้ที่พารามิเตอร์ b โดยที่ไม่กระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ในขณะที่เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้ที่พารามิเตอร์ a และ k ตามสมการที่ (4.3) โดยไม่กระทบความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ จึงกล่าวได้ว่า ความถี่และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณปรับได้อิสระจากกัน

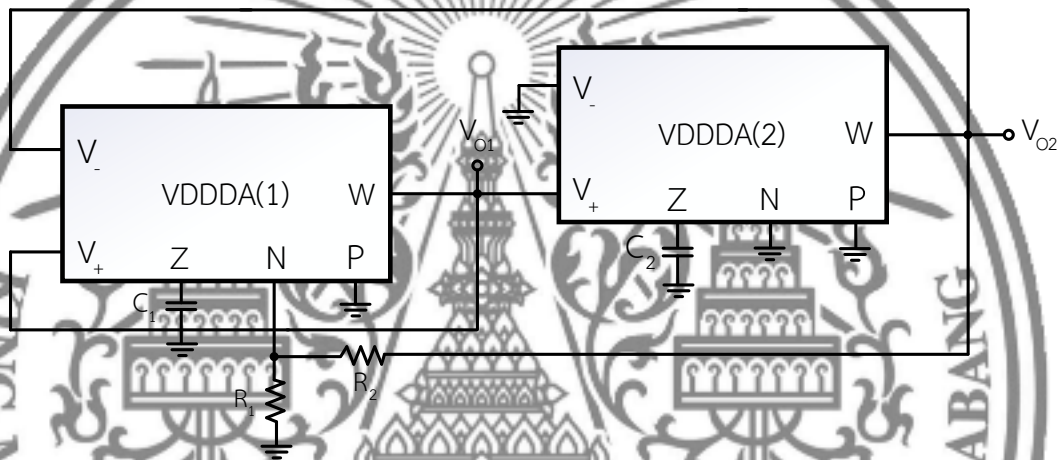


ภาพที่ 4.21 วงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สองที่นำมาประยุกต์

วงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับที่สองที่นำมาประยุกต์ใช้งาน แสดงดังภาพที่ 4.21 ประกอบด้วย VDDDA(1) และ VDDDA(2) โดยผลตอบสนองของ VDDDA(1) ณ จุด V_{BP} (ซึ่งคือ V_{W1}) ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังที่แสดงในสมการ (4.4)

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{sC_2g_{m1}}{s^2C_1C_2 + s\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)C_1g_{m2} + g_{m1}g_{m2}} \quad (4.4)$$

สำหรับวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ แสดงดังภาพที่ 4.22 ได้ใช้ประโยชน์จากโครงสร้างวงจรกรองผ่านแถบความถี่หลักเดิม แสดงดังภาพที่ 4.21 โดยไม่มีการปรับเปลี่ยนโครงสร้างพื้นฐาน ใดๆก็ตาม ผลตอบสนองของ VDDDA(2) ณ จุด V_O (ซึ่งคือ V_{W2}) นั้นเป็นวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบกลับเฟส ด้วยคุณสมบัติการกลับเฟสนี้ ทำให้ V_{W2} ไม่เหมาะสำหรับการนำไปป้อนกลับเพื่อสร้างเงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณโดยตรงในโครงสร้างของวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอ



ภาพที่ 4.22 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอ

จากภาพที่ 4.22 เมื่อทำการเชื่อม V_{in} เข้ากับจุด V_{BP} จะได้ $V_{BP}/V_{in}=1$ โดยสมการลักษณะสมบัติของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์จะแสดงได้ดังสมการที่ (4.5)

$$s^2 C_1 C_2 + s \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} C_1 g_{m2} - C_2 g_{m1} \right) + g_{m1} g_{m2} = 0 \tag{4.5}$$

เมื่อกำหนด $g_m = g_{m1} = g_{m2}$ ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ (FO) จะได้ดังสมการที่ (4.6)

$$\omega = g_m \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}} = \frac{I_B}{2V_T} \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2}} \tag{4.6}$$

นอกจากนี้ เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ (CO) ของสมการลักษณะสมบัติ แสดงได้ดังสมการที่ (4.7)

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} C_1 \leq C_2 \quad (4.7)$$

จากสมการที่ (4.6) จะพบว่า สามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณได้แบบอิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นเชิงเส้นที่กระแสไบแอส โดยที่ไม่กระทบต่อเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ในขณะที่เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้ที่ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ตามสมการที่ (4.7) โดยไม่กระทบความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ

เมื่อวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{O1} และ V_{O2} จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน แสดงได้ดังสมการที่ (4.8)

$$\frac{V_{O1}}{V_{O2}} = \frac{sC_2}{g_m} \quad (4.8)$$

จากสมการที่ (4.8) เมื่อหาขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดันแสดงได้ดังสมการที่ (4.9)

$$\left| \frac{V_{O1}}{V_{O2}} \right| = \frac{2\pi f C_2}{g_m} \quad (4.9)$$

จากสมการที่ (4.8) เมื่อหาเฟสของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน แสดงได้ดังสมการที่ (4.10)

