

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อินพุตอิมพีแดนซ์สูง
โหมดแรงดันสามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระ

SYNTHESIS AND DESIGN OF HIGH INPUT IMPEDANCE VOLTAGE-MODE
MULTIFUNCTION BIQUAD FILTER WITH INDEPENDENT CONTROL OF
NATURAL FREQUENCY AND QUALITY FACTOR



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2564

KMITL-2021-ED-M-231-001

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF HIGH INPUT IMPEDANCE VOLTAGE-MODE
MULTIFUNCTION BIQUAD FILTER WITH INDEPENDENT CONTROL OF
NATURAL FREQUENCY AND QUALITY FACTOR



PEERAPAT JARDRIT

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

2021

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ KMITL-2021-ED-M-231-001 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2021

SCHOOL OF INDUSTRIAL EDUCATION AND TECHNOLOGY

เอ KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG เตให้หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อินพุตอิมพีแดนซ์สูงโหมดแรงดันสามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระ
ชื่อนักศึกษา	นายพีระพัฒน์ จาดฤทธิ
รหัสประจำตัว	61603074
ปริญญา	ครุศาสตรบัณฑิต สาขาบริหารบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร
พ.ศ.	2564
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รองศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	รองศาสตราจารย์ ดร.สุรพงษ์ สิริพงษ์ศรี

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันที่มีสองอินพุตสามเอาต์พุต การสังเคราะห์วงจรจะอาศัยวงจรรวมอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสียแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting lossless integrator) จำนวนสองชุดต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณจำนวนสามชุดและวงจรขยายอีกหนึ่งชุด วงจรที่นำเสนอประกอบไปด้วยวงจรรวมกันชน ผลต่างแรงดันอินพุต (Voltage Differencing Differential Input Buffered Amplifier : VD-DIBA) จำนวนสองตัว ตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวนสองตัวและตัวต้านทานจำนวนสองตัว วงจรสามารถตอบสนองการทำงานได้สี่รูปแบบคือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด วงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงทุกจุด ค่าปัจจัยคุณภาพสามารถควบคุมได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติด้วยการปรับค่าความต้านทาน ส่วนค่าความถี่ธรรมชาติสามารถปรับอย่างอิสระจากค่าปัจจัยคุณภาพโดยการปรับกระแสไบอัสทั้งสองตัวให้มีค่าเท่ากันและปรับไปพร้อมกัน นอกจากนี้แล้วค่าความถี่ธรรมชาติสามารถปรับได้แบบอิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นเชิงเส้น ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอด้วยโปรแกรม Pspice และการทดสอบด้วยการต่อวงจรจริง โดยใช้ VD-DIBA ที่สร้างมาจากไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ เบอร์ LM13700 และ AD830 ที่แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร $\pm 5V$ ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานและการต่อวงจรจริงสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้ทำการวิเคราะห์ไว้ ค่าความถี่ธรรมชาติของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่ได้จากการจำลองและการต่อวงจรจริงมีค่าเบี่ยงเบนไปจากในทางอุดมคติเท่ากับ 0.02% และ 0.66% ตามลำดับ

Thesis Title	Synthesis and Design of High Input Impedance Voltage-mode Multifunction Biquad Filter with Independent Control of Natural Frequency and Quality Factor
Student	Mr. Peerapat Jardrit
Student ID	61603074
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electrical Communication Engineering
Year	2021
Thesis Adviser	Assoc. Prof. Dr. Winai Jaikla
Thesis Co-Adviser	Assoc. Prof. Dr. Surapong Siripongdee

ABSTRACT

Synthesis and design of two-input three-output voltage-mode multifunction biquad filter is presented in this thesis. The synthesis procedure is based on two non-inverting lossless integrators, three summing circuits and an amplifier. The proposed multifunction filter consists of two VD-DIBAs, two grounded capacitors and two resistors. Four filtering functions, low pass, high pass, band pass and band reject filters are obtained. All input voltage nodes are high impedance. The quality factor can be controlled without affecting the natural frequency by adjusting the resistance value. The natural frequency can be tuned without affecting the quality factor by simultaneously adjusting the bias currents. Moreover, the natural frequency can be tuned electronically and linearly via the bias current. The performances of the proposed multifunction filter are validated through Pspice and experiment results using VD-DIBA constructed from the commercially available devices, LM13700 and AD830 with $\pm 5V$ voltage supplies. The simulated and experimental results are corresponding to theoretical expectation. The percent errors of the natural frequency for the band pass filter getting from simulation and experiment are 0.02% and 0.66%, respectively.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเนื่องด้วยความช่วยเหลือและความอนุเคราะห์จาก รศ.ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์และ รศ.ดร.สุรพงษ์ สิริพงษ์ดี อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ที่ได้กรุณาให้คำแนะนำ ช่วยเหลือ ความคิดเห็นและตรวจสอบวิทยานิพนธ์อย่างละเอียดทุกขั้นตอนกับผู้วิจัยในการพัฒนาและปรับปรุงวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้องสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่าน ที่ได้อบรมสั่งสอน ถ่ายทอดวิชาความรู้รวมถึงแง่คิดต่าง ๆ อันก่อให้เกิดประโยชน์ต่อการวิจัยในครั้งนี้จนกระทั่งประสบความสำเร็จ สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ บิดา มารดา และผู้ให้การสนับสนุนความช่วยเหลือกับผู้วิจัยในทุกๆ ด้านมาโดยตลอด คุณค่าและประโยชน์ที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีอุปการคุณทุกท่านด้วยความเคารพ

พีระพัฒน์ จาดฤทธิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และห้ามอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย.....	3
1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	6
1.5 คำนียามศัพท์เฉพาะ.....	6
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต.....	8
2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรรองความถี่.....	10
2.3 หลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่.....	14
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	21
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	27
3.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่.....	27
3.2 การวิเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในทางอุดมคติ.....	33
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยัง เอาต์พุตของอุปกรณ์ VD-DIBA.....	39
3.4 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์ VD-DIBA.....	46

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.5 การออกแบบวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA สามารถควบคุมได้แบบ อิเล็กทรอนิกส์.....	54
บทที่ 4 ผลการวิจัย.....	56
4.1 ผลการจำลองสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice.....	56
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง.....	68
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ.....	83
5.1 สรุปผลงานวิจัย.....	83
5.2 อภิปรายผลงานวิจัย.....	85
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	87
บรรณานุกรม.....	88
ประวัติผู้เขียน.....	93

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 เปรียบเทียบจุดเด่นและข้อจำกัดระหว่างงานวิจัยที่ผ่านมาที่มีการใช้อุปกรณ์ VD-DIBA กับงานวิจัยที่นำเสนอ.....	86



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และห้ามอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์.....	4
2.1 สัญลักษณ์ของวงจรรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต.....	9
2.2 วงจรสมมูลของวงจรรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต.....	9
2.3 โครงสร้างของวงจรรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต.....	10
2.4 ผลตอบสนองของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน.....	11
2.5 ผลตอบสนองของวงจรรองความถี่สูงผ่าน.....	11
2.6 ผลตอบสนองของวงจรรองความถี่แถบผ่าน.....	12
2.7 ผลตอบสนองของวงจรรองความถี่แถบหยุด.....	12
2.8 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman.....	15
2.9 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman ที่มีวงจรรขยาย.....	16
2.10 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบ Tow-Thomas	18
2.11 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่ง เอาต์พุต.....	19
2.12 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่ง เอาต์พุตที่มีวงจรรขยาย.....	20
2.13 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่สามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต นำเสนอโดย Pushkar, et al. (2013).....	22
2.14 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่สามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต นำเสนอโดย Ninsraku, et al. (2014).....	23
2.15 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต นำเสนอโดย Jaikla, et al. (2014)	25
3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่ หลายหน้าที่แบบสองอินพุต-สามเอาต์พุต.....	27
3.2 การสังเคราะห์วงจรรตามหลักการในภาพที่ 3.1 โดยใช้ VD-DIBA.....	32
3.3 รูปแบบของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ ที่ใช้ในการสังเคราะห์.....	33

สารบัญภาพ (ต่อ)

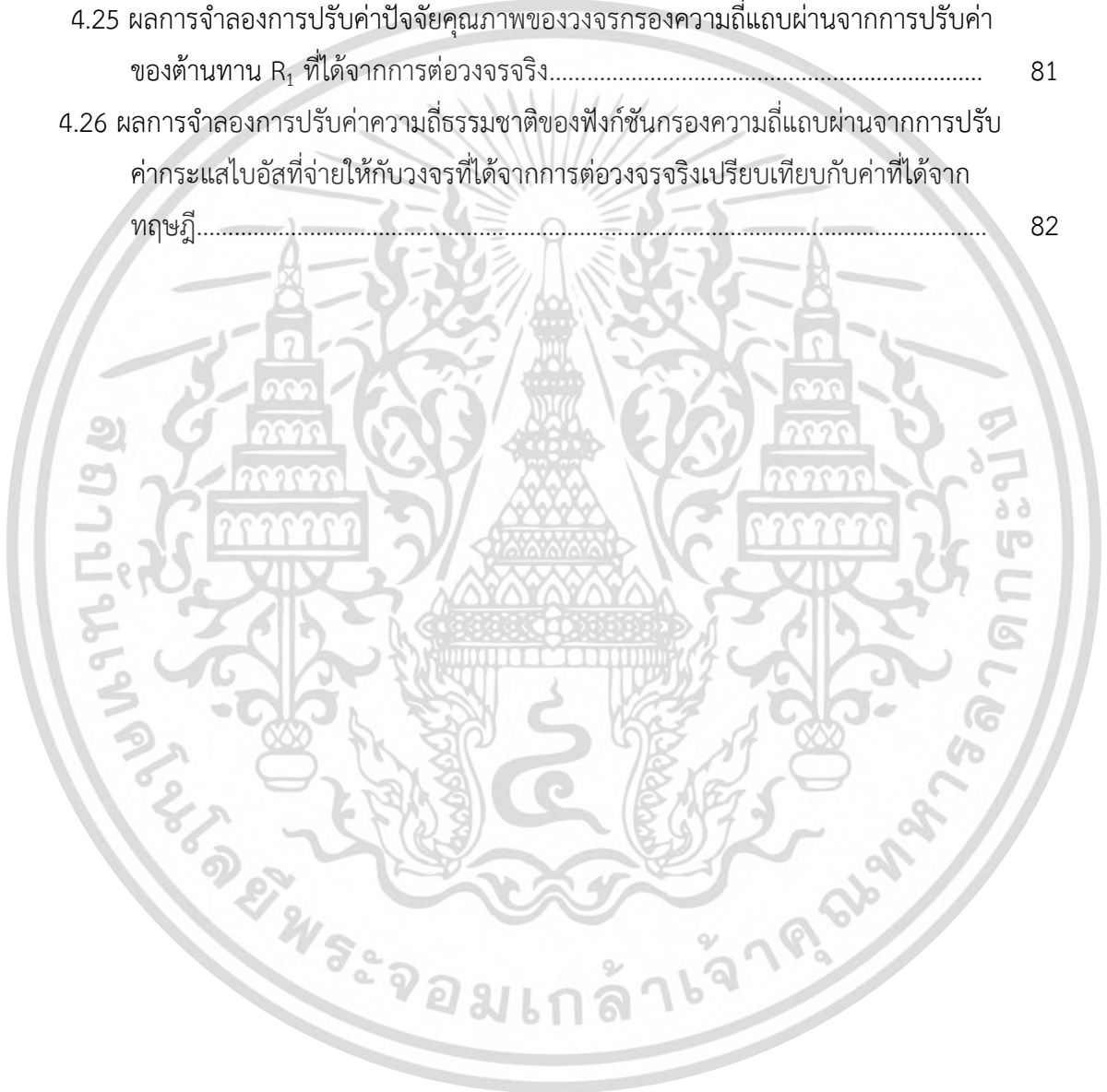
ภาพที่	หน้า
3.4 รูปแบบของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ในการสังเคราะห์ โดยมีการแสดงตัว ต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงของอุปกรณ์ VD-DIBA.....	46
3.5 วงจรรองความถี่ในภาพที่ 3.4 เมื่อคำนึงถึงตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแฝง.....	46
4.1 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันรองความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o1} ที่ได้จากการจำลองการ ทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	57
4.2 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันรองความถี่แถบผ่านที่จุด V_{o2} ที่ได้จากการจำลองการ ทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	58
4.3 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันรองความถี่สูงผ่านที่จุด V_{o3} ที่ได้จากการจำลองการ ทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	59
4.4 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันรองความถี่แถบหยุดที่จุด V_{o3} ที่ได้จากการจำลอง การทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	60
4.5 การจำลองปรับค่าปัจจัยคุณภาพของวงจรรองความถี่แถบผ่าน จากการปรับค่าของ ต้านทาน R_1 ที่ได้จากการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม Pspice.....	60
4.6 ผลการจำลองการปรับค่าความถี่ธรรมชาติของวงจรรองความถี่แถบผ่าน จากการปรับ ค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรที่ได้จากการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม Pspice...	61
4.7 ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกเทียบกับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 1mV ถึง 100mV (ก) ฟังก์ชันรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันรองความถี่สูงผ่านและฟังก์ชันรองความถี่ แถบผ่าน (ข) ฟังก์ชันรองความถี่แถบหยุด.....	62
4.8 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	64
4.9 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันรองความถี่แถบผ่าน ที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	65
4.10 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันรองความถี่สูงผ่าน ที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	66

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.11 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบ หยุดที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	68
4.12 ภาพของวงจรถริงที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะ.....	69
4.13 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o1} ที่ได้จากการต่อวงจรถริง และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	70
4.14 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o1} ที่ได้จากการต่อวงจรถริง จริง และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	70
4.15 สัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	72
4.16 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่จุด V_{o2} ที่ได้จากการต่อวงจรถริง จริง และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	72
4.17 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่ได้จากการต่อวงจรถริงจริงและผล ที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	73
4.18 สัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	74
4.19 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่จุด V_{o3} ที่ได้จากการต่อวงจรถริง และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	75
4.20 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่ได้จากการต่อวงจรถริง และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	75
4.21 สัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	77
4.22 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่จุด V_{o3} ที่ได้จากการต่อวงจรถริง จริง และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	78
4.23 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่ได้จากการต่อวงจรถริง และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี.....	78

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.24 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบ หยุดที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz.....	80
4.25 ผลการจำลองการปรับค่าปัจจัยคุณภาพของวงจรกรองความถี่แถบผ่านจากการปรับค่า ของต้านทาน R_1 ที่ได้จากการต่อวงจรจริง.....	81
4.26 ผลการจำลองการปรับค่าความถี่ธรรมชาติของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านจากการปรับ ค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรที่ได้จากการต่อวงจรจริงเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จาก ทฤษฎี.....	82



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active Building Block) มาสังเคราะห์และออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ได้รับความสนใจเพิ่มมากขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้เนื่องมาจากการใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปมาสังเคราะห์และออกแบบวงจรมีข้อดีในหลายประการ เช่น มีความยืดหยุ่นในการออกแบบวงจรสูง ใช้อุปกรณ์พาสซีฟ (Passive Element) มาต่อร่วมด้วยจำนวนน้อยทำให้โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน นอกจากนี้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปบางชนิดมีคุณสมบัติทางด้านอินพุต อิมพีแดนซ์ที่สูงและเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำทำให้สามารถต่อใช้งานร่วมกับวงจรภาคอื่นในโหมดแรงดันได้โดยไม่ต้องอาศัยอุปกรณ์บัฟเฟอร์ภายนอกเพิ่มเติม นอกจากนี้ อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปบางชนิดยังสามารถควบคุมการทำงานได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้พารามิเตอร์หรือคุณสมบัติของวงจรที่ใช้ อุปกรณ์แอคทีฟเหล่านั้นง่ายต่อการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์หรือไมโครคอมพิวเตอร์ (วรรณดีเพชรณีล้ำค่า. 2552 : 2)

วงจรกรองความถี่มีความสำคัญและถูกนำไปใช้งานอย่างกว้างขวางในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้า อิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม ซึ่งสามารถกล่าวได้ว่าวงจรอิเล็กทรอนิกส์แทบทุกชนิดจะต้องมีวงจรกรองความถี่เป็นส่วนประกอบอยู่ด้วย ตัวอย่างการใช้งาน เช่น ระบบสื่อสาร ระบบเครื่องมือวัด ระบบเสียงและเครื่องมือทางการแพทย์ เป็นต้น Jaikla, et. al. (2014 : 914) โดยมากแล้ววงจรกรองความถี่มักจะถูกพัฒนาให้เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง (Multifunction biquadratic filter) ที่มีข้อดีกว่าวงจรกรองความถี่ทั่วไป คือ สามารถให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้หลายรูปแบบภายในโครงสร้างวงจรเดียวกัน หากพิจารณาตามจำนวนอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่แล้วสามารถแบ่งวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองได้สามรูปแบบ คือ แบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Multiple Input - Single Output : MISO) Pushkar, et. al. (2013), Ninsraku, et. al. (2014) และ Pushkar and Gupta (2017) แบบหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต (Single Input-Multiple Output: SIMO) Jaikla, et. al. (2014) Chamnanphai and Sa-ngiamvibool (2017) และ Mohan, et. al. (2019) และแบบหลายอินพุต-หลายเอาต์พุต (Multiple Input - Multiple Output : MIMO) Wang, et. al. (2019 : 1-13) Uygur, et. al. (2005 : 1-5) และ Lee (2017 : 71-81) แม้ว่าส่วนมากการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่จะให้ฟังก์ชันกรองความถี่แบบไม่กลับเฟส อย่างไรก็ตาม ฟังก์ชันกรองความถี่แบบกลับเฟสก็มี

ประโยชน์ในการนำไปใช้งานได้เช่นเดียวกัน เช่น การนำไปต่อยอดกับวงจรอินทิเกรเตอร์เพื่อสร้างเป็น วงจรกำเนิดสัญญาณอันดับที่สาม (Phanruttanachai and Jaikla, 2013 : 300-303)

วงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต (Voltage Differencing Differential Input Buffered Amplifier : VD-DIBA) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่ถูกนำเสนอ โดย (Biolek, 2013) จากการศึกษาพบว่า มีการนำอุปกรณ์ VD-DIBA มาใช้เป็นอุปกรณ์แอกทีฟในการสังเคราะห์และ ออกแบบวงจรแอนะล็อกที่ทำงานในโหมดแรงดันอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้เป็นเพราะว่า VD-DIBA มี คุณสมบัติเด่นหลายประการ เช่น ความสามารถในการควบคุมค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance : g_m) ของตัวอุปกรณ์ได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงและมีค่า เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ นอกจากนี้ที่ภาคเอาต์พุตของ VD-DIBA มีวงจรผลต่างแรงดันที่มีอัตราขยาย เท่ากับหนึ่งอยู่ด้วยทำให้เกิดความสะดวกเมื่อนำไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรประมวลผลสัญญาณ ในโหมดแรงดัน เป็นต้น จากการศึกษาพบว่า ได้มีการนำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ VD-DIBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปดังนี้ Pushkar (2013 : 44-48) ได้นำเสนอการสังเคราะห์ วงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่โหมดแรงดันที่มีสามอินพุต หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนหนึ่งตัวต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัวและตัวต้านทานจำนวนหนึ่งตัว วงจรสามารถ ทำงานได้ห้ารูปแบบ คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่ แถบผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่ทุกช่วงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด โดยสามารถควบคุม ค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยใช้วิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ แต่วงจรมีคุณสมบัติทาง อินพุตอิมพีแดนซ์ที่ไม่สูง มีการต่อใช้งานตัวเก็บประจุที่ไม่ต่อลงกราวด์และวงจรไม่สามารถควบคุมค่า ปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่กระทบต่อความถี่ธรรมชาติ ต่อมา Ninsraku, et. al. (2014 : 1239-1246) ได้มีนำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง ทำงานในโหมดแรงดันโดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนสองตัวต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวนสองตัว ซึ่งตัววงจรสามารถตอบสนอง การทำงานได้ห้ารูปแบบ คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรอง ความถี่แถบผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่ทุกช่วงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด วงจรมีคุณสมบัติ ทางอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ สามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามจะพบว่า วงจรไม่สามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพได้ โดยไม่กระทบต่อความถี่ธรรมชาติ นอกจากนี้ Jaikla, et. al. (2014: 914-916) ยังมีการนำเสนอวงจร รองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนสองตัวต่อใช้งานร่วมกันตัวประเก็ประจุสองตัวต่อลงกราวด์ วงจรสามารถทำงานได้สาม รูปแบบ คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน วงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูง สามารถควบคุมค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพได้แบบ อิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตามจะพบว่า วงจรไม่สามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่กระทบต่อ ความถี่ธรรมชาติ จากข้อมูลที่ได้นำเสนอข้างต้น พบว่า วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้ VD-DIBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปจำนวนหนึ่งหรือสองตัว ยังไม่สามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติ

จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์นี้จึงมีแนวคิดที่จะนำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ลำดับสองแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตที่ทำงานในโหมดแรงดัน โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปจำนวนสองตัว ตัวต้านทานจำนวนสองตัวและตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวนสองตัว ความถี่ธรรมชาติของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ วงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงและสามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติ

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

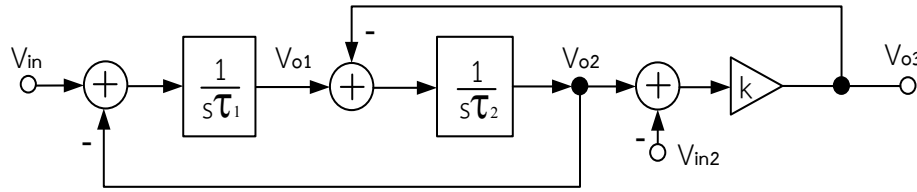
1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่ได้จากการสังเคราะห์ในกรณีนี้ที่ทำงานแบบอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรที่ได้จากการสังเคราะห์และออกแบบ โดยมีการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice และทดสอบต่อวงจรจริง

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย

จากภาพที่ 1.1 แสดงกรอบแนวคิดที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีสองอินพุตสามเอาต์พุต โดยโครงสร้างของแผนภาพการทำงานที่ใช้ในการสังเคราะห์จะประกอบไปด้วยตัวอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและไม่กลับเฟส (Non-inverting lossless integrator) สองวงจร วงจรรวมสัญญาณสามวงจรและวงจรรายอีกหนึ่งวงจร เมื่อตัวแปร T_1 และ T_2 แทนค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์และตัวแปร k แทนอัตราขยายของวงจรราย เมื่อกำหนดให้มีการจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วอินพุตของวงจรรายที่เหมาะสมจะทำให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่อันดับสองจำนวนสี่ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด



ภาพที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์

จากภาพที่ 1.1 เมื่อทำการวิเคราะห์หีบล็อกละอะแกรมจะทำให้ได้สมการแรงดันเอาต์พุต V_{o1} , V_{o2} และ V_{o3} ได้ดังต่อไปนี้

$$V_{o1} = \frac{\left(\frac{s}{\tau_1} + \frac{k}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in1} - \left(\frac{k}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{sk}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.1)$$

$$V_{o2} = \frac{\left(\frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in1} + \left(\frac{sk}{\tau_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{ks}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.2)$$

และ

$$V_{o3} = k \left[\frac{\left(\frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in1} - \left(s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{ks}{\tau_2} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \right] \quad (1.3)$$

เมื่อทำการพิจารณาที่จุดเอาต์พุต V_{o1} ที่แสดงไว้ในสมการที่ (1.1) จะพบว่า จุดเอาต์พุต V_{o1} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ k โดยการกำหนดให้ต่อแรงดันอินพุตเข้าที่โนด V_{in2} ($V_{in2} = V_{in}$) แล้วต่อโนด V_{in1} ลงกราวด์ ($V_{in1} = 0$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการพิจารณาที่จุดเอาต์พุต V_{o2} ที่แสดงไว้ในสมการที่ (1.2) จะพบว่า จุดเอาต์พุต V_{o2} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไม่กลับเฟสที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับหนึ่ง โดยการกำหนดให้ต่อแรงดันอินพุตเข้าที่โหนด V_{in1} ($V_{in1} = V_{in}$) แล้วต่อโหนด V_{in2} ลงกราวนด์ ($V_{in2} = 0$) และจุดเอาต์พุต V_{o2} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านแบบไม่กลับเฟสที่ไม่มีอัตราขยาย โดยการกำหนดให้ต่อแรงดันอินพุตเข้าที่โหนด V_{in2} ($V_{in2} = V_{in}$) แล้วต่อโหนด V_{in1} ลงกราวนด์ ($V_{in1} = 0$)

เมื่อทำการพิจารณาที่จุดเอาต์พุต V_{o3} ที่แสดงไว้ในสมการที่ (1.3) จะพบว่า จุดเอาต์พุต V_{o3} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไม่กลับเฟสที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ k โดยการกำหนดให้ต่อแรงดันอินพุตเข้าที่โหนด V_{in1} ($V_{in1} = V_{in}$) แล้วต่อโหนด V_{in2} ลงกราวนด์ ($V_{in2} = 0$) นอกจากนี้ จุดเอาต์พุต V_{o3} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ k โดยการกำหนดให้ต่อแรงดันอินพุตเข้าที่โหนด V_{in2} ($V_{in2} = V_{in}$) แล้วต่อโหนด V_{in1} ลงกราวนด์ ($V_{in1} = 0$) และจุดเอาต์พุต V_{o3} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ k โดยการกำหนดให้ต่อแรงดันอินพุตเข้าที่โหนด V_{in1} และ V_{in2} ($V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$)

เมื่อพิจารณาสมการที่ (1.1) – (1.3) ที่ผ่านมาจะพบว่าสมการของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (1.4) และสมการที่ (1.5)

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1}} \quad (1.4)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.5)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (1.4) และสมการที่ (1.5) จะพบว่า สามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้ที่ค่า k และเมื่อกำหนดให้ค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์ $\tau_1 = \tau_2$ จะพบว่าทำให้สามารถควบคุมค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระจากค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยการปรับค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1.4.1. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสองอินพุตสามเอาต์พุตสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4.2. ใช้วงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุตเป็นอุปกรณ์แอกทีฟสองวงจร ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทานอย่างละสองตัว

1.4.3. มีคุณสมบัติอิมพีแดนซ์สูง

1.4.4. สามารถตอบสนองการทำงานได้ทั้งหมดสี่รูปแบบ คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด โดยสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้โดยการควบคุมจุดจ่ายแรงดันที่ขาใช้งานอินพุตของวงจร

1.4.5. มีการทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และการต่อวงจรจริง

1.4.6. โครงสร้างของอุปกรณ์ VD-DIBA สร้างมาจากไอซีในเชิงพาณิชย์เบอร์ LM13700 และ ไอซีเบอร์ AD830

1.4.6. วงจรกรองความถี่สามารถใช้งานได้ถึงความถี่ 3MHz

1.5 นิยามศัพท์เฉพาะ

เพื่อให้เกิดความเข้าใจที่ถูกต้องตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย จึงกำหนดความหมายของศัพท์ที่ใช้ในการวิจัยดังนี้

1.5.1 วงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต (Voltage Differencing Differential Input Buffered Amplifier: VD-DIBA) หมายถึง วงจรแอกทีฟสำเร็จรูปชนิดหนึ่งที่มีคุณสมบัติทางอิมพีแดนซ์ที่จุดอินพุตสูงและที่จุดเอาต์พุตต่ำ

1.5.2 วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ (Multifunction Filter) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายฟังก์ชันโดยไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนโครงสร้างของวงจร

1.5.3 การควบคุมการทำงานแบบอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง วิธีการควบคุมคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ด้วยการปรับค่ากระแสไบอัสเพื่อควบคุมค่าความนำถ่ายโอนของตัวอุปกรณ์ VD-DIBA

1.5.4 การสังเคราะห์ (Synthesis) หมายถึง การนำอุปกรณ์ VD-DIBA และอุปกรณ์พาสซีฟมาต่อรวมกันให้ได้เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ทำงานในโหมดแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5.5 การออกแบบ (Design) หมายถึง การกำหนดค่าหรือการตั้งค่าอุปกรณ์ที่อยู่ในวงจรรองความถี่เพื่อให้ได้วงจรรองความถี่มีคุณสมบัติตามที่ต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

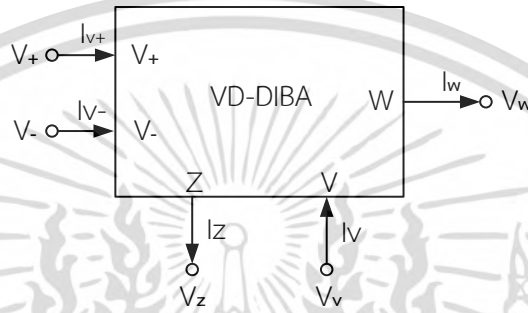
ในบทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและหลักการที่เกี่ยวข้องกับหัวข้อวิจัยที่นำเสนอเรื่องการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อินพุตอิมพีแดนซ์สูงโหมดแรงดันสามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระ ซึ่งประกอบไปด้วยหัวข้อดังต่อไปนี้

- 2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของอุปกรณ์ VD-DIBA
- 2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรกรองความถี่
- 2.3 ทฤษฎีการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่
- 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

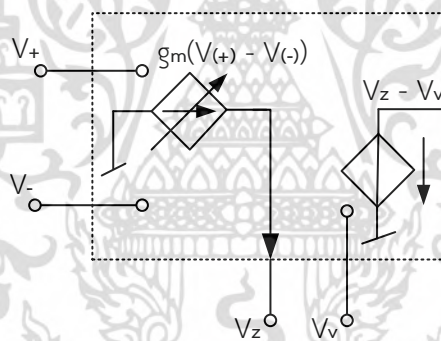
2.1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรมัลติฟังก์ชันอินพุต

อุปกรณ์แอมพลิฟายเออร์ที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ คือ วงจรมัลติฟังก์ชันอินพุต (Voltage Differencing Differential Input Buffered Amplifier : VD-DIBA) ที่เป็นอุปกรณ์แอมพลิฟายเออร์ที่สามารถทำงานได้ในโหมดแรงดันและโหมดกระแส โดย VD-DIBA สามารถใช้กระแสไบอัสในการควบคุมค่าความนำถ่ายโอน ทำให้สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ โครงสร้างของอุปกรณ์ VD-DIBA ประกอบไปด้วยวงจรมัลติฟังก์ชันอินพุตที่ภาคอินพุตต่อกับวงจรมัลติฟังก์ชันอินพุต ซึ่งสัญลักษณ์แสดงดังภาพที่ 2.1 โดยตัว VD-DIBA มีขาใช้งานคือ V_+ , V_- , Z , V และ W ซึ่งขา V_+ , V_- และ V เป็นขาแรงดันอินพุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ที่สูง โดยที่ขาใช้งาน Z ที่เป็นขากระแสทางเอาต์พุตซึ่งมีค่าอิมพีแดนซ์ที่สูงและขา W เป็นขาแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ วงจรสมมูลของอุปกรณ์ VD-DIBA แสดงดังภาพที่ 2.2 ถ้าพิจารณาจากสมการที่ (2.1) ซึ่งเป็นสมการคุณสมบัติของอุปกรณ์ VD-DIBA จะพบว่ากระแสเอาต์พุต I_z จะมีคุณสมบัติ คือ มีค่าเท่ากับแรงดันผลต่างที่จุดแรงดันอินพุตของขาใช้งาน V_+ และ V_- คูณกับค่าความนำถ่ายโอนที่สามารถควบคุมได้จากกระแสไบอัสที่จ่ายให้กับตัวอุปกรณ์ แรงดัน V_w จะมีค่าเท่ากับแรงดันผลต่างของ V_z และ V_v โดยคุณสมบัติของตัวอุปกรณ์ที่ได้กล่าวไปนั้นสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.1)

$$\begin{pmatrix} I_{v+} \\ I_{v-} \\ I_z \\ I_v \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{v+} \\ V_{v-} \\ V_z \\ V_v \\ I_w \end{pmatrix} \quad (2.1)$$



ภาพที่ 2.1 สัญลักษณ์ของวงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต

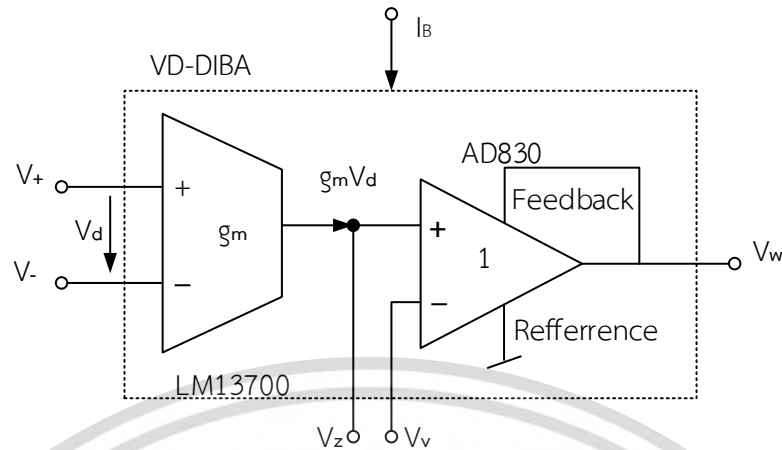


ภาพที่ 2.2 วงจรสมมูลของวงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต

วงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุตสามารถใช้โอซีในเชิงพาณิชย์มาสร้างได้ดังภาพที่ 2.3 โดยประกอบไปด้วยโอซี OTA เบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายอินพุตที่ภาคอินพุต และโอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายผลต่างที่ภาคเอาต์พุตของอุปกรณ์ VD-DIBA โดยที่ค่าความนำถ่ายอินพุตของอุปกรณ์ VD-DIBA จะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสไบอัสและค่าของแรงอันอุณหภูมิต่ำ V_T (Thermal Voltage) ของตัวอุปกรณ์ VD-DIBA ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.2)

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



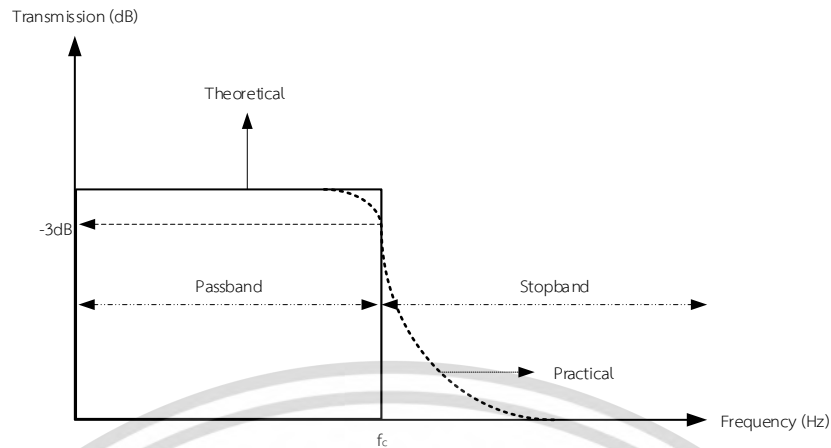
ภาพที่ 2.3 โครงสร้างของวงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต

2.2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นสองแบบ คือ แบบพาสซีฟ (Passive Filters) และแบบแอคทีฟ (Active Filters) วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่สามารถทำหน้าที่เลือกความถี่ที่ต้องการหรือตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกก็ได้ การใช้งานวงจรกรองความถี่สามารถใช้กรองสัญญาณรบกวน (Noise) หรือกรองเพื่อนำสัญญาณข่าวสารออกมาจากคลื่นพาห้ (Carrier Wave) ในระบบวิทยุ ดังนั้นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในวงจรกรองความถี่ ถ้าเป็นแบบพาสซีฟจะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ส่วนในวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟจะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจรร่วมกับอุปกรณ์ที่สามารถทำการขยายสัญญาณ เช่น ออปแอมป์ เป็นต้น (มนตรี ศิริปรัชญานันท์, 2544: 1-2) โดยหน้าที่การทำงานของวงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็นสี่ชนิดตามลักษณะการทำงานดังต่อไปนี้

2.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

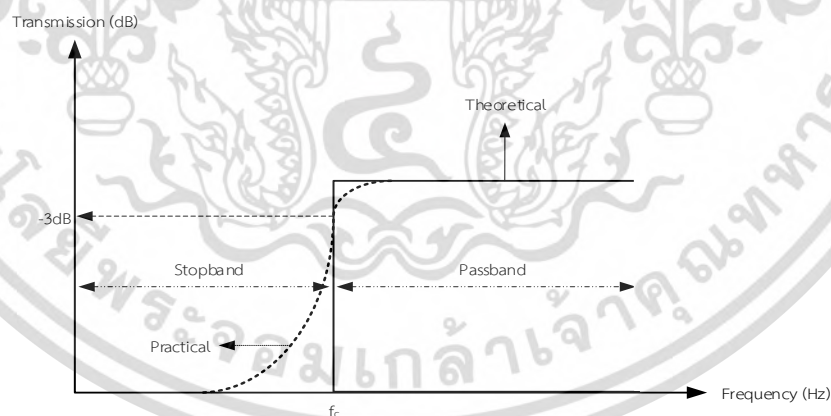
วงจรกรองความถี่ต่ำจะยอมให้ขนาด (Magnitude) ของสัญญาณอินพุตในย่านความถี่ที่กำหนดผ่านได้ในช่วงตั้งแต่สัญญาณที่เป็นแรงดันกระแสตรงไปจนถึงความถี่คัตออฟ (Cut-off Frequency) แทนด้วย f_c ความถี่คัตออฟ คือ ความถี่ ณ ขณะที่อัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรมีค่าลดลงเป็น 0.707 เท่าของอัตราขยายช่วงแถบผ่านปกติ (-3 dB) ถ้ามีความถี่ที่สูงเกิน f_c ผ่านวงจรจะลดทอนขนาดของสัญญาณที่ความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมากๆ จากภาพที่ 2.4 เส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนองในทางอุดมคติ ส่วนเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางความเป็นจริงในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เรียกว่าช่วงแถบผ่าน (Passband) และช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่า ช่วงแถบหยุด (Stopband)