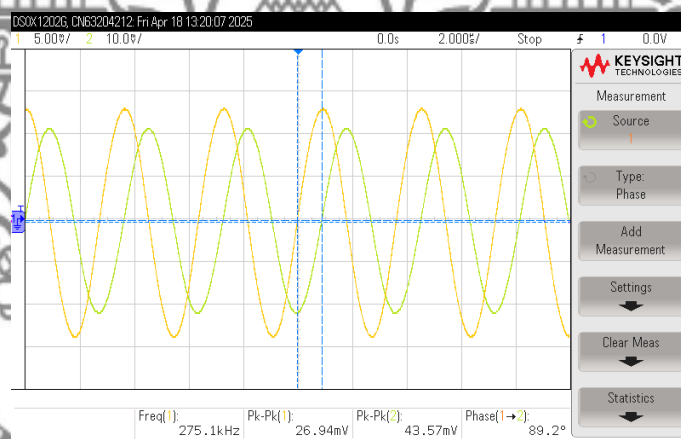
$$\theta_{\frac{V_{O1}}{V_{O2}}} = \tan^{-1} \infty = 90^\circ \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.9) พบว่าขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนแรงดัน จะแปรผันตรงกับความถี่ของสัญญาณไซน์ ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณจะส่งผลให้ขนาดของสัญญาณมีการ

เปลี่ยนแปลงตามและจากสมการที่ (4.10) พบว่า V_{O1} จะมีเฟสหน้า V_{O2} อยู่ 90 องศา เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์

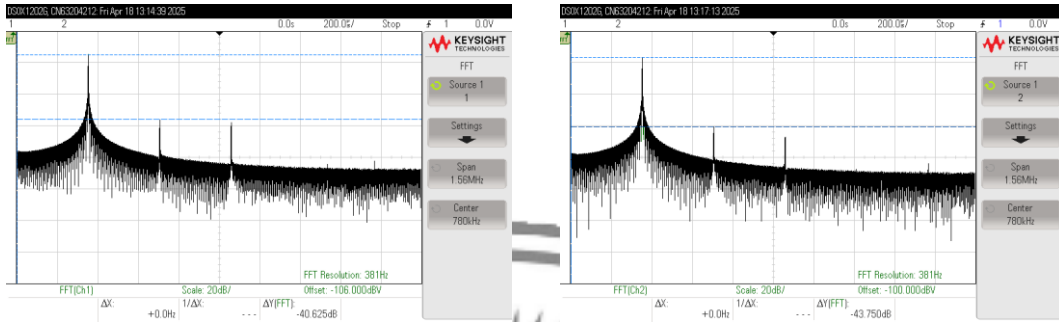
4.3.1 การทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์

ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่นำเสนอได้ทำการทดลองต่อวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอโดยใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูป VDDDA ป้อนแหล่งจ่าย $\pm 5\text{ V}$ และกระแสไบแอส $I_{B1} = I_{B2} = 141.5\ \mu\text{A}$ (ซึ่งทำให้ได้ $g_{m1} = g_{m2} = 2.72\ \text{mS}$) ค่าของตัวเก็บประจุ $C_1 = 2.7\ \text{nF}$, $C_2 = 1\ \text{nF}$ ตัวต้านทาน $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 1.92\ \text{k}\Omega$ สัญญาณไซน์ควอดราเจอร์ที่วัดได้แสดงในภาพที่ 4.23 โดยแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุต V_{O1} และ V_{O2} มีค่า $26.94\ \text{mV}_{\text{p-p}}$ และ $43.57\ \text{mV}_{\text{p-p}}$ ตามลำดับ ในการทดลองนี้เฟสของแรงดันเอาต์พุต V_{O1} นำหน้าเฟสของ V_{O2} อยู่ที่ 89.2° (ค่าความคลาดเคลื่อน 0.89%) โดยความถี่ที่วัดได้จากการทดลองคือ $275.1\ \text{kHz}$ (ค่าความคลาดเคลื่อน 4.32%)



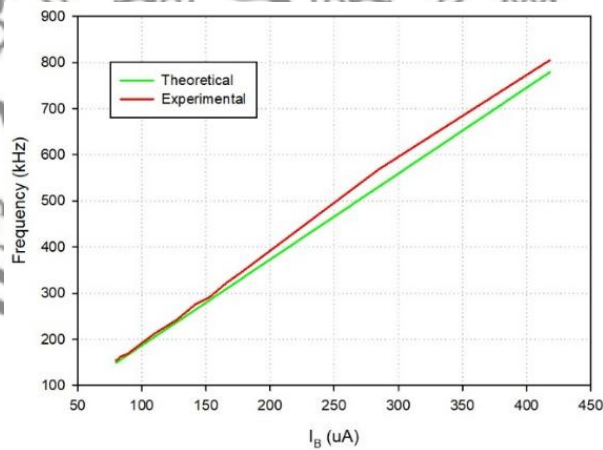
ภาพที่ 4.23 สัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่วัดได้

ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของแรงดันเอาต์พุต V_{O1} และ V_{O2} ที่ได้จากการทดลองเท่ากับ 0.93% และ 0.65% ตามลำดับ โดยภาพที่ 4.24 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณไซน์เอาต์พุต V_{O1} และ V_{O2}



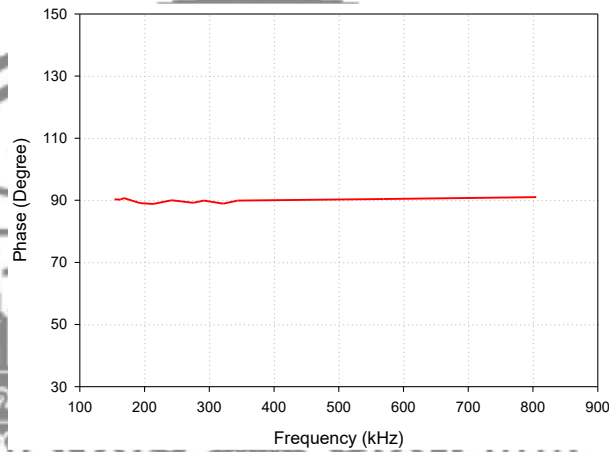
(ก) V_{O1} (ข) V_{O2}
 ภาพที่ 4.24 สเปกตรัมเอาต์พุตการทดลองของรูปคลื่นไซน์

กราฟเปรียบเทียบระหว่างค่าทางทฤษฎีและค่าที่ได้จากการทดลองของความถี่กับกระแสไบแอส แสดงไว้ในภาพที่ 4.25 ในการทดลองนี้ กระแสไบแอส ($I_{B1} = I_{B2} = I_B$) ถูกปรับค่าตั้งแต่ $79.9 \mu A$ ถึง $418 \mu A$ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสไบแอสดังกล่าว ความถี่ที่ได้จากการทดลองเปลี่ยนแปลงจาก 153.67 kHz ไปถึง 805 kHz เป็นไปตามทฤษฎีตามสมการที่ (4.6) ดังนั้นสามารถยืนยันได้ว่า ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบเป็นเชิงเส้น



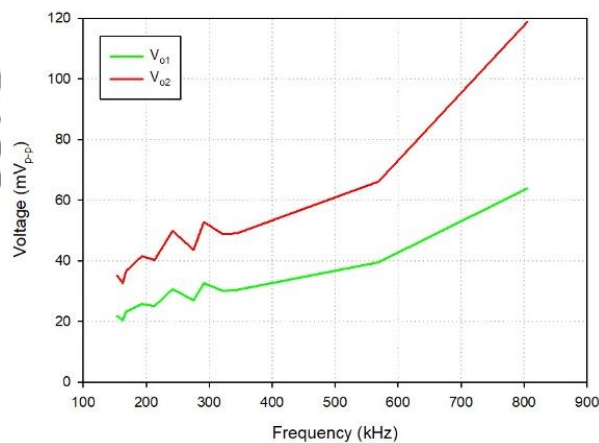
ภาพที่ 4.25 ความสัมพันธ์ของค่าความถี่ที่วัดได้กับกระแสไบแอส

การแสดงความสัมพันธ์ของเฟสระหว่างแรงดันเอาต์พุต V_{O1} และ V_{O2} กับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ พบว่าความต่างเฟสเปลี่ยนแปลงในช่วงระหว่าง 88.8° ถึง 91° เป็นไปตามสมการที่ (4.9) เป็นสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์แสดงดังภาพที่ 4.26



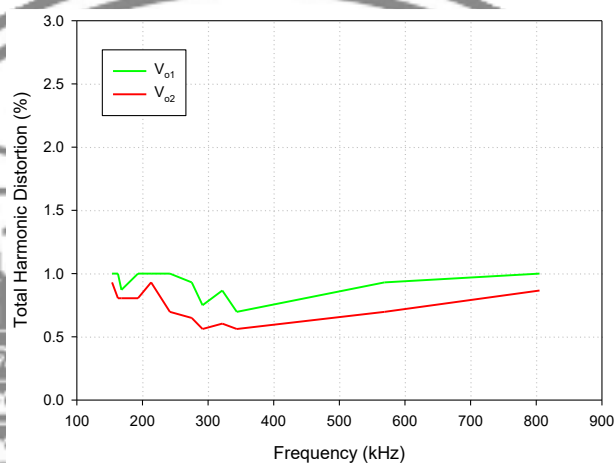
ภาพที่ 4.26 ความสัมพันธ์ของเฟส $V_{O1} - V_{O2}$ เทียบกับค่าความถี่ที่วัดได้

กราฟแสดงแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ V_{O1} และ V_{O2} กับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณที่ได้จากการทดลอง แสดงไว้ในภาพที่ 4.27 จากผลการทดลองพบว่าแอมพลิจูดของแรงดันเอาต์พุต V_{O1} และ V_{O2} มีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อทำการปรับความถี่สูงขึ้น เป็นไปตามทฤษฎีตามสมการที่ (4.10) และแอมพลิจูดของ V_{O1} จะมีค่าน้อยกว่า V_{O2} เล็กน้อย



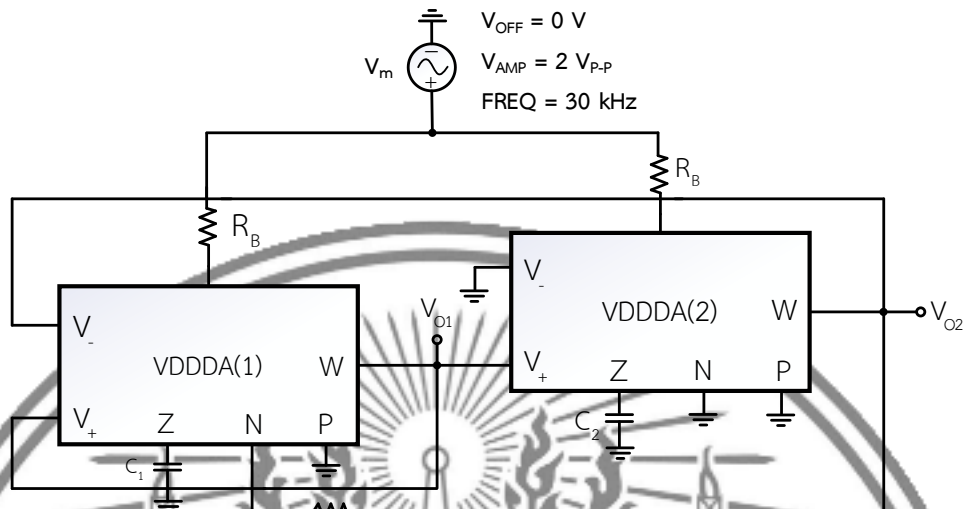
ภาพที่ 4.27 แอมพลิจูดของ V_{O1} และ V_{O2} เทียบกับการทดลอง

การแสดงผลการทดลองของค่าร้อยละความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวม ของสัญญาณไซน์ควอดราเจอร์ V_{O1} และ V_{O2} กับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ โดยค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของ V_{O1} แปรผันตั้งแต่ 0.69 - 1% ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของ V_{O2} แปรผันตั้งแต่ 0.56 - 0.93% แสดงดังภาพที่ 4.28



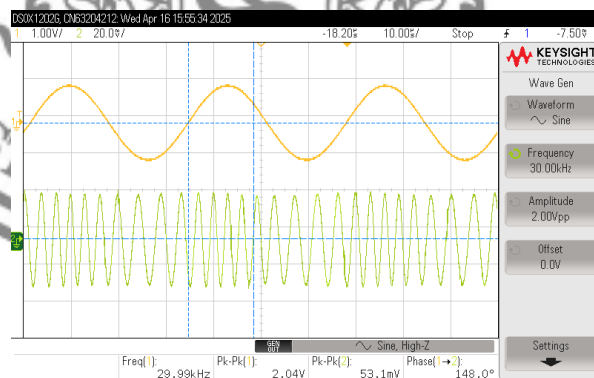
ภาพที่ 4.28 ค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกรวมของ V_{O1} และ V_{O2} เทียบกับความถี่ในการทดลอง

นอกจากนี้วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่นำเสนอยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการสร้างสัญญาณแบบ FM (Frequency Modulation) ซึ่งเป็นหนึ่งในเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณที่นิยมในระบบสื่อสาร โดยการต่อวงจรมอดูเลชันแบบ FM สามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณข้อมูล (Message Signal : V_m) ที่โหนด V_C ($V_m = V_C$) ในงานวิจัยนี้ทำการป้อนสัญญาณไซน์ขนาด $2 V_{p-p}$ ความถี่ 30 kHz เป็นสัญญาณข้อมูลผ่านทางตัวต้านทาน $R_B = 30 \text{ k}\Omega$ ส่วนค่าอุปกรณ์แพสซีฟต่างๆ มีค่าเท่าเดิมคือ ค่าตัวเก็บประจุ $C_1 = 2.7 \text{ nF}$, $C_2 = 1 \text{ nF}$ และค่าตัวต้านทาน $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1.92 \text{ k}\Omega$ ดังภาพที่ 4.29



ภาพที่ 4.29 วงจรกำเนิดสัญญาณ FM

ผลการมอดูเลตสัญญาณ FM เป็นสัญญาณที่วัดที่โนดสัญญาณข้อมูล (CH1) และ โหนด V_{O2} (CH2) โดยช่วงที่แอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลอยู่ในช่วงซีกบวก สัญญาณ FM ที่โนด V_{O2} จะมีความถี่เพิ่มขึ้น ในขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลอยู่ในช่วงซีกลบ สัญญาณ FM ที่ได้จะมีความถี่ลดลง แสดงดังภาพที่ 4.30



ภาพที่ 4.30 สัญญาณข้อมูล (--) เทียบกับสัญญาณ FM (--)

จากภาพที่ 4.30 สามารถหาคะแสไบแอสได้จากกฎของโอห์มจะได้สมการที่ (4.11)

$$I_B = \frac{V_C - V_B}{R_B} \quad (4.11)$$

เมื่อ V_C ถูกป้อนด้วยสัญญาณข้อมูล V_m หากแรงดัน V_m มีค่าเพิ่มขึ้น กระแสไบแอสก็จะเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณมากขึ้นด้วย หากแรงดัน V_m มีค่าลดลง กระแสไบแอสก็จะลดลงตามส่งผลให้ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณลดลงตามซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีตามสมการที่ (4.6)



บทที่ 5

สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีความต้านทานด้านอินพุตสูงและความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ โดยใช้หลักการของวงจรอินติเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสียทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ จากนั้นทำการสังเคราะห์ วิเคราะห์ และออกแบบวงจรจากกรอบแนวคิด โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว และตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว วงจรสามารถตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชัน มีฟังก์ชันที่ไม่กลับเฟส คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ ฟังก์ชันที่กลับเฟส คือ กรองผ่านแถบความถี่ โดยสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตของวงจร โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องใช้วงจรกลับเฟสสัญญาณอินพุตและวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากกัน ผู้วิจัยได้นำวงจรที่ออกแบบไปทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง เมื่อได้ผลการทดสอบแล้วว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ออกแบบไว้จึงนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

5.1 สรุปและอภิปรายผลการวิจัย

ในการสังเคราะห์และออกแบบในงานวิจัยนี้มีพื้นฐานมาจากวงจรอินติเกรเตอร์ 2 ชุด ต่อร่วมกับวงจรขยายผลต่างแรงดัน โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป VDDDA จำนวน 2 ตัว ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว และตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว

จากการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรในอุดมคติพบว่า สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้ที่ f_{B1} และ f_{B2} โดยไม่ส่งผลกระทบต่อตัวประกอบคุณภาพ และในทำนองเดียวกันสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพได้ที่ตัวต้านทาน R_1 และ R_2 โดยไม่กระทบต่อความถี่ธรรมชาติ เมื่อวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรเมื่อคำนึงถึงความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตพบว่าความจุ

และความต้านทานแฝง จะส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ ตัวประกอบคุณภาพและอัตราขยายแถบผ่าน

สมรรถนะของวงจรที่สังเคราะห์และออกแบบได้รับการทดสอบและยืนยันผ่านสองวิธี วิธีแรกคือการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ให้ค่าความถี่ธรรมชาติที่ 100.05 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติคือ 100 kHz คิดเป็น 0.3% และตัวประกอบคุณภาพที่ 1.84 ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติคือ 2 คิดเป็น 8% เมื่อปรับกระแสไบแอสให้วงจรโดย $I_{B1} = I_{B2} = 200 \mu\text{A}$, $400 \mu\text{A}$ และ $600 \mu\text{A}$ พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองความถี่ $f_0 = 61.56 \text{ kHz}$, 122.11 kHz และ 181.60 kHz ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าอุดมคติคือ 61.21 kHz, 122.43 kHz และ 183.64 kHz คิดเป็น 0.57%, 0.26% และ 1.11% ตามลำดับ เมื่อทำการปรับค่าตัวต้านทาน $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $3 \text{ k}\Omega$ และ $5 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพที่เปลี่ยนไป คือ 1.84, 3.51 และ 5.31 ตามลำดับ ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าอุดมคติคือ 2, 4 และ 6 คิดเป็น 8%, 12.25% และ 11.5% ตามลำดับ วิธีที่สองคือ การทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง ซึ่งยืนยันว่าวงจรให้ค่าความถี่ธรรมชาติที่ 100.20 kHz โดยมีความคลาดเคลื่อนจากอุดมคติคือ 100 kHz คิดเป็น 0.2% และตัวประกอบคุณภาพที่ 1.81 ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติคือ 2 คิดเป็น 9.5% ในการปรับค่ากระแสไบแอสเพื่อควบคุมความถี่ธรรมชาติ พบว่าเมื่อปรับกระแสไบแอส ที่จ่ายให้วงจรโดย $I_{B1} = I_{B2} = 200 \mu\text{A}$, $400 \mu\text{A}$ และ $600 \mu\text{A}$ พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองความถี่ $f_0 = 61.10 \text{ kHz}$, 122.50 kHz และ 184.20 kHz ตามลำดับ ซึ่งเบี่ยงเบนไปจากค่าอุดมคติคือ 61.21, 122.43 และ 183.64 คิดเป็น 0.18%, 0.06% และ 0.30% ตามลำดับ เมื่อเทียบกับทฤษฎี ในทำนองเดียวกัน เมื่อทำการปรับค่าตัวต้านทาน $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $3 \text{ k}\Omega$ และ $5 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ จะได้ค่าตัวประกอบคุณภาพที่เปลี่ยนไป คือ 1.84, 3.51 และ 5.31 ตามลำดับ มีความคลาดเคลื่อนจากทฤษฎีคือ 2, 4 และ 6 คิดเป็น 8%, 12.25% และ 11.5% ตามลำดับ โดยสรุปแล้ว ผลการทดสอบทั้งจากการจำลองและการต่อวงจรจริงสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทางทฤษฎีและยืนยันถึงสมรรถนะของวงจรที่น่าเสนอได้