ภาพที่ 2.4 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

2.2.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High Pass Filter)

วงจรกรองความถี่สูงผ่านจะยอมให้ขนาดของสัญญาณอินพุตผ่านได้ในช่วงตั้งแต่ความถี่คัตออฟถึงค่าความถี่ที่เป็นอนันต์ ที่ความถี่คัตออฟอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรมีค่าลดลงเป็น 0.707 เท่าของอัตราขยายช่วงแถบผ่านปกติ ที่มีความถี่ที่ต่ำกว่า f_c วงจรจะลดทอนขนาดของสัญญาณที่ความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมากๆ จากภาพที่ 2.5 เส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนองในทางอุดมคติ ส่วนเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางความเป็นจริง ในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เรียกว่า ช่วงแถบผ่านและช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่าช่วงแถบหยุด

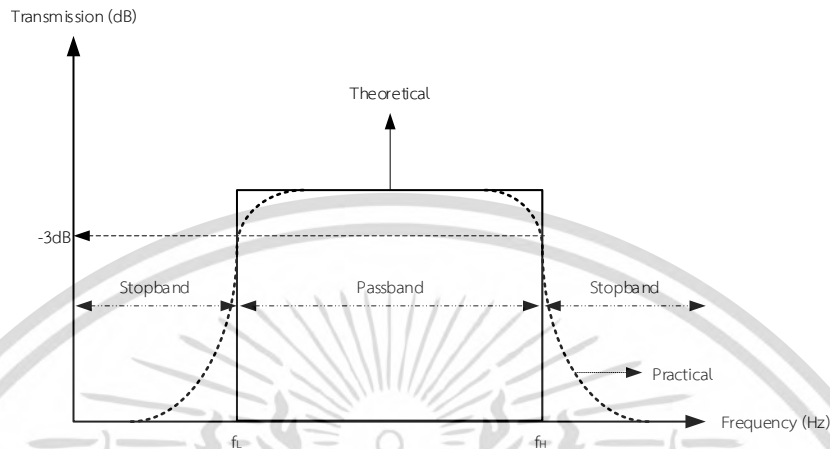


ภาพที่ 2.5 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

2.2.3 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Band Pass Filter)

วงจรกรองความถี่แถบผ่านจะยอมให้ขนาดของสัญญาณอินพุตในย่านความถี่ที่กำหนดผ่านได้ในบางช่วงเท่านั้น ขนาดของสัญญาณที่อยู่ในย่านความถี่นอกเหนือจากนั้นจะถูกลดทอนไป โดยจะเอกลำดับเป็นเอกลักษณ์หรือทวิภาคีเชิงเส้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออยู่ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนดไว้ค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

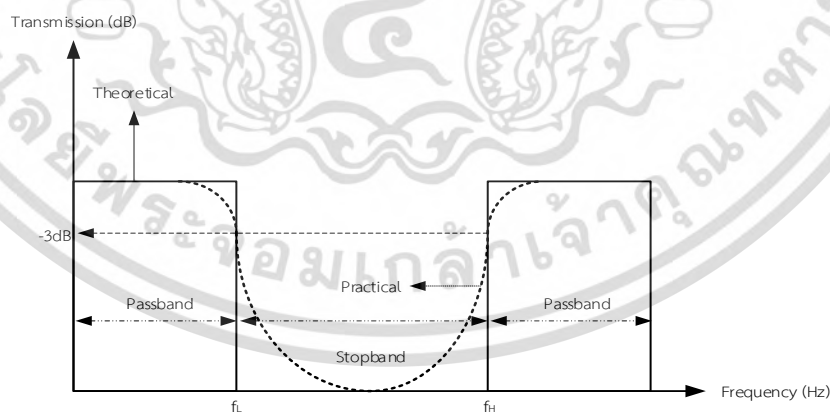
ทำการลดทอนขนาดของสัญญาณในช่วงที่มีค่าความถี่ต่ำกว่าความถี่คutoff ช่วงย่านความถี่ต่ำ f_L และขนาดของสัญญาณในช่วงที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คutoff ช่วงย่านความถี่สูง f_H แสดงดังภาพที่ 2.6



ภาพที่ 2.6 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน

2.2.4 วงจรกรองความถี่แถบหยุด (Band Reject Filter หรือ Notch Filter)

วงจรกรองความถี่แถบหยุดเป็นการนำคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกับวงจรกรองความถี่สูงผ่านทำงานร่วมกัน โดยจะลดทอนขนาดของสัญญาณอินพุตในย่านความถี่ที่กำหนดในบางช่วงเท่านั้น ความถี่ที่อยู่นอกเหนือจากนั้นจะไม่ถูกลดทอน โดยจะทำการลดทอนขนาดของสัญญาณในช่วงที่มีค่าความถี่สูงกว่าความถี่คutoff ช่วงย่านความถี่ต่ำ f_L และขนาดของสัญญาณในช่วงที่มีความถี่ต่ำกว่าความถี่คutoff ช่วงย่านความถี่สูง f_H แสดงดังภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แถบหยุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5 สมการวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ที่สามารถทำงานได้หลายรูปแบบภายในโครงสร้างของวงจรเดียว โดยมีค่าปัจจัยคุณภาพเป็นตัวแปรที่บ่งบอกถึงประสิทธิภาพในการกำหนดย่านความถี่ใช้งานของวงจรโดยตัวฟังก์ชันการทำงานของวงจรรองความถี่อันดับสองนั้นจะมีคุณลักษณะที่เป็นรูปแบบของสมการดังสมการที่ (2.3)

$$T(s) = \frac{X_3 s^2 + X_2 s + X_1}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.3)$$

โดย ω_0 แทน ค่าความถี่ธรรมชาติ
 Q แทน ค่าปัจจัยคุณภาพ
 X_3, X_2, X_1 แทน จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์

จากสมการที่ (2.3) ในการใช้งานวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ให้ทำงานในแต่ละฟังก์ชันนั้นสามารถทำได้โดยการกำหนดค่าของนิพจน์ที่ต้องการใช้งาน เช่น ถ้าต้องการให้วงจรทำงานในฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านสามารถทำได้โดยการกำหนดให้ X_2 และ X_3 มีค่าเป็นศูนย์ ถ้าต้องการให้วงจรทำงานในฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านสามารถทำได้โดยการกำหนดให้ X_1 และ X_2 มีค่าเป็นศูนย์ ถ้าต้องการให้วงจรทำงานในฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านสามารถทำได้โดยการกำหนดให้ X_1 และ X_3 มีค่าเป็นศูนย์ ถ้าต้องการให้วงจรทำงานในฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดสามารถทำได้โดยการกำหนดให้ X_2 มีค่าเป็นศูนย์ เป็นต้น ดังสมการที่ (2.4) สมการที่ (2.5) สมการที่ (2.6) และสมการที่ (2.7) ตามลำดับ

$$T_{LP}(s) = \frac{X_1}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.4)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{X_3 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.5)$$

$$T_{BP}(s) = \frac{X_2 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_{BR}(s) = \frac{X_3 s^2 + X_1}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

2.3 หลักการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่

จากการที่ผู้วิจัยได้ทำการศึกษาวิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่จากแหล่งต่างๆ แล้วพบว่าสามารถสรุปได้เป็นห้ารูปแบบ ดังต่อไปนี้

2.3.1 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman (KHN Filter)

2.3.2 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman (KHN Filter) ที่มีวงจรมายาย

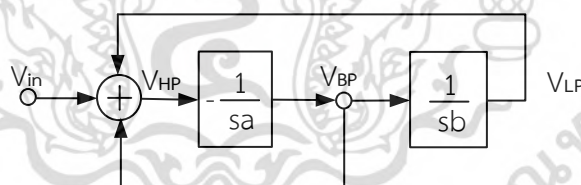
2.3.3 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Tow-Thomas (Tow-Thomas Filter)

2.3.4 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต

2.3.5 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต ที่มีวงจรมายาย

ในการสังเคราะห์วงจรแต่ละวิธีจะมีวิธีการที่แตกต่างกัน แต่สามารถทำให้ง่ายต่อการสังเคราะห์วงจรมากขึ้น ซึ่งจะประกอบไปด้วยรูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรสมการถ่ายโอน ค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติ (สุรพงษ์ สิริพงษ์ดีและสันติ ต้นตระกูล. 2555: 251)

2.3.1 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman



ภาพที่ 2.8 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman

รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman นั้นจะประกอบไปด้วยวงจรมายายแบบแบบไม่สูญเสียและกลับเฟส (Inverting lossless integrator) จำนวนหนึ่งตัว วงจรมายายแบบแบบไม่สูญเสียและไม่กลับเฟส (Non-inverting lossy integrator) จำนวนหนึ่งตัวและวงจรมายายแบบแบบไม่สูญเสียจำนวนหนึ่งตัว มีจุดอินพุตเพียงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนึ่งจุดและมีจุดเอาต์พุตจำนวนสามจุด ซึ่งสามารถใช้งานฟังก์ชันทั้งหมดได้พร้อมกัน เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 2.8 แล้วทำการวิเคราะห์จะทำให้ได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของแรงดันของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านได้ดังสมการดังต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{-s^2}{s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.8)$$

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{1}{s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.9)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{-s\frac{1}{a}}{s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.10)$$

เมื่อพิจารณาสมการของฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (2.8) สมการที่ (2.9) และสมการที่ (2.10) แล้วจะทำให้ได้สมการค่าความถี่ธรรมชาติและสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.11) และสมการที่ (2.12) ดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.11)$$

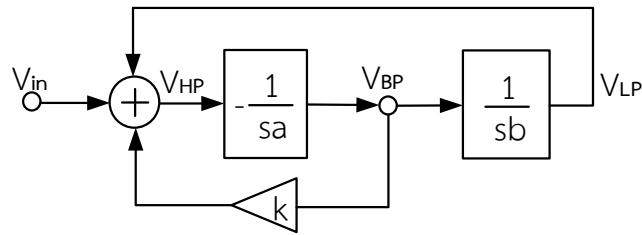
$$Q = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.12)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.11) และสมการที่ (2.12) พบว่าการปรับค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติ ไม่สามารถทำได้แบบอิสระจากกันเนื่องจากมีค่าของพารามิเตอร์ a และ b เป็นตัวแปรร่วม

2.3.2 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman (KHN Filter) ที่มี

วงจรรขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.9 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman ที่มีวงจรรขยาย

รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Kerwin Huelsman นั้นประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียและไม่กลับเฟสจำนวนหนึ่งตัว วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียและกลับเฟสจำนวนหนึ่งตัว วงจรรวมสัญญาณจำนวนหนึ่งตัวและวงจรรขยายจำนวนหนึ่งตัว มีจุดอินพุตเพียงหนึ่งจุดและมีจุดเอาต์พุตทั้งหมดสามจุด ซึ่งสามารถใช้งานฟังก์ชันทั้งหมดได้พร้อมกัน เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 2.9 แล้วทำการวิเคราะห์จะทำให้ได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน เป็นไปดังสมการดังต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.13)$$

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{-\frac{1}{ab}}{s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.14)$$

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{-\frac{1}{s}}{s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.15)$$

เมื่อเทียบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (2.13), สมการที่ (2.14) และสมการที่ (2.15) กับสมการที่ (2.3) ทำให้ได้สมการค่าความถี่ธรรมชาติและสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.16) และสมการที่ (2.17) ดังต่อไปนี้

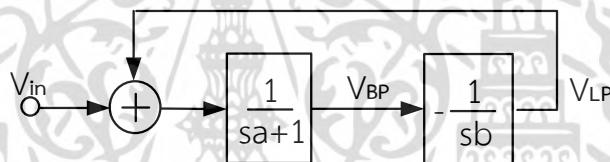
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.16)$$

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.17)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.16) และสมการที่ (2.17) พบว่าสามารถปรับค่าของปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้จากอัตราขยาย k และเมื่อทำการกำหนดให้ค่าของพารามิเตอร์ a เท่ากับพารามิเตอร์ b จะสามารถทำการปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระจากค่าปัจจัยคุณภาพได้ที่ค่าของพารามิเตอร์ a และค่าของพารามิเตอร์ b

2.3.3 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Tow-Thomas



ภาพที่ 2.10 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Tow-Thomas

รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบ Tow-Thomas นั้นจะประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบสูญเสียและไม่กลับเฟส (Non-inverting lossy integrator) จำนวนหนึ่งตัว วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียและกลับเฟสจำนวนหนึ่งตัวและวงจรรวมสัญญาณจำนวนหนึ่งตัว มีจุดอินพุตเพียงจุดเดียวและมีจุดเอาต์พุตจำนวนสองจุด ซึ่งสามารถใช้งานฟังก์ชันทั้งหมดได้พร้อมกัน เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 2.10 แล้วทำการวิเคราะห์ ทำให้ได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน เป็นไปดังสมการดังต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{-\frac{1}{ab}}{s^2 + s\frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{-s \frac{1}{a}}{s^2 + s \frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.19)$$

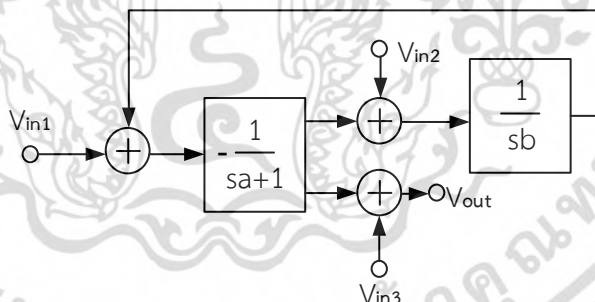
เมื่อทำการเทียบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนสมการที่ (2.18) และสมการที่ (2.19) กับสมการที่ (2.3) ทำให้สามารถได้สมการค่าความถี่ธรรมชาติและสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.20) และสมการที่ (2.21) ดังต่อไปนี้

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

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

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.20) และสมการที่ (2.21) พบว่าการปรับค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติไม่สามารถทำได้แบบอิสระจากกันเนื่องจากมีค่าของพารามิเตอร์ a และ b เป็นตัวแปรร่วม

2.3.4 วิธีการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต



ภาพที่ 2.11 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต

รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตนั้นจะประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียและไม่กลับเฟส จำนวนหนึ่งตัว วงจรอินทิเกรเตอร์แบบที่มีการสูญเสียและกลับเฟสจำนวนหนึ่งตัวและวงจรรวมสัญญาณจำนวนหนึ่งตัว มีจุดอินพุตสามจุดและมีจุดเอาต์พุตเพียงหนึ่งจุด เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 2.11 แล้วทำการวิเคราะห์จะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้ได้สมการแรงดันที่จุดเอาต์พุตของวงจรรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต เป็นไปดังสมการที่ (2.22)

$$V_{out} = \frac{V_{in3}s^2 + (V_{in3} - V_{in1})s \frac{1}{a} + (V_{in3} - V_{in2}) \frac{1}{ab}}{s^2 + s \frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.22)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.22) จะพบว่าวงจรรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตสามารถใช้งานฟังก์ชันที่จุดเอาต์พุตได้ทั้งหมดห้าฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดและฟังก์ชันกรองความถี่ผ่านทุกความถี่

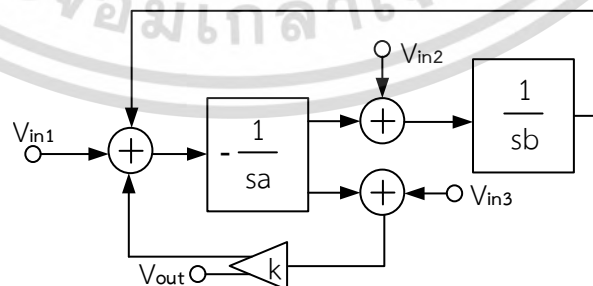
เมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (2.22) จะทำให้สามารถได้สมการความถี่ธรรมชาติและสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.23) และสมการที่ (2.24) ดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.23)$$

$$Q = \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.24)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.23) และสมการที่ (2.24) แล้วจะพบว่า การปรับค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติไม่สามารถทำได้แบบอิสระจากกัน เนื่องจากมีค่าของพารามิเตอร์ a และ b เป็นตัวแปรร่วม

2.3.5 วิธีการสังเคราะห์วงจรรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต ที่มีวงจรรขยาย



ภาพที่ 2.12 รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจร
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่ง เอาต์พุตที่มีวงจรถยาย

รูปแบบของบล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่ง เอาต์พุต ที่มีวงจรถยายนั้นจะประกอบไปด้วยวงจรถยายอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียและไม่กลับเฟสจำนวนหนึ่งตัว วงจรถยายอินทิเกรเตอร์แบบไม่สูญเสียและกลับเฟสจำนวนหนึ่งตัว วงจรรวมสัญญาณจำนวนสามตัว และวงจรมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านจำนวนหนึ่งตัว มีจุดอินพุตจำนวนสามจุดและมีเอาต์พุตหนึ่งจุด เมื่อวิเคราะห์บล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 2.12 จะทำให้ได้สมการแรงดันที่จุดเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต ที่มีวงจรถยาย เป็นไปดังสมการดังต่อไปนี้

$$V_{out} = \frac{k \left[-\left(s^2 + \frac{1}{ab} \right) V_{in3} - \frac{1}{a} V_{in1} + \frac{1}{ab} V_{in2} \right]}{s^2 + sk \frac{1}{a} + \frac{1}{ab}} \quad (2.25)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.20) จะพบว่าวงจรกรองความถี่แบบสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต ที่มีวงจรถยายสามารถใช้งานฟังก์ชันที่จุดเอาต์พุตได้ทั้งหมดห้าฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดและฟังก์ชันกรองความถี่ผ่านทุกความถี่

เมื่อเปรียบเทียบกับสมการที่ (2.25) กับสมการที่ (2.3) แล้วจะทำให้สามารถได้สมการค่าความถี่ธรรมชาติ และสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.26) และสมการที่ (2.27) ดังต่อไปนี้

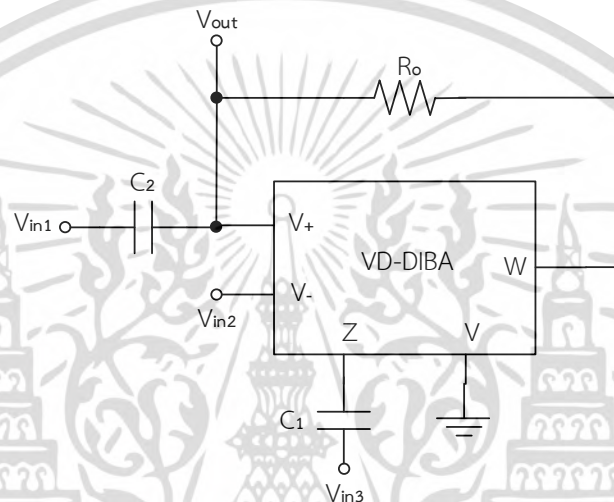
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (2.26)$$

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{a}{b}} \quad (2.27)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (2.26) และสมการที่ (2.27) พบว่าสามารถปรับค่าของปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้จากอัตราขยาย k และเมื่อทำการปรับค่าของพารามิเตอร์ a ให้เท่ากับพารามิเตอร์ b จะสามารถทำการปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระจากค่าปัจจัยคุณภาพได้

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.4.1 Pushkar, et al. (2013) ได้มีการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ โหมดแรงดัน ที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA เพียงหนึ่งตัวในการต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัว ดังภาพที่ 2.13 โดยสามารถทำงานได้ห้ารูปแบบ คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่ทุกช่วงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด



ภาพที่ 2.13 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่สามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต
นำเสนอโดย Pushkar, et al. (2013)

จากภาพที่ 2.13 เมื่อทำการสังเคราะห์แล้วจะได้สมการของแรงดันเอาต์พุตของวงจรดังสมการที่ (2.28) ดังต่อไปนี้

$$V_{out} = \frac{V_{in1} s^2 - s \left(\frac{1}{R_o C_2} \right) V_{in3} + \left(\frac{g_m}{R_o C_2 C_1} \right) V_{in2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_o C_2} \right) + \frac{g_m}{R_o C_2 C_1}} \quad (2.28)$$

โดยเมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (2.28) จะได้สมการค่าความถี่ธรรมชาติและสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.29) และ (2.30) ดังต่อไปนี้

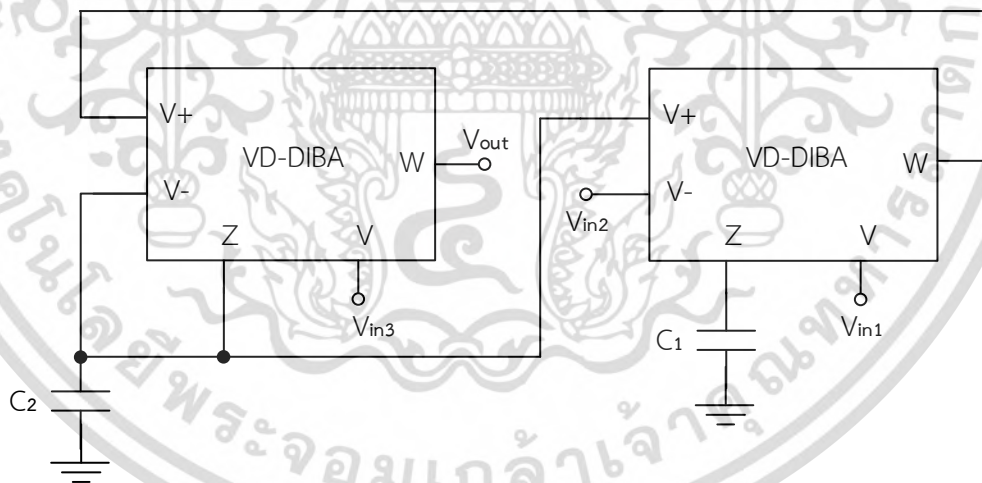
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_o C_2 C_1}} \quad (2.29)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_o C_2}{C_1}} \quad (2.30)$$

จากสมการที่ (2.29) และสมการที่ (2.30) เมื่อพิจารณาแล้วพบว่า สามารถควบคุมค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ อย่างไรก็ตาม วงจรยังมีข้อจำกัด คือ อินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรไม่สูง มีการต่อใช้งานตัวเก็บประจุที่ไม่ต่อลงกราวด์และไม่สามารถปรับค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้

2.5.2 Ninsraku, et al. (2014) ได้มีการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่โหมดแรงดันที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนสองตัวในการต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์จำนวนสองตัว โดยสามารถทำงานได้ห้ารูปแบบ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองความถี่แถบผ่าน วงจรกรองความถี่ทุกช่วงผ่านและวงจรกรองความถี่แถบหยุด โดยตัววงจรมีอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูงและสามารถควบคุมค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยใช้วิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์



ภาพที่ 2.14 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่สามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต
นำเสนอโดย Ninsraku, et al. (2014)

จากวงจรในภาพที่ 2.14 เมื่อทำการสังเคราะห์แล้วจะได้เป็นสมการแรงดันที่จุดเอาต์พุตของวงจรดังสมการที่ (2.31) ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = \frac{V_{in3} \left[s^2 + \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_2C_1} \right] - s \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) V_{in1} - \left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_2C_1} \right) V_{in2}}{s^2 + s \left(\frac{g_{m2}}{C_2} \right) + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_2C_1}} \quad (2.31)$$

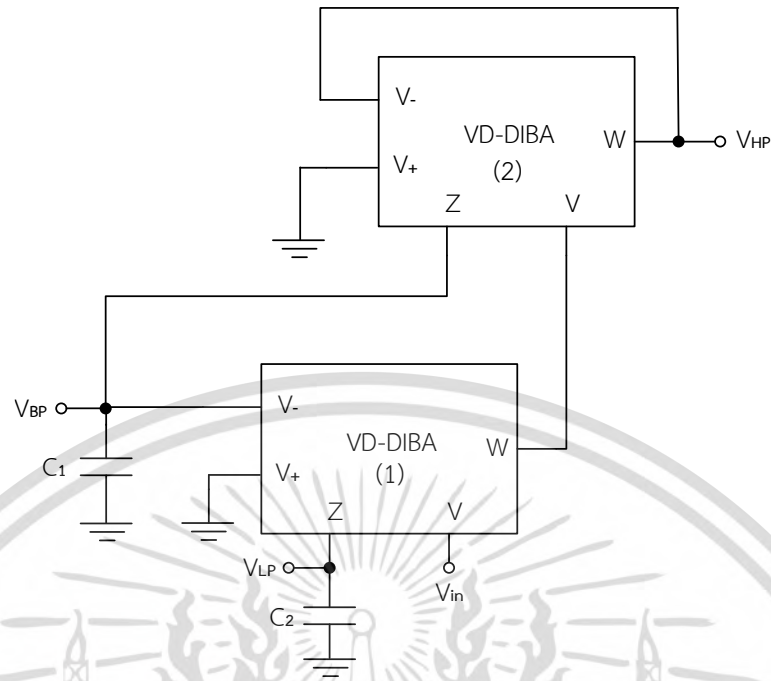
เมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (2.31) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.32) และสมการที่ (2.33) ดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_2C_1}} \quad (2.32)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_1}{g_{m2}C_2}} \quad (2.33)$$

จากการพิจารณาสมการที่ (2.32) และสมการที่ (2.33) พบว่าวงจรมีข้อจำกัดคือ การปรับค่าปัจจัยคุณภาพโดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาตินั้นไม่สามารถทำได้

2.4.3 Jaikla, et. al. (2014) ได้มีการนำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดแรงดันแบบ หลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนสองตัวต่อใช้งานร่วมกันตัวประเก็ประจุสองตัวต่อลงกราวด์ โดยวงจรสามารถทำงานได้ห้าฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่ผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด วงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ที่สูง สามารถควบคุมค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์



ภาพที่ 2.15 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุตสามเอาต์พุต
นำเสนอโดย Jaikla, et. al. (2014)

จากวงจรในภาพที่ 2.15 เมื่อทำการสังเคราะห์แล้วจะได้สมการถ่ายโอนแรงดันของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่านและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังสมการที่ (2.34) สมการที่ (2.35) และสมการที่ (2.36) ดังต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{s \frac{g_{m2}}{C_1}}{s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.34)$$

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.35)$$

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการถ่ายโอนจะทำให้สามารถได้สมการความถี่ธรรมชาติและสมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (2.37) และสมการที่ (2.38) ดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_2C_1}} \quad (2.37)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}C_1}{g_{m2}C_2}} \quad (2.38)$$

จากการพิจารณาสมการที่ (2.37) และสมการที่ (2.38) แล้วพบว่าการปรับค่าปัจจัยคุณภาพโดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาตินั้นไม่สามารถทำได้และวงจรให้ฟังก์ชันกรองความถี่ได้เพียงสามฟังก์ชันเท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

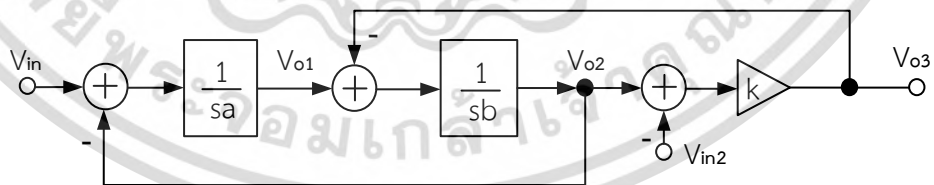
วิธีดำเนินการวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA สามารถควบคุมการทำงานได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ผู้วิจัยได้ดำเนินการวิจัยตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

- 3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่
- 3.2 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในทางอุดมคติ
- 3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ VD-DIBA
- 3.4 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์ VD-DIBA
- 3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่สองอินพุต สามเอาต์พุตนั้น เริ่มต้นมาจากการสังเคราะห์โดยใช้บล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.1 ซึ่งจะมีองค์ประกอบ คือ วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและไม่กลับเฟสจำนวนสองวงจรและวงจรรวมสัญญาณจำนวนสามวงจร โดยกำหนดให้ค่าคงที่ทางเวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์ทั้งสองตัวแทนด้วย a กับ b และวงจรขยายที่มีอัตราขยายด้วย k ดังภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่แบบสองอินพุต-สามเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการวิเคราะห์บล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.1 จะทำให้สามารถหาสมการแรงดันเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ได้ดังต่อไปนี้ โดยที่แรงดันเอาต์พุต V_{o1} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.1)

$$V_{o1} = \frac{1}{s_a}(V_{in1} - V_{o2}) \quad (3.1)$$

แรงดันเอาต์พุต V_{o2} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.2)

$$V_{o2} = \left(\frac{1}{s_b}\right)(V_{o1} - V_{o3}) \quad (3.2)$$

และแรงดันเอาต์พุต V_{o3} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.3)

$$V_{o3} = k(V_{o2} - V_{in2}) \quad (3.3)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.1) และ (3.3) ไปแทนในสมการ (3.2) จะได้เป็นสมการที่ (3.4)

$$V_{o2} = \left(\frac{1}{s_b}\right) \left[\left(\frac{1}{s_a}\right)(V_{in1} - V_{o2}) - k(V_{o2} - V_{in2}) \right] \quad (3.4)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o2} ได้เป็นสมการที่ (3.5)

$$V_{o2} = \frac{\left(\frac{1}{ab}\right)V_{in1} + \left(\frac{sk}{b}\right)V_{in2}}{s^2 + \frac{ks}{b} + \frac{1}{ab}} \quad (3.5)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.5) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o2} สามารถตอบสนองการใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านแบบไม่กลับเฟสและมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับหนึ่งได้โดยกำหนดให้ $V_{in1} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.6)

$$T_{BP(Vo2)} = \frac{\frac{ks}{b}}{s^2 + \frac{ks}{b} + \frac{1}{ab}} \quad (3.6)$$

และเมื่อทำการวิเคราะห์สมการที่ (3.6) เพื่อให้ได้สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านสำหรับ ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่เอาต์พุต V_{o2} ได้โดยการแทนนิพจน์แรก นิพจน์สุดท้ายของตัวหารและ V_{in1} ให้มีค่าเท่ากับ 0 จะได้เป็นสมการที่ (3.7)

$$G_{BP(Vo2)} = 1 \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) พบว่าฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o2} มีอัตราขยายช่วง แถบผ่านเท่ากับหนึ่งและเมื่อนำสมการที่ (3.5) ไปแทนลงในสมการ (3.1) เพื่อหาสมการแรงดันที่ เอาต์พุต V_{o1} ซึ่งได้ดังสมการที่ (3.8)

$$V_{o1} = \frac{1}{sa} \left[V_{in1} \frac{\left(\frac{1}{ab} \right) V_{in1} + \left(\frac{sk}{b} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{ks}{b} + \frac{1}{ab}} \right] \quad (3.8)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o1} ได้เป็นดังสมการที่ (3.9)

$$V_{o1} = \frac{\left(\frac{s}{a} + \frac{k}{ab} \right) V_{in1} - \left(\frac{k}{ab} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{sk}{b} + \frac{1}{ab}} \quad (3.9)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.9) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o1} สามารถตอบสนองการใช้งาน เป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟสและมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านได้ โดยกำหนดให้ $V_{in1} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.10)

$$T_{LP(Vo1)} = \frac{-\frac{k}{ab}}{s^2 + \frac{sk}{b} + \frac{1}{ab}} \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อทำการวิเคราะห์สมการที่ (3.10) เพื่อให้ได้สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านสำหรับ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o2} ได้โดยการแทนนิพจน์แรกและนิพจน์ที่สองของตัวหาร และ V_{in1} ให้มีค่าเท่ากับ 0 จะได้เป็นสมการที่ (3.11)

$$G_{LP(Vo1)} = -k \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) พบว่าฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o1} มีอัตราขยายเท่ากับ $-k$ และเมื่อนำสมการที่ (3.5) ไปแทนลงในสมการ (3.3) เพื่อหาสมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o3} ได้เป็นสมการที่ (3.12)

$$V_{o3} = k \left[\frac{\left(\frac{1}{ab}\right)V_{in1} + \left(\frac{sk}{b}\right)V_{in2}}{s^2 + \frac{ks}{b} + \frac{1}{ab}} - V_{in2} \right] \quad (3.12)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o3} ได้เป็นสมการที่ (3.13)

$$V_{o3} = k \left[\frac{\left(\frac{1}{ab}\right)V_{in1} - \left(s^2 + \frac{1}{ab}\right)V_{in2}}{s^2 + \frac{ks}{b} + \frac{1}{ab}} \right] \quad (3.13)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.13) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o3} สามารถตอบสนองการใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดแบบกลับเฟสและมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านได้โดยกำหนดให้ $V_{in1} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดจะเป็นไปดังสมการที่ (3.14)

$$T_{BR(Vo3)} = k \left[\frac{-\left(s^2 + \frac{1}{ab}\right)}{s^2 + \frac{ks}{b} + \frac{1}{ab}} \right] \quad (3.14)$$

นอกจากนี้ยังสามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสและมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านได้โดยกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.15)

$$T_{HP(Vo3)} = k \left(\frac{-s^2}{s^2 + \frac{ks}{b} + \frac{1}{ab}} \right) \quad (3.15)$$

เมื่อทำการวิเคราะห์สมการที่ (3.15) เพื่อให้ได้สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านสำหรับฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่เอาต์พุต V_{o3} ได้โดยการแทนนิพจน์ที่สองของตัวหารและ V_{in1} ให้มีค่าเท่ากับ 0 จะได้เป็นสมการที่ (3.16)

$$G_{BR(Vo3)} = G_{HP(Vo3)} = -k \quad (3.16)$$

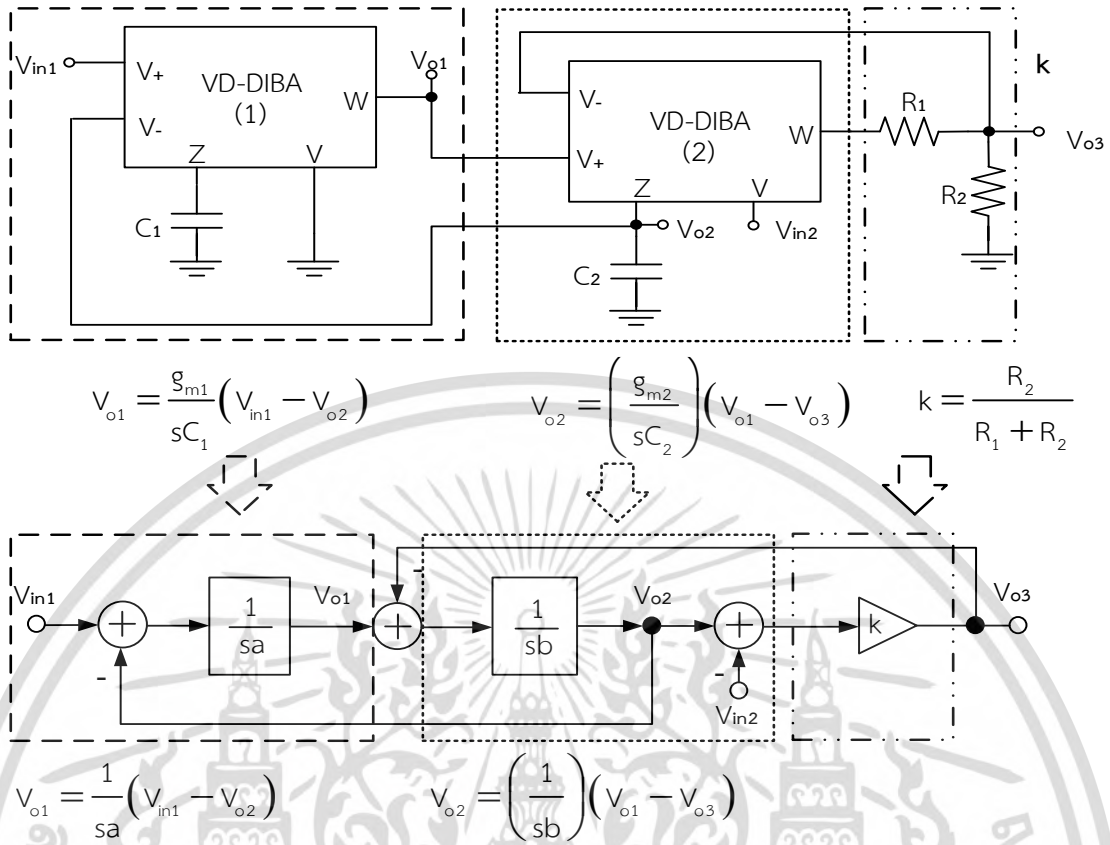
จากสมการที่ (3.5), สมการที่ (3.9) และสมการที่ (3.13) เมื่อทำการพิจารณาแล้วพบว่าค่าความถี่ธรรมชาติสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.17) และสมการค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.18) ดังต่อไปนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{ab}} \quad (3.17)$$

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{b}{a}} \quad (3.18)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.17) และสมการที่ (3.18) จะพบว่าสามารถปรับค่าปัจจัยคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้ที่ k และสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติให้อิสระจากค่าปัจจัยคุณภาพได้ที่ค่าของพารามิเตอร์ a และ b โดยการกำหนดให้พารามิเตอร์ a มีค่าเท่ากับพารามิเตอร์ b

เมื่อนำบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 3.1 มาพิจารณาจะทำให้สามารถสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสองอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA ได้โดยมีรูปแบบดังภาพที่ 3.2 ดังนั้นจะได้เป็นวงจรกรองความถี่สองอินพุตสามเอาต์พุตหลายหน้าที่โหมดแรงดันดังภาพที่ 3.3