นอกเหนือจากการวิเคราะห์และทดสอบสมรรถนะของวงจรในฟังก์ชันพื้นฐานแล้ว วงจรที่ออกแบบนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ได้อีกด้วย ด้วยคุณสมบัติในการปรับความถี่ธรรมชาติได้อย่างอิสระผ่านการควบคุมกระแสไบแอส โดยไม่ส่งผลกระทบต่อตัวประกอบคุณภาพทำให้วงจรนี้เหมาะสำหรับการสร้างสัญญาณความถี่ต่างๆ ที่ต้องการความเสถียรและความแม่นยำสูง การควบคุมค่ากระแสไบแอสที่แตกต่างกันสามารถทำให้วงจรผลิตสัญญาณที่มีความถี่ที่หลากหลายได้ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากในการใช้งานด้านอิเล็กทรอนิกส์สื่อสาร และนำไปประยุกต์ใช้ในการมอดูเลชันสัญญาณ FM ด้วย

5.2 การเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

งานวิจัย	ประเภทของ วงจรกรอง	จำนวนอนุกรม แอกทิฟสำเร้รูป	จำนวน R+C	ต้นกับประจุ แบบต่อลง กราวด์ทั้งหมด	ความถี่งาน อินพุต	ความถี่งาน เอาต์พุตต่ำ จุดเอาต์พุต	ปรับความถี่รวมชาติได้ แบบอิเล็กทรอนิกส์โดย ไม่กระทบตัวประกอบคุณภาพ	ฟังก์ชันของ ความถี่	อัตราขยายเมื่อทำการ ปรับตัวประกอบคุณภาพ	ผลลัพธ์	ไม่ต้องการ การเมทซ์กัน ของอุปกรณ์
(Koton et al., 2013)	MIMO	3 VDDDA	1+2	Yes	Yes	Yes	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR	Simulation	Yes
(Solsang et al., 2015)	SIMO	2 VDDDA	2+2	Yes	No	No	Yes	HP, LP, BP	HP, LP, BP	Simulation	Yes
(Siripongdee & Jaikla, 2015)	MISO	1 VDDDA	1+2	No	No	No	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR	Simulation	Yes
(Chaichana et al., 2017)	MISO	1 VDDDA	2+2	No	No	No	No	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR, AP	Simulation	Yes
(Sangyaem et al., 2017)	MISO	2 VDDDA	0+2	Yes	Yes	Yes	No	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BR, AP	Simulation Experiment	Yes
(Tuntrakool et al., 2017)	SIMO	3 VDDDA	1+2	Yes	No	No	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BR	Simulation Experiment	No
(Supavarasuwat et al., 2018)	MISO	3 VDDDA	1+2	Yes	Yes	Yes	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BR	Simulation Experiment	Yes
(Huaihongthong et al., 2019)	SIMO	3 VDDDA	1+2	Yes	No	No	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP	Simulation Experiment	Yes
(Kulapong et al., 2019)	MIMO	1 VDDDA	1+2	Yes	No	No	No	LP, BP	LP, BP	Simulation	Yes
(Huaihongthong et al., 2023)	MISO	2 VDDDA	2+2	Yes	Yes	Yes	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	BP	Simulation	Yes
(Jaikla et al., 2021)	MISO	2 VDDDA	1+2	Yes	Yes	Yes	No	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BP, BR, AP	Simulation Experiment	Yes
งานวิจัยนี้	MISO	2 VDDDA	2+2	Yes	Yes	Yes	Yes	HP, LP, BP, BR, AP	HP, LP, BR, AP	Simulation Experiment	Yes

จากการศึกษางานวิจัยที่มีผู้วิจัยก่อนหน้าได้นำเสนอไว้ถึงจุดเด่นและข้อจำกัดต่าง ๆ ของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 1-2 นั้น พบว่างานวิจัยที่นำเสนอตรงตามขอบเขตการวิจัยและสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดของงานวิจัยก่อนหน้า โดยสรุปดังต่อไปนี้