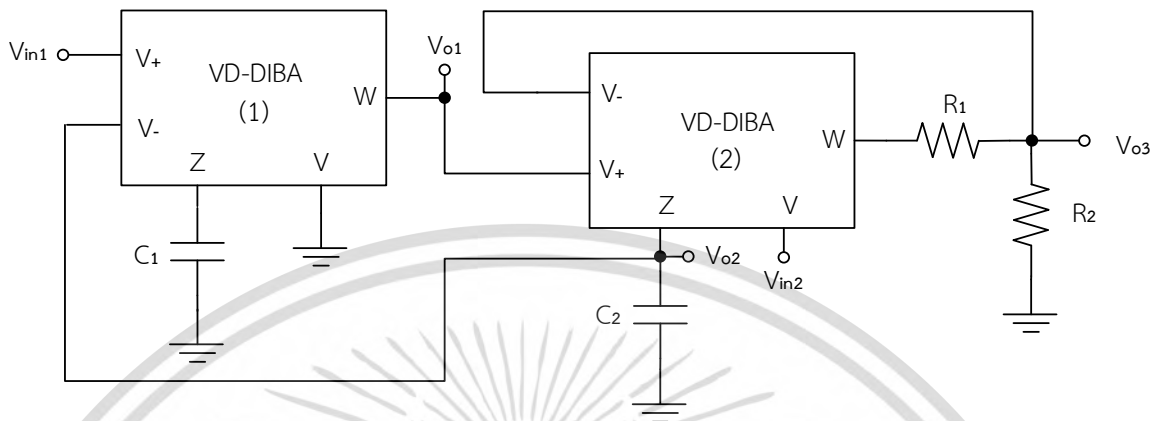


ภาพที่ 3.2 การสังเคราะห์วงจรตามหลักการในภาพที่ 3.1 โดยใช้ VD-DIBA

เมื่อทำการพิจารณาภาพที่ 3.2 จะพบว่าตัวอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและไม่กลับเฟสตัวที่หนึ่งจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ VD-DIBA₁ ตัวที่หนึ่ง ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ C₁ แบบต่อลงกราวด์และตัวอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและไม่กลับเฟสตัวที่สองจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ VD-DIBA₂ ตัวที่สองต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ C₂ แบบต่อลงกราวด์ โดยที่วงจรขยายที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านแทนด้วย k ประกอบไปด้วยตัวต้านทานจำนวนสองตัว คือ R₁ และ R₂ ในรูปแบบของวงจรแบ่งแรงดัน

จากโครงสร้างของวงจรในภาพที่ 3.2 จะพบว่าตัววงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันที่ได้นั้น มีขาใช้งานอินพุตจำนวนสองอินพุตและมีขาใช้งานเอาต์พุตจำนวนสามเอาต์พุต สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โครงสร้างของวงจรใช้อุปกรณ์ VD-DIBA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสองวงจร ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทานอย่างละสองตัว มีคุณสมบัติอิมพีแดนซ์ทางด้านขาใช้งานอินพุตที่สูงสามารถตอบสนองการทำงานได้ทั้งหมดสี่ฟังก์ชัน คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองความถี่แถบผ่านและวงจรกรองความถี่แถบหยุด โดยสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้โดยการควบคุมจุดจ่ายแรงดันที่ขาใช้งานอินพุตของวงจร

3.2 การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในทางอุดมคติ



ภาพที่ 3.3 รูปแบบของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ที่ใช้ในการสังเคราะห์

เมื่อทำการวิเคราะห์ภาพที่ 3.3 จะทำให้สามารถหาสมการแรงดันเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} ได้ดังต่อไปนี้ได้ดังนี้โดยที่แรงดันเอาต์พุต V_{o1} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.19)

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}}{sC_1} (V_{in1} - V_{o2}) \quad (3.19)$$

แรงดันเอาต์พุต V_{o2} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.20)

$$V_{o2} = \left(\frac{g_{m2}}{sC_2} \right) (V_{o1} - V_{o3}) \quad (3.20)$$

แรงดันเอาต์พุต V_{o3} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.21)

$$V_{o3} = k(V_{o2} - V_{in2}) \quad (3.21)$$

เมื่อ

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.22)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.19) และ (3.21) ไปแทนในสมการ (3.20) จะได้เป็นสมการที่ (3.23)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2} = \left(\frac{g_{m2}}{sC_2} \right) \left[\left(\frac{g_{m1}}{sC_1} (V_{in1} - V_{o2}) \right) - k(V_{o2} - V_{in2}) \right] \quad (3.23)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o2} ได้เป็นสมการที่ (3.24)

$$V_{o2} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1} + \left(\frac{skg_{m2}}{C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{ksg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.24)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.24) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o2} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่ไม่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านและไม่กลับเฟสโดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = 0$ และกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.25)

$$T_{BP(Vo2)} = \frac{\frac{skg_{m2}}{C_2}}{s^2 + \frac{ksg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.25)$$

และเมื่อทำการวิเคราะห์สมการที่ (3.25) จะได้สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o2} ดังสมการที่ (3.26)

$$G_{BP(Vo2)} = 1 \quad (3.26)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.24) ไปแทนลงในสมการ (3.19) เพื่อหาสมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o1} ได้ดังสมการที่ (3.27)

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}}{sC_1} \left[V_{in1} - \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1} + \left(\frac{skg_{m2}}{C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{ksg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o1} ได้เป็นสมการที่ (3.28)

$$V_{o1} = \frac{\left(\frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{kg_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1} - \left(\frac{kg_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{skg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.28)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.28) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o1} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟสและมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านโดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in2} = V_{in}$ และกำหนดให้ $V_{in1} = 0$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านซึ่งเป็นไปดังสมการที่ (3.29)

$$T_{LP(Vo1)} = \frac{-\left(\frac{kg_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{skg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.29)$$

เมื่อทำการวิเคราะห์สมการที่ (3.29) จะได้สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o1} ดังสมการที่ (3.30)

$$G_{LP(Vo1)} = -k \quad (3.30)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.28) ไปแทนในสมการที่ (3.21) จะได้เป็นสมการที่ (3.31)

$$V_{o3} = k \left[\frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1} + \left(\frac{skg_{m2}}{C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{skg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} - V_{in2} \right] \quad (3.31)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o3} ดังสมการที่ (3.32)

$$V_{o3} = k \left[\frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1} - \left(s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{skg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] \quad (3.32)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.32) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o3} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 2 รูปแบบ คือ รูปแบบแรกใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านและกลับเฟสโดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = 0$ และกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ จะทำให้ได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่จุด V_{o3} ดังสมการที่ (3.33)

$$V_{BR(Vo3)} = k \left[\frac{-\left(s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{skg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] \quad (3.33)$$

และรูปแบบที่สอง คือ ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านและกลับเฟส โดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ จะทำให้ได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่จุด V_{o3} ดังสมการที่ (3.34)

$$T_{HP(Vo3)} = k \left[\frac{-s^2}{s^2 + \frac{skg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] \quad (3.34)$$

เมื่อทำการวิเคราะห์สมการที่ (3.34) จะได้สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดและฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านจุดเอาต์พุต V_{o3} ดังสมการที่ (3.35)

$$G_{BP(Vo3)} = G_{HP(Vo3)} = k \quad (3.35)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.24), สมการที่ (3.28) และสมการที่ (3.32) พบว่าสมการของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.36) และสมการที่ (3.37)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.36)$$

$$Q = \frac{1}{k} \sqrt{\frac{C_2g_{m1}}{C_1g_{m2}}} \quad (3.37)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.36) และสมการที่ (3.37) จะพบว่าทั้งสองสมการมีค่าความนำถ่ายโอนของตัวอินทิเกรเตอร์เป็นตัวแปรร่วมของทั้งสองสมการ โดยที่ค่าความนำถ่ายโอนของตัวอินทิเกรเตอร์มีค่าเป็น $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$ และ k มีค่าเท่ากับ $k = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ ดังนั้นเมื่อนำไปแทนลงในสมการที่ (3.36) และสมการที่ (3.37) จะได้เป็นสมการของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพใหม่ดังสมการที่ (3.38) และสมการที่ (3.39)

$$Q = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \sqrt{\frac{I_{B1}C_2}{I_{B2}C_1}} \quad (3.38)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{2V_T} \sqrt{\frac{I_{B1}I_{B2}}{C_1C_2}} \quad (3.39)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.38) และสมการที่ (3.39) พบว่าสามารถทำการปรับค่าปัจจัยคุณภาพโดยไม่ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้จากค่าของตัวต้านทาน R_1 หรือ R_2 และสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระจากค่าของปัจจัยคุณภาพได้ที่ค่าของกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} โดยการกำหนดให้กระแส I_{B1} และ I_{B2} มีค่าที่เท่ากันและกำหนดให้ค่าของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 มีค่าเท่ากัน ดังนั้น เมื่อทำการกำหนดตามเงื่อนไขที่ได้กล่าวไปก่อนหน้าจะทำให้ได้สมการของค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติใหม่ได้ดังสมการที่ (3.40) และสมการที่ (3.41)

$$Q = \frac{R_1}{R_2} + 1 \quad (3.40)$$

$$\omega_0 = \frac{I_B}{2V_T C} \quad (3.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.40) และสมการที่ (3.41) จะพบว่าสามารถปรับค่าปัจจัยคุณภาพได้จากค่าของตัวต้านทาน R_1 หรือ R_2 และสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้จากค่าของกระแสไบอัส I_b และค่าของตัวเก็บประจุ ดังนั้น จึงทำให้การปรับค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาตินั้นสามารถทำได้แบบอิสระ

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของอุปกรณ์ VD-DIBA

ในกรณีที่ VD-DIBA ที่ใช้ในวงจรมีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติสามารถที่แสดงคุณสมบัติของอุปกรณ์ VD-DIBA ได้ดังสมการที่ (3.42)

$$\begin{pmatrix} I_{v+} \\ I_{v-} \\ I_z \\ I_v \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta_z & -\beta_v & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{v+} \\ V_{v-} \\ V_z \\ V_v \\ I_w \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

เมื่อ β_z และ β_v คือ ค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นในการส่งผ่านแรงดัน (Voltage Tracking Error) จากขั้ว Z และขั้ว V ไปยังขั้ว W โดยมีค่าเป็นค่าคงที่น้อยกว่าหนึ่งเพียงเล็กน้อย จึงส่งผลให้เกิดค่าผิดพลาดของสัญญาณทางเอาต์พุตที่ไม่เป็นไปตามการคำนวณทางทฤษฎี

เมื่อพิจารณาผลของความไม่เป็นอุดมคติของวงจร VD-DIBA สามารถเขียนสมการแรงดันที่ขั้ว W โดยที่แรงดันเอาต์พุต V_{o1}^* ของ VD-DIBA ตัวที่หนึ่งจะได้ดังสมการที่ (3.43) ดังต่อไปนี้

$$V_{o1}^* = \frac{\beta_z g_{m1}}{sC_1} (V_{in1} - V_{o2}) \quad (3.43)$$

แรงดันเอาต์พุต V_{o2}^* สามารถหาได้จากสมการที่ (3.44)

$$V_{o2}^* = \left(\frac{g_{m2}}{sC_2} \right) (V_{o1} - V_{o3}) \quad (3.44)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.43) ไปแทนในสมการที่ (3.44) จะได้เป็นดังสมการที่ (3.45)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{o2}^* = \left(\frac{g_{m2}}{sC_2} \right) \left[\left(\frac{\beta_{z1}g_{m1}}{sC_1} (V_{in1} - V_{o2}) \right) - V_{o3} \right] \quad (3.45)$$

โดยที่สมการฟังก์ชันแรงดันที่จุดเอาต์พุต V_{o3}^* สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.46)

$$V_{o3}^* = k(\beta_{z2}V_{o2} - \beta_{v2}V_{in2}) \quad (3.46)$$

ดังนั้น เมื่อนำสมการที่ (3.46) ไปแทนลงในสมการที่ (3.45) จะได้เป็นสมการที่ (3.47)

$$V_{o2}^* = \left(\frac{g_{m2}}{sC_2} \right) \left[\left(\frac{\beta_{z1}g_{m1}}{sC_1} (V_{in1} - V_{o2}) \right) - k(\beta_{z2}V_{o2} - \beta_{v2}V_{in2}) \right] \quad (3.47)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o2}^* ได้เป็นสมการที่ (3.48)

$$V_{o2}^* = \frac{\left(\frac{skg_{m2}\beta_{v2}}{C_2} \right) V_{in2} + \left(\frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1}}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.48)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.48) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o2}^* สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับหนึ่งและไม่กลับเฟส โดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = 0$ และกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.49)

$$T_{BP(Vo2)}^* = \frac{\frac{skg_{m2}\beta_{v2}}{C_2}}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o2}^* จากการวิเคราะห์สมการที่ (3.49) พบว่ามีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับหนึ่งแสดงดังสมการที่ (3.50)

$$G_{BP(Vo2)}^* = 1 \quad (3.50)$$

นำสมการที่ (3.48) ไปแทนลงในสมการที่ (3.43) เพื่อหาสมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o1}^* จะได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุตที่จุด V_{o1}^* ใหม่ดังสมการที่ (3.51)

$$V_{o1}^* = \frac{\beta_{z1}g_{m1}}{sC_1} V_{in1} - \frac{\left(\frac{skg_{m2}\beta_{v2}}{C_2} \right) V_{in2} + \left(\frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1}}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.51)$$

เมื่อทำการจัดรูปสมการที่ (3.51) ใหม่จะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุตที่จุด V_{o1}^* ใหม่คือสมการที่ (3.52)

$$V_{o1}^* = \frac{V_{in1} \left(\frac{s\beta_{z1}g_{m1}}{C_1} + \frac{kg_{m1}g_{m2}\beta_{z1}\beta_{z2}}{C_1C_2} \right) - \left(\frac{k\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.52)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.52) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o1}^* สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟส ที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านโดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = 0$ และกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.53)

$$T_{LP(Vo1)}^* = \frac{-\left(\frac{k\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันรอกความถี่ต่ำผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o1}^* นั้น เมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (3.53) พบว่าเป็นไปได้สมการที่ (3.54)

$$G_{LP(v_{o1})}^* = -k \quad (3.54)$$

เพื่อหาสมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o3}^* ใหม่โดยการนำสมการที่ (3.48) ไปแทนในสมการที่ (3.46) ทำให้ได้สมการของฟังก์ชันแรงดันที่จุดเอาต์พุต V_{o3}^* เป็นไปได้สมการที่ (3.55)

$$V_{o3}^* = k \left[\frac{\left(\frac{skg_{m2}\beta_{v2}}{C_2} \right) V_{in2} + \left(\frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1}}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} - \beta_{v2}V_{in2} \right] \quad (3.55)$$

ดังนั้น เมื่อทำการจัดรูปสมการจะทำให้ได้สมการฟังก์ชันแรงดันเอาต์พุต V_{o3}^* ได้เป็นสมการที่ (3.56)

$$V_{o3}^* = k \left[\frac{\left(\frac{\beta_{z2}\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in1} - V_{in2} \left(\beta_{v2}s^2 + \frac{\beta_{z1}\beta_{v2}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] \quad (3.56)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.56) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o3}^* สามารถใช้งานได้สองรูปแบบ โดยรูปแบบแรก คือ ฟังก์ชันรอกความถี่แถบหยุดที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านและกลับเฟส โดยการกำหนดให้ $V_{in1} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ ดังนั้น จะทำให้ได้เป็นสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันรอกความถี่แถบหยุดที่จุด V_{o3}^* ได้ดังสมการที่ (3.57)

$$T_{BR(v_{o3})}^* = k \left[\frac{-V_{in2} \left(\beta_{v2}s^2 + \frac{\beta_{z1}\beta_{v2}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] \quad (3.57)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และรูปแบบที่สอง คือ ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านและกลับเฟส โดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ ดังนั้น จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่จุด V_{o3}^* ได้ดังสมการที่ (3.58)

$$T_{HP(V_{o3}^*)}^* = k \left[\frac{-V_{in2} (\beta_{v2} s^2)}{s^2 + \frac{skg_{m2}\beta_{z2}}{C_2} + \frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \right] \quad (3.58)$$

โดยที่สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o3}^* นั้น เมื่อทำการวิเคราะห์แล้วพบว่าเป็นไปดังสมการที่ (3.59)

$$G_{LP(V_{o3}^*)}^* = k \quad (3.59)$$

จากสมการที่ (3.48), สมการที่ (3.52) และสมการที่ (3.56) เมื่อทำการพิจารณาแล้วพบว่า ได้สมการค่าความถี่ธรรมชาติและสมการค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.60) และสมการที่ (3.61) ดังต่อไปนี้

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{\beta_{z1}g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (3.60)$$

$$Q^* = \frac{1}{k\beta_{z2}} \sqrt{\frac{\beta_{z1}C_2g_{m1}}{C_1g_{m2}}} \quad (3.61)$$

โดยที่ค่าความนำถ่ายโอนของตัวอินทิเกรเตอร์มีค่าเป็น $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$ และ k มีค่าเท่ากับ

$k = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ ดังนั้น เมื่อนำไปแทนในสมการที่ (3.60) และสมการที่ (3.61) จะได้สมการของค่าปัจจัยคุณภาพใหม่เป็นดังสมการที่ (3.62) และสมการค่าของความถี่ธรรมชาติใหม่แสดงได้ดังสมการที่ (3.63)

$$Q^* = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \left(\frac{1}{\beta_{z2}} \right) \sqrt{\frac{\beta_{z1} I_{B1} C_2}{I_{B2} C_1}} \quad (3.62)$$

$$\omega_0^* = \frac{1}{2V_T} \sqrt{\frac{\beta_{z1} I_{B1} I_{B2}}{C_1 C_2}} \quad (3.63)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.62) และสมการที่ (3.63) จะพบว่าสามารถปรับค่าปัจจัยคุณภาพให้อิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติได้โดยการกำหนดให้ค่าของตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2$ และกระแส $I_{B1} = I_{B2}$ ดังนั้น เมื่อทำการกำหนดตามเงื่อนไขที่ได้กล่าวไปก่อนหน้าจะทำให้ได้สมการของค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติใหม่ได้ ดังสมการที่ (3.64) และสมการที่ (3.65)

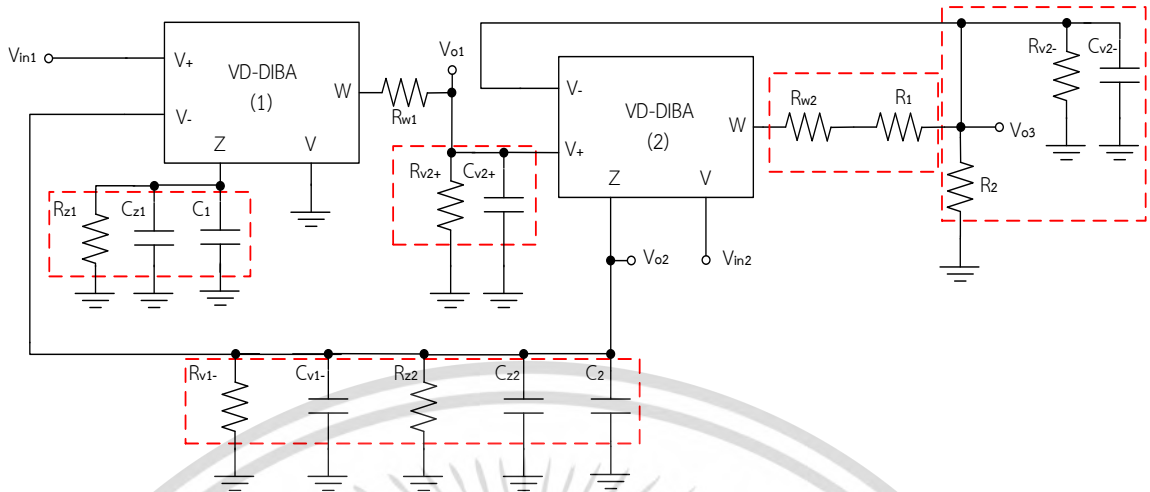
$$Q^* = \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) \frac{\sqrt{\beta_{z1}}}{\beta_{z2}} \quad (3.64)$$

$$\omega_0^* = \frac{I_B}{2V_T C} \sqrt{\beta_{z1}} \quad (3.65)$$

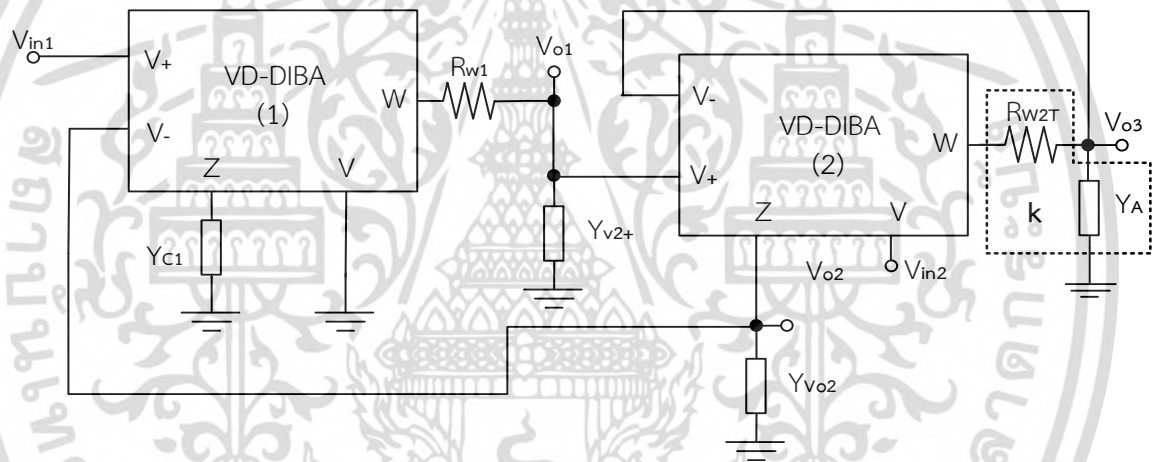
จากสมการที่ (3.64) และสมการที่ (3.65) จะพบว่าสามารถปรับค่าปัจจัยคุณภาพให้อิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติได้จากวิธีการที่ได้กล่าวไปข้างต้น ซึ่งพบว่าตั้งแต่สมการที่ (3.44) เป็นต้นมาสามารถสังเกตได้ว่าจะมีค่าผิดพลาดติดอยู่ในส่วนใดส่วนหนึ่งของสมการเสมอเนื่องจากตัวแปร β_{z1} , β_{z2} และ β_{z2} เป็นตัวแปรที่มีค่าเป็นค่าคงที่ ที่มีค่าน้อยกว่าหนึ่งเพียงเล็กน้อยจึงส่งผลให้ค่าของปัจจัยคุณภาพ ค่าของความถี่ธรรมชาติและค่าของแรงดันที่จุดเอาต์พุตที่ตำแหน่งต่างๆ ของวงจรมีผิดพลาดไปจากค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

3.4 การวิเคราะห์ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของอุปกรณ์ VD-DIBA

นอกความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตแล้วจะพบว่าค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงในตัวอุปกรณ์ VD-DIBA ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์ไว้ เมื่อคำนึงถึงค่าอุปกรณ์แฝงเหล่านั้นจะทำให้สามารถเขียนวงจรเทียบเคียงของ VD-DIBA ได้ดังภาพที่ 3.4



ภาพที่ 3.4 รูปแบบของวงจรความถี่หลายหน้าที่ใช้ในการสังเคราะห์ โดยมีการแสดงตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงของอุปกรณ์ VD-DIBA



ภาพที่ 3.5 วงจรความถี่ในภาพที่ 3.4 เมื่อคำนึงถึงตัวเก็บประจุและตัวต้านทานแฝง

เมื่อทำการพิจารณาตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นภายในวงจรจากภาพที่ 3.4 และภาพที่ 3.5 แล้วพบว่ามีส่วนภายในวงจรที่สามารถละการนำตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงมาพิจารณาในการวิเคราะห์ได้ คือ ในส่วนของขาของอุปกรณ์ที่ใช้งานเป็นจุดอินพุต เมื่อพิจารณาว่าค่าความต้านทานของแหล่งจ่ายนั้นมีค่าที่ต่ำมากๆ ดังนั้น ค่าของอุปกรณ์แฝงที่จุดอินพุตจึงไม่มีผลกระทบต่อวงจรและในส่วนที่สอง คือ ขาที่มีการต่อลงกราวด์ เนื่องจากกระแสจะไม่ไหลผ่านอุปกรณ์แฝงจึงทำให้สามารถไม่นำอุปกรณ์แฝงมาพิจารณาได้

เมื่อทำการพิจารณาวงจรจากภาพที่ 3.4 แล้วพบว่ามียุกรณ์แฝงอยู่ทั้งหมดสามจุด คือ ที่จุดอินพุต V_{o1} จุดเอาต์พุต V_{o2} และที่ขา V ของอุปกรณ์ VD-DIBA ตัวที่หนึ่ง

จากวงจรกรองความถี่ในภาพที่ 3.3 เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงในตัวอุปกรณ์ VD-DIBA สามารถเขียนวงจรได้ใหม่ดังภาพที่ 3.5 โดย กำหนดให้

$$Y_{C1} = s(C_1 + C_{Z1}) + G_{Z1} \quad (3.66)$$

$$Y_{V2(+)} = G_{V2(+)} + sC_{V2+} \quad (3.67)$$

$$Y_{V02} = s(C_2 + C_{V1(-)} + C_{Z2}) + G_{V1(-)} + G_{Z2} \quad (3.68)$$

$$R_{W2T} = R_{W2} + R_1 \quad (3.69)$$

$$Y_A = sC_{V2-} + G_2 + G_{V2-} \quad (3.70)$$

เมื่อทำการพิจารณาวงจรในภาพที่ 3.5 สามารถเขียนสมการแรงดัน V_{o1} ได้ดังสมการที่ (3.71)

$$V_{o1} = \frac{g_{m1}(V_{in1} - V_{o2})}{Y_1(1 + Y_B R_{W1})} \quad (3.71)$$

สามารถเขียนสมการแรงดัน V_{o2} ได้ดังสมการที่ (3.72)

$$V_{o2} = \frac{g_{m2}(V_{o1} - V_{o3})}{Y_2} \quad (3.72)$$

และสามารถเขียนสมการแรงดัน V_{o3} ได้ดังสมการที่ (3.73)

$$V_{o3} = \frac{1}{1 + Y_{C1} R_{W2T}} (V_{o2} - V_{i2}) \quad (3.73)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.71) และสมการที่ (3.73) ไปแทนลงในสมการที่ (3.72) จะทำให้ได้สมการ V_{o2} ใหม่ ดังสมการที่ (3.74) ดังต่อไปนี้

$$V_{o2} = \frac{g_{m1}g_{m2}V_{in1} + \frac{g_{m2}Y_{C1}(1+Y_{V2+}R_{W1})}{1+Y_A R_{W2T}}V_{in2}}{Y_{C1}Y_{Vo2}(1+Y_{V2+}R_{W1}) + \frac{g_{m2}Y_{C1}(1+Y_{V2+}R_{W1})}{1+Y_A R_{W2T}} + g_{m1}g_{m2}} \quad (3.74)$$

จากสมการที่ (3.74) เมื่อทำการพิจารณาเทอมของ $Y_A = sC_{V2-} + G_2 + G_{V2-}$ โดยทำการทดลองหาค่าความต้านทานและค่าของตัวเก็บประจุแฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA ด้วยโปรแกรม Pspice แล้วพบว่าค่าของ $C_{V2-} = 4.85\text{pF}$ ดังนั้น เมื่อนำค่าที่ได้มาพิจารณาที่ความถี่ 3MHz ซึ่งเป็นย่านความถี่ใช้งานสูงสุดจะพบว่า $sC_{V2-} = 2\pi fC_{V2-} = 2\pi |3 \times 10^6| (4.85 \times 10^{-12}) = 9.14 \times 10^{-5}$ ซึ่งมีค่าน้อยมากๆ และ $R_{V2-} = 111\text{k}\Omega$ ดังนั้น $G_{V2-} = \frac{1}{111 \times 10^3} = 9 \times 10^{-6}$ ซึ่งมีค่าน้อยมากๆ เช่นกัน ดังนั้น ค่าของ $Y_A \approx G_2$ ซึ่งค่าของ G_2 นั้นมีค่ามากกว่า G_{V2-} มากๆ ดังนั้นจึงทำให้สามารถละเว้นในการนำมาพิจารณาในสมการได้

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.67) แล้วพบว่าสามารถประมาณค่าของ $Y_{V2(+)} \approx 0$ ได้ เช่นเดียวกันเนื่องมาจากพบว่าผลกระทบจากค่าของอุปกรณ์แฝง C_{V2+} และ R_{V2+} นั้นส่งผลต่อกระทบท่องจรน้อยมากเนื่องจากมีค่าความต้านทานมากกว่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของจุด V_{W1} ซึ่งมีค่าเท่ากับ R_{W1} มีค่าเท่ากับ $1.7\text{k}\Omega$ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าค่าของ R_{V2+} มากๆ ดังนั้น เพื่อให้สะดวกต่อการวิเคราะห์วงจร เมื่อดูจากค่าที่ได้แล้วทำให้สามารถละเว้นในการนำมาพิจารณาได้ ดังนั้น เมื่อทำการพิจารณาที่พจน์ของ $Y_{V2(+)} = G_{V2(+)} + sC_{V2+}$ โดยทำการหาค่าความต้านทานและค่าของตัวเก็บประจุแฝงด้วยโปรแกรม Pspice แล้วพบว่าค่าของ $C_{V2+} = 4.85\text{pF}$ และ $R_{V2+} = 111\text{k}\Omega$ ที่ความถี่ 3MHz เมื่อนำมาพิจารณาประกอบกับช่วงความถี่ที่ใช้งานแล้วพบว่าผลกระทบจากค่าของอุปกรณ์แฝงของ C_{V2+} และ R_{V2-} ซึ่งส่งผลต่อวงจรน้อยมากจึงทำให้สามารถละเว้นในการนำมาพิจารณาในสมการถ่ายโอนของวงจรได้ ดังนั้น จึงทำให้สามารถจัดรูปสมการที่ (3.74) ได้เป็นสมการ V_{o2} ใหม่เป็นสมการที่ (3.75) ดังต่อไปนี้

$$V_{o2} = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1^*C_2^*}V_{in1} + \frac{(sC_1^* + G_{Z1})\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right)g_{m2}}{C_1^*C_2^*}V_{in2}}{s^2 + s\left(\frac{G_{Z1}}{C_1^*} + \frac{G_2 + \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right)g_{m2}}{C_2^*}\right) + \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right)G_{Z1}g_{m2} + G_{Z1}G_2^* + g_{m1}g_{m2}}{C_1^*C_2^*}} \quad (3.75)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.75) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o2} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับหนึ่งและไม่กลับเฟสโดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = 0$ และกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.76)

$$T_{BP(Vo2)}^{**} = \frac{(sC_1^* + G_{z1}) \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}}{C_1^* C_2^*} \quad (3.76)$$

$$s^2 + \frac{sC_1^* G_2^* + sC_2^* G_{z1} + sC_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2} + \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{z1} g_{m2} + G_{z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}$$

โดยที่สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o2} เมื่อทำการวิเคราะห์สมการที่ (3.76) แล้วพบว่ามีอัตราขยายช่วงแถบผ่านดังสมการที่ (3.77)

$$G_{BP(Vo2)}^{**} = \frac{C_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}}{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{z1} + C_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}} \quad (3.77)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.75) ไปแทนลงในสมการที่ (3.71) จะทำให้ได้สมการที่จุดเอาต์พุต V_{o1} ได้เป็นสมการที่ (3.78)

$$V_{o1} = \frac{\frac{g_{m1}}{C_1^*} + \frac{G_2^* g_{m1} + \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*} V_{in1} - \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*} V_{in2}}{s^2 + s \left(\frac{G_{z1}}{C_1^*} + \frac{G_2^* + \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}}{C_2^*} \right) + \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{z1} g_{m2} + G_{z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.78)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.78) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o2} สามารถใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านโดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านจะเป็นไปดังสมการที่ (3.79)

$$T_{LP(Vo1)}^{**} = \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*} \quad (3.79)$$

$$s^2 + s \left[\frac{G_{Z1}}{C_1^*} + \frac{G_2^* + \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}}{C_2^*} \right] + \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}$$

โดยที่สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o1} นั้น เมื่อทำการวิเคราะห์แล้วพบว่าเป็นไปดังสมการที่ (3.80)

$$G_{LP(Vo1)}^{**} = \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m1} g_{m2}}{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}} \quad (3.80)$$

เมื่อนำสมการที่ (3.75) ไปแทนลงในสมการที่ (3.73) เพื่อหาสมการแรงดันที่จุดเอาต์พุต V_{o3} จะทำให้ได้สมการ V_{o3} ใหม่เป็นไปดังสมการที่ (3.81)

$$V_{o3} = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) \frac{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*} V_{in1} - V_{in2} \left(s^2 + s \left(\frac{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{Z1}}{C_1^* C_2^*} \right) + \frac{G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*} \right)}{s^2 + s \left[\frac{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{Z1} + C_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}}{C_1^* C_2^*} \right] + \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.81)$$

เมื่อทำการพิจารณาสมการที่ (3.81) จะพบว่าที่จุดเอาต์พุต V_{o3} สามารถใช้งานได้สองรูปแบบ โดยรูปแบบแรก คือ ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านและกลับเฟส โดยการจ่ายแรงดัน เข้าที่จุด $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ ทำให้ได้เป็นสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่จุดเอาต์พุต V_{o3} ดังสมการที่ (3.82)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_{HR(Vo3)}^{**} = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) \left[\frac{-\left(s^2 + s \left(\frac{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{Z1}}{C_1^* C_2^*} \right) + \frac{G_{Z1} G_2^*}{C_1^* C_2^*} \right)}{s^2 + s \left(\frac{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{Z1} + C_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}}{C_1^* C_2^*} \right) + \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \right] \quad (3.82)$$

รูปแบบที่สอง คือ ใช้งานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านและกลับเฟสโดยการจ่ายแรงดันเข้าที่จุด $V_{in1} = 0$ และกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ ทำให้ได้เป็นสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่จุดเอาต์พุต V_{o3} ดังสมการที่ (3.83)

$$V_{BR(Vo3)}^{**} = \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) \left[\frac{s^2 + s \left(\frac{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{Z1}}{C_1^* C_2^*} \right) + \frac{G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}}{s^2 + s \left(\frac{s C_1^* G_2^* + s C_2^* G_{Z1} + s C_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) g_{m2}}{C_1^* C_2^*} \right) + \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \right] \quad (3.83)$$

โดยที่สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่จุดเอาต์พุต V_{o3} นั้นเมื่อทำการวิเคราะห์แล้วพบว่าสามารถแบ่งออกเป็นสองสมการด้วยกันคือ สมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ย่านความถี่ต่ำและสมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ย่านความถี่สูง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.84) และสมการที่ (3.85)

$$G_{BRL(Vo3)}^{**} = - \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) \quad (3.84)$$

$$G_{BRH(Vo3)}^{**} = - \left(\frac{R_2}{R_2 + R_1} \right) \left[\frac{G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}} \right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}} \right] \quad (3.85)$$

จากสมการที่ (3.75), สมการที่ (3.78) และสมการที่ (3.81) พบว่าความถี่ธรรมชาติสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.86) และได้สมการของค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.87) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0^{**} = \sqrt{\frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.86)$$

$$Q^{**} = \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right) G_{Z1} g_{m2} + G_{Z1} G_2^* + g_{m1} g_{m2}}{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{Z1} + C_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right) g_{m2}} \quad (3.87)$$

โดยที่ค่าความนำถ่ายไอออนของตัวอินทิเกรเตอร์มีค่าเป็น $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$ ดังนั้น เมื่อนำลงไปแทนลงในสมการที่ (3.86) และสมการที่ (3.87) จะทำให้ได้สมการของค่าปัจจัยคุณภาพใหม่ดังสมการที่ (3.88) และสมการของค่าความถี่ธรรมชาติใหม่ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.89)

$$Q^{**} = \frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right) G_{Z1} \left(\frac{I_{B2}}{2V_T}\right) + G_{Z1} G_2^* + \left(\frac{I_{B1}}{2V_T} \frac{I_{B2}}{2V_T}\right)}{C_1^* G_2^* + C_2^* G_{Z1} + C_1^* \left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right) \left(\frac{I_{B2}}{2V_T}\right)} \quad (3.88)$$

$$\omega_0^{**} = \sqrt{\frac{\left(\frac{R_{W2T}}{R_2 + R_{W2T}}\right) \left(\frac{I_{B2}}{V_{T2}}\right) G_{Z1} + G_{Z1} G_2^* + \left(\frac{I_{B1}}{V_{T1}}\right) \left(\frac{I_{B2}}{V_{T2}}\right)}{C_1^* C_2^*}} \quad (3.89)$$

จากสมการที่ (3.74) ถึงสมการที่ (3.89) เมื่อทำการพิจารณาจากสมการถ่ายโอนที่มีผลกระทบแล้วพบว่า เนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA มีค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวต้านทานแฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA ทั้งในส่วนของสมการถ่ายโอนของแต่ละฟังก์ชัน สมการค่าความถี่ธรรมชาติและสมการค่าปัจจัยคุณภาพ ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าผลกระทบเนื่องจากมาจากอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA ส่งผลต่อการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ทำให้ผลลัพธ์ที่ได้จากการต่อวงจรจริงมีค่าคลาดเคลื่อนไปจากผลลัพธ์ที่ได้ในทางทฤษฎี โดยค่าความ

ผิดพลาดจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวต้านทานแฝงที่เกิดขึ้นแต่ละจุดภายในอุปกรณ์ VD-DIBA

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสองอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์