5.2.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

5.2.2 ใช้อุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปเพียง 2 ตัว

5.2.3 ใช้ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวน 2 ตัว

5.2.4 ความต้านทานทางด้านอินพุตสูง

5.2.5 ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ

5.2.6 ไม่ต้องการการแมทชิงกันของอุปกรณ์

5.2.7 สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานเอาต์พุต 5 พังค์ชัน

5.2.8 สามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์โดยไม่ส่งผลกระทบต่อคุณภาพ

5.2.9 อัตราขยายคงที่เมื่อทำการปรับตัวประกอบคุณภาพ

5.2.10 โครงสร้างของวงจรใช้วงจรรวมที่มีในเชิงพาณิชย์ คือ เบอร์ LM13700 และ AD830

ดังนั้นจากคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันได้ว่า งานวิจัยนี้ได้พัฒนาแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้า ทำให้สะดวกต่อการนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ตลอดจนสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานที่หลากหลายต่อไป

5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

จากแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูงและความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทำงานของวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยก่อนหน้าพบว่าสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดซึ่งทำให้งานวิจัยนี้มีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นเพื่อให้มีการพัฒนาให้ดีขึ้นไปอีก และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ต่อไป ผู้วิจัยจึงขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนา และปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังต่อไปนี้

5.3.1 สังเคราะห์วงจรรองความถี่ให้ไม่ต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอกและสามารถปรับตัวประกอบคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

5.3.2 สังเคราะห์วงจรรองความถี่ให้ความถี่ธรรมชาติเป็นอิสระจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

5.3.3 สังเคราะห์วงจรรองความถี่ให้เมื่อปรับตัวประกอบคุณภาพแล้วไม่ส่งผลกระทบต่ออัตราขยายช่วงแถบผ่านในทุกฟังก์ชัน



บรรณานุกรม

- จิริยุทธ์ มหัทธนกุล. 2548. ทฤษฎีและการออกแบบวงจรกรองเลือกความถี่. กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- จิริศักดิ์ โททอง. 2547. “การออกแบบวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณที่ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่และสามารถปรับมุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใหม่.” วิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. วิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- เจษฎาพร สถานทรัพย์, เชิงชาย สมประชา, และวรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์ (2557), วงจรกรองสัญญาณหลายฟังก์ชันโหมดแรงดันโดยใช้วงจร VDTA และตัวเก็บประจุเทียบกราวด์, การประชุมวิชาการเครือข่ายวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคล ครั้งที่ (น. 533-536), ระเบียบวิธีวิจัย สากล. 2546. “วงจรกิจจาลงสองและวงจรถอดรากที่สองโดยใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงต่ำ.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. วิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- ปิณทิรา ห้วยหงษ์ทอง. 2562. “การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่เงาเนกประสงค์โหมดแรงดันโดยใช้ VDDDA.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- วรพงศ์ ตั้งศรีรัตน์. 2558. “การออกแบบและสังเคราะห์วงจรกรองสัญญาณแอนะล็อกและวงจรรออสซิลเลเตอร์.” กรุงเทพฯ : มินิ เซอร์วิส ซัพพลาย.
- ศุภชัย คลังทอง. 2554. “วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนและยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์อาร์ซี.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.
- สุรพงษ์ สิริพงศ์ดี และ สันติ ต้นตระกูล. 2555. “เทคนิคการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่โหมดกระแสหลายหน้าที่ลำดับสอง.” *วารสารวิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรม*. 11(1): 251-259.
- สุรศักดิ์ สังข์แย้ม. 2560. “การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ แบบห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ.” ปรินญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

บรรณานุกรม (ต่อ)

อัจฉรวรรณ เนื่องนิต. 2546. “วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ CCILs.” วิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

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

Bajer, J., Vavra, J., and Biolek, D. (2014, November 17–20). Voltage-mode quadrature oscillator using VD-DIBA active elements. In Proceedings of the 2014 IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS) (pp. ไม่ระบุหน้า). IEEE. doi: 10.1109/APCCAS.2014.7032755.

Bhaskar, D., Prasad, D., and Pushkar, K. (2013). Fully uncoupled electronically controllable sinusoidal oscillator employing VD-DIBAs. *Circuits and Systems*, 4(3), 264–268. Doi: 10.4236/cs.2013.43035.

Biolek, D. 2003. "CDTA Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing." Proc. ECCTD03. Krakow, Poland. Vol. III: 397-400.

Biolek, D., and Biolkova, V. 2010. "First-order voltage-mode all-pass filter employing one active element and one grounded capacitor." *Analog Integr. Circ. Sig. Process.* 65: 123-129.

Biolek, D., Senani, R., Biolkova, V., and Kolka, Z. 2008. "Active elements for analog signal processing: classification, review, and new proposals." *Radioengineering*. 17(4): 1-32.

Chaichana, A. et al. 2017. "Multiple-input single-output voltage-mode multifunction filter based on vdddas." *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 21.