จากการสังเคราะห์วงจรและวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งสามารถออกแบบค่าของอุปกรณ์ของวงจรกรองความถี่ โดยการพิจารณาวงจรกรองความถี่กรณีอุดมคติจากสมการค่าปัจจัยคุณภาพจากสมการที่ (3.18) และสมการค่าความถี่ธรรมชาติของวงจรจากสมการที่ (3.17) โดยตัวอย่างการออกแบบค่าของวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA ได้เลือกใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ LM13700 จำนวนหนึ่งตัวที่มีในเชิงพาณิชย์ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ OTA ที่ภาคอินพุตของอุปกรณ์ VD-DIBA และไอซีสำเร็จรูปเบอร์ AD830 จำนวนหนึ่งตัวทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแรงดันผลต่าง ที่ภาคเอาต์พุตของอุปกรณ์ VD-DIBA ดังนั้น จึงจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนสองตัวในการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสองอินพุตสามเอาต์พุตและเมื่อพิจารณาไอซีเบอร์ LM13700 พบว่าค่าความนำถ่ายโอนของไอซีมีค่าเป็น $g_m = \frac{I_B}{2V_T}$ โดยที่ค่าของ V_T (Thermal Voltage) เป็นค่าแรงดันอุณหภูมิจึงมีค่าประมาณ 25mV และ I_B เป็นค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจร

การออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับสองโหมดแรงดันกำหนดให้ทำงานในฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีความถี่ธรรมชาติที่ 309kHz และมีค่าปัจจัยคุณภาพเท่ากับ 2 ใช้งานที่จุดเอาต์พุต V_{O1} จากสมการที่ (3.36) กำหนดให้ $I_{B1} = I_{B2}$ และ $C_1 = C_2 = 1nF$ จะได้ดังสมการที่ (3.90)

$$2\pi \times 309 \times 10^3 = \frac{1}{2(25 \times 10^{-3})} \sqrt{\frac{I_{B1} I_{B2}}{(1 \times 10^{-9})(1 \times 10^{-9})}} \quad (3.90)$$

จากสมการที่ (3.90) จะพบว่าเราสามารถหาค่าของความถี่คัตออฟของวงจรได้จากค่าของกระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรได้ ดังนั้น จึงทำการจัดรูปสมการเพื่อหาค่าของ I_B จะได้เป็น

$$I_B = 2\pi \times 309 \times 10^3 \times 2(25 \times 10^{-3}) (1 \times 10^{-9}) = 97.0752 \mu A \quad (3.91)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในการใช้งานฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านของวงจรนั้นพิจารณาจากสมการถ่ายโอนของวงจรที่จุด V_{o1} จากสมการที่ (3.29) จะพบว่าสามารถใช้งานฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านได้โดยการจ่ายสัญญาณอินพุตที่จุด V_{in2} และต่อจุด V_{in1} ลงกราวด์จะได้เป็นฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีเกนที่แบบกลับเฟส โดยที่เกนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านกำหนดจากสมการที่ (3.30) โดยในการออกแบบอัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันควรพิจารณาควบคู่กับสมการค่าของปัจจัยคุณภาพจากสมการที่ (3.37) เนื่องจากจากการที่สมการทั้งสองมีตัวแปรที่ใช้งานร่วมกัน คือ R_1 และ R_2 ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการออกแบบจึงทำการกำหนดให้ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ ดังนั้น จึงทำให้ได้อัตราขยายช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านดังสมการที่ (3.92)

$$k = \frac{1k}{1k + 1k} \quad (3.92)$$

$$k = 0.5 \quad (3.93)$$

จากสมการที่ (3.37) จะพบว่าการออกแบบค่าของปัจจัยคุณภาพนั้นสามารถกำหนดได้จากค่าของตัวต้านทาน R_1 และตัวต้านทาน R_2 ซึ่งเนื่องจากสมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านมีตัวแปรที่ใช้งานร่วมกัน คือ ตัวต้านทาน R_1 และตัวต้านทาน R_2 ดังนั้น จึงทำให้ค่าปัจจัยคุณภาพมีค่าที่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าของอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ออกแบบ โดยสามารถออกแบบให้ได้ค่าปัจจัยคุณภาพที่มีค่าเท่ากับ 2 ได้โดยการกำหนดให้ตัวต้านทาน R_1 และตัวต้านทาน R_2 นั้นมีค่าเท่ากัน ดังนั้น เพื่อให้สะดวกต่อการออกแบบจึงกำหนดให้ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$ ดังนั้น ค่าปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.94)

$$Q = \frac{1k}{1k} + 1 \quad (3.94)$$

$$Q = 2 \quad (3.95)$$

บทที่ 4

ผลการวิจัย

ในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้ทำการสังเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 เพื่อเป็นการยืนยันผลการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อินพุต อิมพีแดนซ์สูงโหมดแรงดันที่สามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระ โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จึงได้มีการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice และการต่อวงจรจริง เพื่อเป็นการยืนยันวงจรมีคุณสมบัติที่เป็นไปตามวัตถุประสงค์และเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ทำการสังเคราะห์ วิเคราะห์และออกแบบไว้ในบทที่ 3 พร้อมทั้งอภิปรายผลการทดลองเพื่อเปรียบเทียบกับผลลัพธ์จากทฤษฎี โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 ผลการจำลองสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice

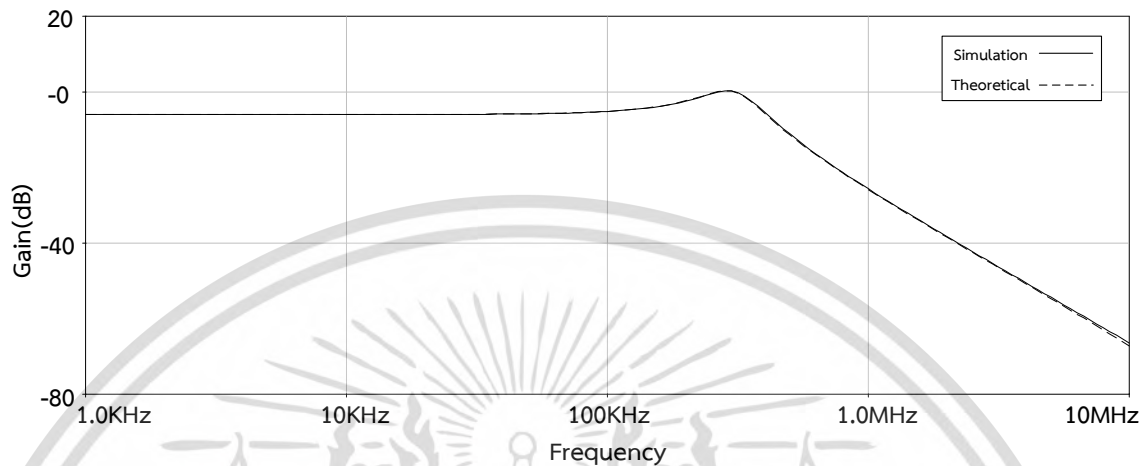
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

4.1 ผลการจำลองสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice

การจำลองการสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม Pspice โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนสองตัว โดยมีโครงสร้างของอุปกรณ์ VD-DIBA ดังภาพที่ 2.3 ที่สร้างมาจากไอซีเบอร์ LM13700 และเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับตัวต้านทานขนาด $1k\Omega$ จำนวนสองตัว คือ R_1 และ R_2 และตัวเก็บประจุแบบต่อลงกราวด์ขนาด $1nF$ จำนวนสองตัว คือ C_1 และ C_2 โดยที่กำหนดให้ขนาดของแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงที่ใช้กับตัวอุปกรณ์ VD-DIBA มีขนาด $\pm 5V$ และสัญญาณอินพุตขนาด $20mV_{p-p}$ โดยใช้ความถี่ตั้งแต่ $1kHz - 10MHz$ มีการจ่ายกระแสไบอัสให้กับอุปกรณ์ I_{B1} และ I_{B2} ขนาด $100\mu A$ โดยจ่ายกระแสป้อนกลับจากการต่อตัวต้านทานขนาด $36.5k\Omega$ ที่ขาไบอัสของไอซีเบอร์ LM13700

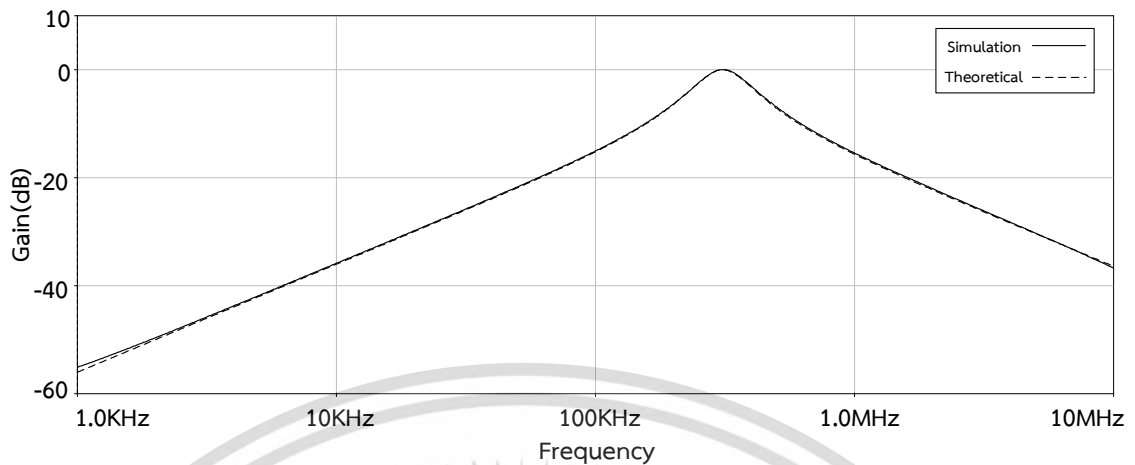
จากภาพที่ 4.1 เมื่อทำการพิจารณาประกอบกับสมการที่ (3.28) ซึ่งเป็นสมการถ่ายโอนของวงจรซึ่งใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยพิจารณาจากตัวสมการซึ่งมี V_{in1} และ V_{in2} เป็นส่วนประกอบนั้นหมายความว่าถ้ากำหนดให้จุดอินพุต V_{in1} ต่อลงกราวด์และ V_{in2} ต่อกับแหล่งจ่ายสัญญาณอินพุตจะทำให้จุดเอาต์พุต V_{o1} ของวงจรจะทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยผลการจำลองการตอบสนองของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ $-6.03dB$ ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านอยู่ที่ $-6.02dB$ ซึ่งมีค่าความเบี่ยงเบนเท่ากับ 0.16% มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ $309.056kHz$ ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีเมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (3.38) มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ $309kHz$ จึงทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 0.02% และค่าของปัจจัยคุณภาพค่าเท่ากับ 1.98 ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีเมื่อทำ

การวิเคราะห์จากสมการที่ (3.39) มีค่าอยู่ที่ 2 ทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนไปจากค่าที่ได้จากทฤษฎีเพียงเล็กน้อย โดยมีค่าความเบี่ยงเบนอยู่ที่ 1%



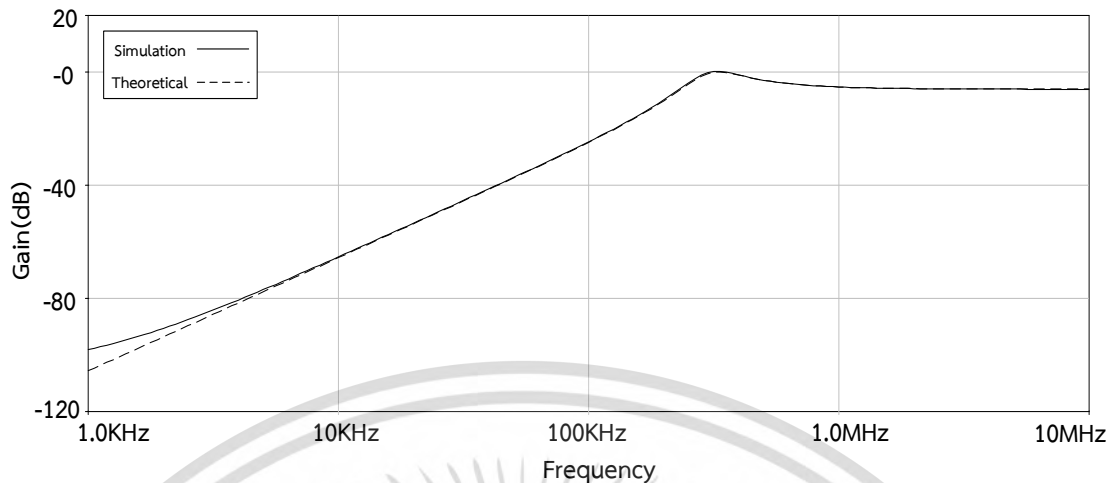
ภาพที่ 4.1 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o1} ที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

จากภาพที่ 4.2 เมื่อทำการพิจารณาประกอบกับสมการที่ (3.25) ซึ่งเป็นสมการถ่ายโอนของวงจรซึ่งใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่แถบผ่าน โดยพิจารณาจากตัวสมการซึ่งมี V_{in1} และ V_{in2} เป็นส่วนประกอบนั้นหมายความว่าถ้ากำหนดให้จุดอินพุต V_{in1} ต่อลงกราวด์และ V_{in2} ต่อกับแหล่งจ่ายสัญญาณอินพุตส่งผลให้จุดเอาต์พุต V_{o2} ของวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แถบผ่าน โดยผลการจำลองการตอบสนองของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ 0.024dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านอยู่ที่ 0dB ซึ่งมีค่าความเบี่ยงเบนเท่ากับ 2.4% มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309.056kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีเมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (3.38) มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz จึงทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 0.02% และค่าปัจจัยคุณภาพมีค่าเท่ากับ 1.98 ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีเมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (3.39) มีค่าอยู่ที่ 2 ทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนไปจากค่าที่ได้จากทฤษฎีเพียงเล็กน้อย โดยมีค่าความเบี่ยงเบนอยู่ที่ 1%



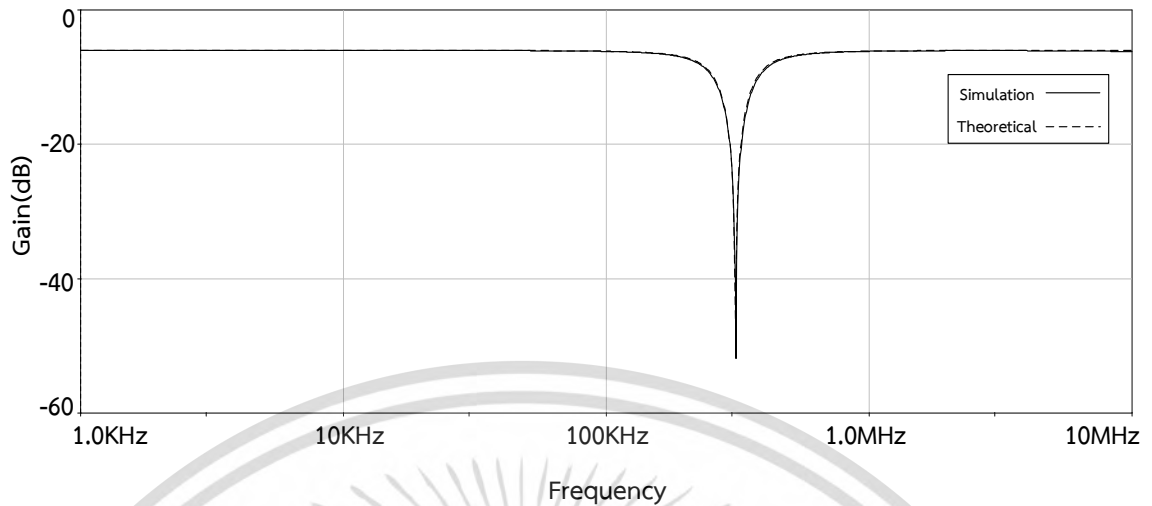
ภาพที่ 4.2 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่จุด V_{o2} ที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

จากภาพที่ 4.3 เมื่อทำการพิจารณาประกอบกับสมการที่จากสมการที่ (3.34) ซึ่งเป็นสมการถ่ายโอนของจุดเอาต์พุต V_{o3} ใช้ทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดโดยพิจารณาจากตัวสมการถ้ากำหนดให้จุดอินพุต V_{in1} และ V_{in2} ต่อกับแหล่งจ่ายสัญญาณอินพุตจะทำให้จุดเอาต์พุต V_{o3} ของวงจรทำงานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน แต่ถ้ากำหนดให้ V_{in1} ต่อกับกราวด์จะทำให้จุดเอาต์พุต V_{o3} ของวงจรทำงานเป็นฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดแบบกลับเฟส โดยผลการจำลองเกณฑ์การตอบสนองของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ -6.03dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านอยู่ที่ -6.02dB ซึ่งมีความเบี่ยงเบนเท่ากับ 0.16% มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309.056kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz ซึ่งมีความเบี่ยงเบนอยู่ที่ 0.02% และค่าของปัจจัยคุณภาพค่าเท่ากับ 1.98 ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าอยู่ที่ 2 ซึ่งพบว่ามีค่าความเบี่ยงเบนอยู่ที่ 1%

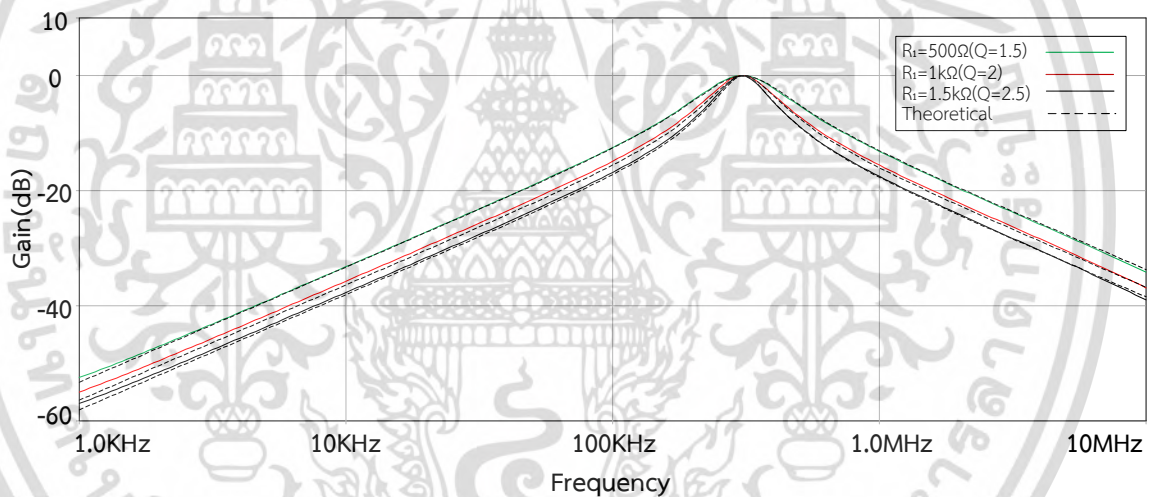


ภาพที่ 4.3 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่จุด V_{O3} ที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