Herencsar, N., Sotner, R., Metin, B., Koton, J., and Vrba, K. 2013. "VDDDA - New 'Voltage Differencing' Device for Ana-log Signal Processing." Proc. 8th Int. Conf. Electrical and Electronics Engineering - ELECO. Bursa, Turkey.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Huaihongthong, P. et al. 2019. "Multiple-input single-output voltage-mode multifunction filter based on vdddas." *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 21.
- Huaihongthong, P., Suwanjan, P., Siripongdee, S., Jaikla, W., and Chaichana, A. 2023. "Multiple-Input Single-Output Voltage-Mode Multifunction Filter Based on VDDDA." *ADVANCES IN ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING*. 21(4): 340-350.
- Jaikla, W. et al. 2021. "Universal Filter Based on Compact CMOS Structure of VDDDA." *Sensors*. 21(5): 1683.
- Koton, J., Herencsar, N., Vrba, K., and Metin, B. 2013. "The VDDDA in Multifunction Filter With Mutually Independent Q and ω_0 Control Feature." *Proc. 8th Int. Conf. Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, Turkey. 53-60.
- Kulapong, W. et al. 2019. "Two-Inputs Two-Outputs Voltage-Mode Multifunction Filter Using Single VDDDA." *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 21.
- Laker, Kenneth R., and Sansen, Willy M. C. 1994. *Design of Analog Integrated Circuits and Systems*. McGraw-Hill.
- Prasad, D., Bhaskar, D. R., and Pushkar, K. L. (2013). Electronically controllable sinusoidal oscillator employing CMOS VD-DIBAs. *International Scholarly Research Notices*, 2013(1), Article 823630. doi: 10.1155/2013/823630.
- Prommee, P., and Dejhan, K. (2002). An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier. *International Journal of Electronics*, 89(5), 365–379. doi: 10.1080/713810385.
- Pushkar, K. L., Bhaskar, D. R., and Prasad, D. (2013). Single-resistance-controlled sinusoidal oscillator using single VD-DIBA. *Active and Passive Electronic Components*, 2013(1), Article 971936. doi: 10.1155/2013/971936.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Sangyaem, S. et al. 2017. "Five-inputs single-output voltage mode universal filter with high input and low output impedance using VDDDAs." *Optik*. 128: 14-25.
- Sedra A.S. and Smith K.C. 2004 *Microelectronic circuits*. 5nd ed. Florida: Holt, Rinehart and Winston.
- Siripongdee, S., and Jaikla, W. 2015. "Single VDDDA-based Voltag-Mode Mutifunction Second Order Filter for Analog Signal Processing." *ICIBMS 2015, Track1: Signal Processing, Computer Networks and Telecommunications*. Okinawa, Japan.
- Soisang, S., Jirasereemomkul, K., Jaikla, W., and Higuchi, K. 2015. "Voltage – Mode Multifunctional Biquadratic Filter Using VDDDA." *Applied Mechanics and Materials*. 781: 155-159.
- Supavarasuwat, S. et al. 2018. "Multiple-input single-output voltage-mode multifunction filter based on vdddas." *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 20.
- Tiebout, M. (2001). Low-power, low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 36(7), 1018–1024. doi: 10.1109/4.933456.
- Tuntrakool, S., Kumgern, M., Sotner, R., Herencsar, N., and Jaikla, W. 2015. "High input impedance voltage-mode bi-quad filter and its modification as quadrature oscillator using VDDDAs." *Radioengineering*.
- Zumbahlen, H., *Linear Circuit Design Handbook*. Elsevier. 2008. ISBN: 978-7506 87034.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายอดิศักดิ์ เดชผดุง
วัน เดือน ปี เกิด	8 มีนาคม พ.ศ. 2541
สถานที่เกิด	จังหวัดกรุงเทพมหานคร
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2558 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาชั้นปีที่ 6 สายการเรียนวิทยาศาสตร์-คณิตศาสตร์ โรงเรียนอยุธยาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2563 สำเร็จการศึกษาครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (ค.อ.บ.) สาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม แขนงวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2567 สำเร็จการศึกษาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต (ค.อ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ที่อยู่ปัจจุบัน	336 ถนนสุขุมวิท ตำบลบางปูใหม่ อำเภอเมืองสมุทรปราการ จังหวัดสมุทรปราการ 10280
ผลงานตีพิมพ์	อดิศักดิ์ เดชผดุง และ วินัย ใจกล้า. 2568. การออกแบบวงจรกำเนิด สัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่สามารถควบคุมได้ทาง อิเล็กทรอนิกส์จากวงจรกรองผ่านแถบความถี่อันดับสองและการ ประยุกต์ใช้งานในการมอดูเลตเชิงความถี่. <i>การประชุมวิชาการ ระดับชาติทางการศึกษา</i> . ครั้งที่ 15: หน้า 421-430.
รางวัลที่ได้รับ	-