จากภาพที่ 4.4 เมื่อทำการพิจารณาประกอบกับสมการที่ (3.33) ซึ่งเป็นสมการถ่ายโอนของวงจรซึ่งใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่แถบหยุด โดยพิจารณาจากตัวสมการซึ่งมี V_{in1} และ V_{in2} เป็นส่วนประกอบนั้นหมายความว่าถ้ากำหนดให้จุดอินพุต V_{in1} ต่อลงกราวด์และ V_{in2} ต่อกับแหล่งจ่ายสัญญาณอินพุตส่งผลให้จุดเอาต์พุต V_{O3} ของวงจรทำงานเป็นวงจรกรองความถี่แถบหยุด โดยผลการจำลองการตอบสนองของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ช่วงความถี่ต่ำที่ความถี่ 10kHz มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ -6.03dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านอยู่ที่ -6.02dB ซึ่งพบว่ามีค่าความเบี่ยงเบนเพียงอยู่ที่ 0.16% และอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ช่วงความถี่สูงที่ความถี่ 1MHz มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ -6.15dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านอยู่ที่ -6.13dB ซึ่งพบว่ามีค่าความเบี่ยงเบนเพียงอยู่ที่ 0.32% มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309.056kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีเมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (3.38) มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz จึงทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 0.02% และค่าปัจจัยคุณภาพมีค่าเท่ากับ 1.98 ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีเมื่อทำการวิเคราะห์จากสมการที่ (3.39) มีค่าอยู่ที่ 2 ทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนไปจากค่าที่ได้จากทฤษฎี โดยมีค่าความเบี่ยงเบนอยู่ที่ 1%



ภาพที่ 4.4 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่จุด V_{O3} ที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice และผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

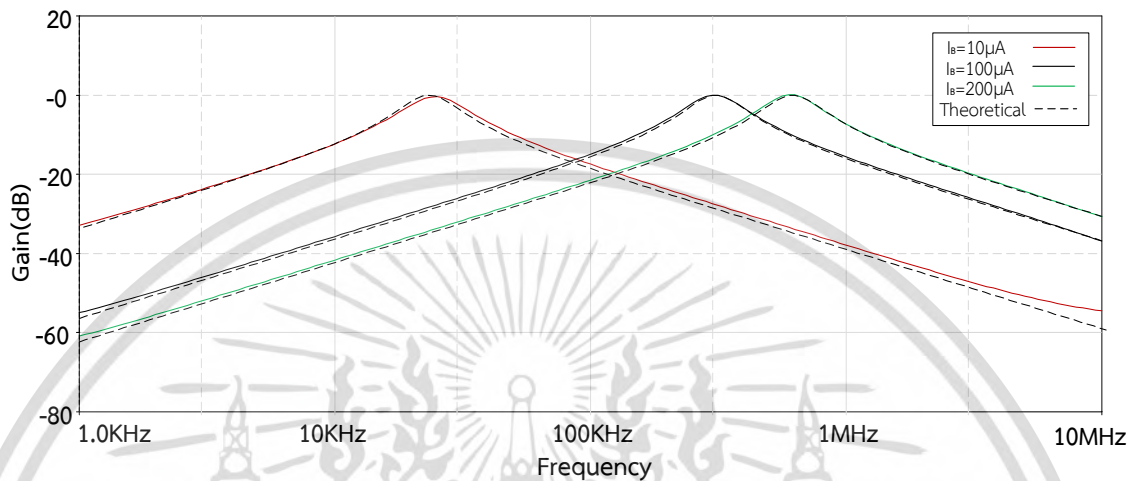


ภาพที่ 4.5 การจำลองปรับค่าปัจจัยคุณภาพของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน จากการปรับค่าของตัวต้านทาน R_1 ที่ได้จากการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม Pspice

จากภาพที่ 4.5 การปรับค่าปัจจัยคุณภาพของวงจรมันสามารถทำได้ โดยการปรับค่าตัวต้านทาน R_1 หรือ R_2 โดยไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้ซึ่งเป็นไปตามผู้วิจัยที่คาดหวังไว้ ซึ่งจากการวิเคราะห์ในทางทฤษฎีตามสมการที่ (3.40) ในกรณีของฟังก์ชันวงจรกรองความถี่แถบผ่านนั้นสามารถทำได้ โดยการเปลี่ยนค่าของตัวต้านทาน R_1 ในการทดลองทั้งในการคำนวณทางทฤษฎีและการจำลองการทำงานนั้นจะใช้ค่าเป็น 500 Ω , 1k Ω และ 1.5k Ω ในขณะที่ R_2 นั้นกำหนดให้มีค่าคงที่เป็น 1k Ω ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณได้ค่าปัจจัยคุณภาพเป็น 1.5, 2 และ 2.5 เมื่อทำการพิจารณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของวงจรจะได้ค่าปัจจัยคุณภาพเป็น 1.4, 1.98 และ 2.4 ตามลำดับ ซึ่งพบว่ามีความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 6%, 1% และ 4% ตามลำดับ โดยที่ค่าของความถี่ธรรมชาตินั้นมีค่าคงที่เท่ากับ 309.56kHz



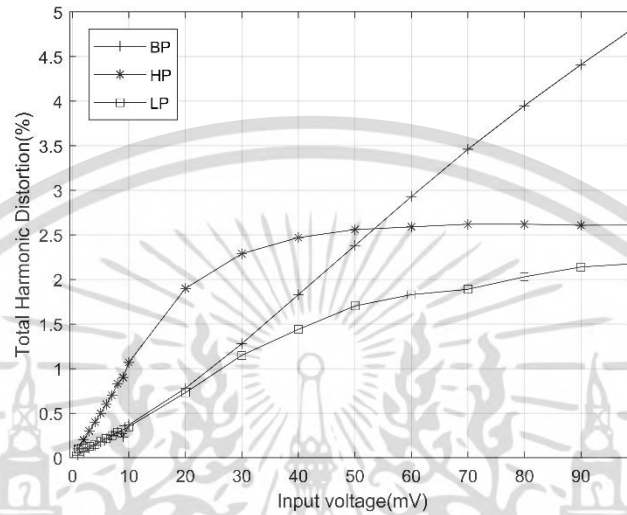
ภาพที่ 4.6 ผลการจำลองการปรับค่าความถี่ธรรมชาติของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน จากการปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรที่ได้จากการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม Pspice

จากภาพที่ 4.6 เมื่อทำการพิจารณาประกอบกับสมการที่ (3.41) ซึ่งสามารถทำได้โดยการปรับค่าของกระแสไบอัส I_B ($I_B = I_{B1} = I_{B2}$) เป็น $10\mu\text{A}$, $100\mu\text{A}$ และ $200\mu\text{A}$ โดยที่ค่าของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 นั้นกำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับ $1\text{k}\Omega$ เมื่อนำค่าของกระแสไบอัสเหล่านี้ไปทำการพิจารณาร่วมกับสมการที่ (3.41) จะได้ค่าความถี่ธรรมชาติเป็น 22.4kHz , 309kHz และ 618kHz จากการปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรที่ได้จากการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม Pspice พบว่าได้ค่าความถี่ธรรมชาติเป็น 22.5kHz , 309.056kHz และ 602.56kHz ซึ่งมีความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.4%, 1% และ 2.49% ตามลำดับ

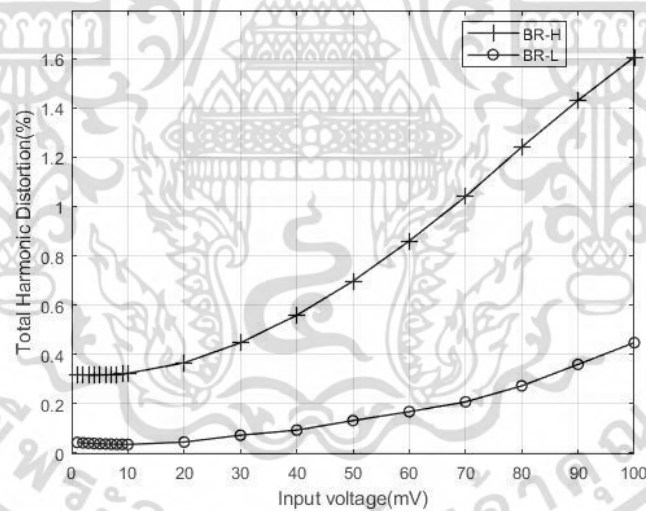
การทดสอบการปรับระดับแรงดันของสัญญาณอินพุต (Input Dynamic Range) ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันด้วยโปรแกรม Pspice โดยการป้อนสัญญาณไซน์ที่ขั้วอินพุตของวงจรที่ความถี่ 309kHz แล้วทำการปรับขนาดของสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่ 1mV - 100mV โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$, $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu\text{A}$, $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$ ใช้แหล่งจ่ายไฟตรง $V_{CC} = -V_{EE} = 5\text{V}$ ทดสอบกับทุกฟังก์ชันเพื่อหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดแสดงดังภาพที่ 4.7 พบว่าฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีค่า THD สูงสุดอยู่ที่ 2% เมื่อป้อนแรงดันอินพุต 100mV ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านมีค่า

THD สูงสุดอยู่ที่ 2.5% เมื่อป้อนแรงดันอินพุตตั้งแต่ 50mV เป็นต้นไป ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า THD สูงสุดอยู่ที่ 4.7% เมื่อป้อนแรงดันอินพุต 100mV และสำหรับฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด มีช่วงแถบผ่านสองช่วง ซึ่งมีค่า THD เป็นไปตามภาพที่ 4.7 (ข) โดยที่ย่านแถบผ่านช่วงย่านความถี่ต่ำที่ความถี่ 10KHz มีค่า THD สูงสุดอยู่ที่ 0.4% เมื่อป้อนแรงดันอินพุตที่ 100mV และที่ย่านแถบผ่านช่วงย่านความถี่สูงที่ความถี่ 1MHz มีค่า THD สูงสุดอยู่ที่ 1.6% เมื่อป้อนแรงดันอินพุตที่ 100mV



(ก) ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน



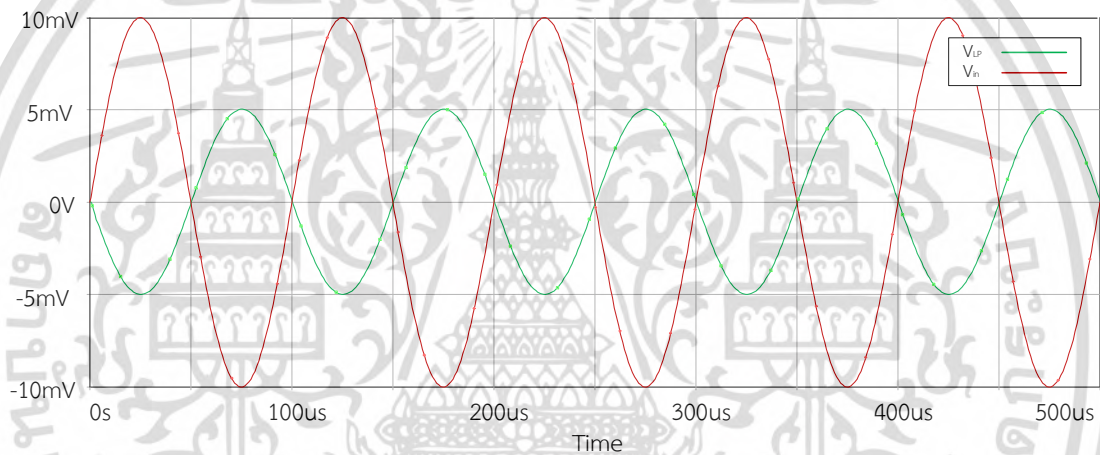
(ข) ฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด

ภาพที่ 4.7 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกเทียบกับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 1mV ถึง 100mV

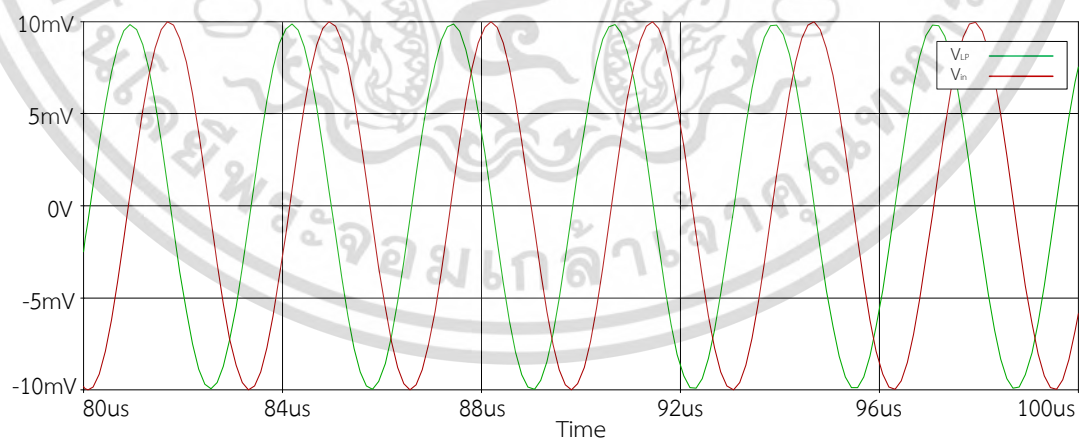
(ก) ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน (ข) ฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.29) กำหนดให้ $V_{in1} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ จะทำให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน แบบกลับเฟสที่จุด V_{o1} เมื่อทำการทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟส โดยการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $20mV_{p-p}$ ที่ความถี่ 10kHz, 309kHz และ 1MHz เมื่อพิจารณาที่ความถี่ 10 kHz ในภาพที่ 4.8 (ก) พบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของอินพุตเนื่องมาจากฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 0.5 จึงทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าของแอมพลิจูดที่ต่ำกว่าของสัญญาณอินพุตและจะพบว่ามีกรองกลับเฟสของสัญญาณ เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.8 (ข) ที่ย่านความถี่ 309kHz ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใกล้เคียงกับขนาดของสัญญาณอินพุตเนื่องจาก $Q=2$ และภาพที่ 4.8 (ค) ที่ย่านความถี่ 1MHz ซึ่งเป็นย่านแถบหยุดของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านพบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดต่ำกว่าสัญญาณอินพุตมากซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

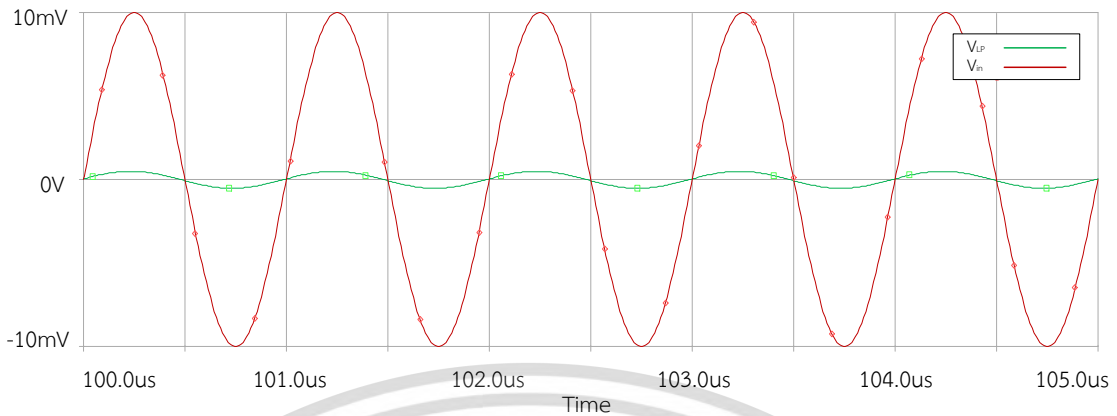


(ก) 10kHz



(ข) 309kHz

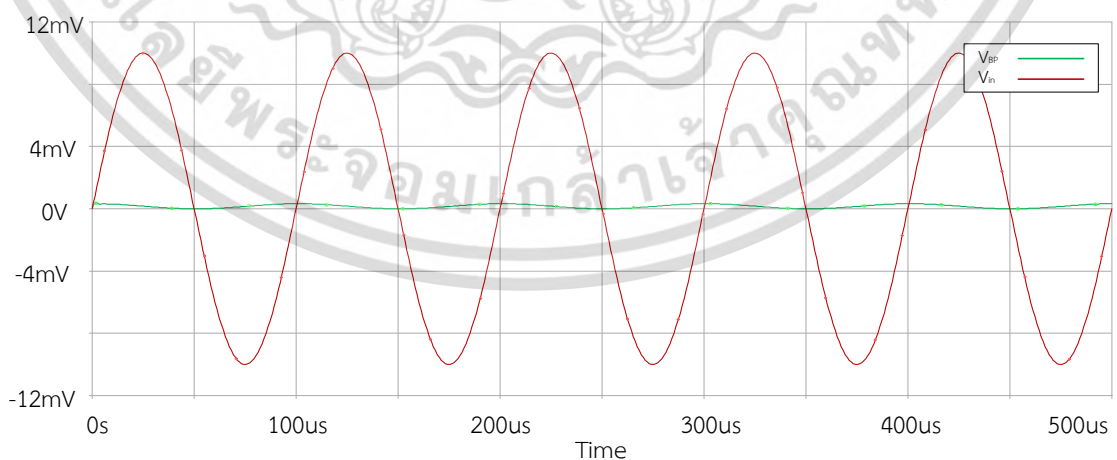
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) 1MHz

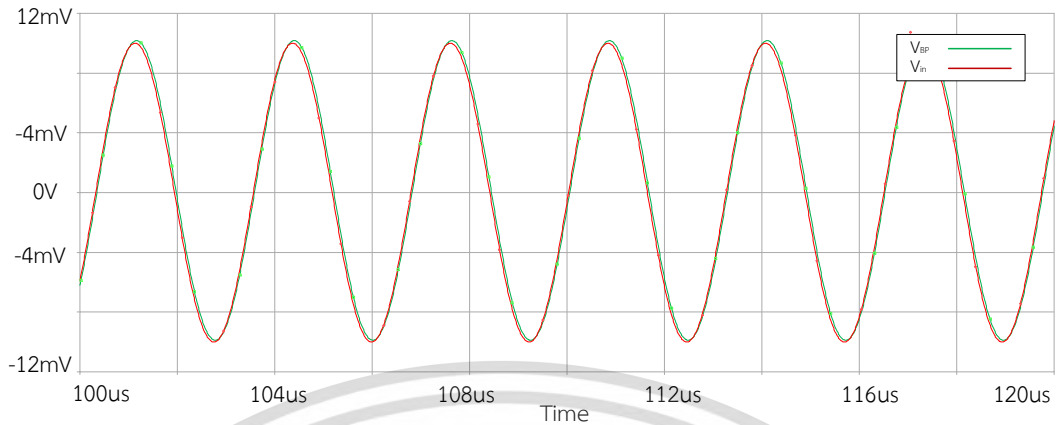
ภาพที่ 4.8 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

จากสมการที่ (3.25) เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ จะทำให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านแบบไม่กลับเฟสและมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับหนึ่งที่จุด V_{o2} เมื่อทำการทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน โดยการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $20mV_{p-p}$ ที่ความถี่ 10kHz, 309kHz และ 1MHz โดยที่ 309kHz นั้นเป็นความถี่ที่อยู่ในช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.9 (ข) พบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตและไม่กลับเฟสซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.9 (ก) 10kHz และภาพที่ 4.9 (ค) 1MHz จะพบว่าที่ความถี่ 10kHz และ 1MHz นั้นเป็นย่านแถบหยุดของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน ซึ่งทำให้พบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดต่ำกว่าสัญญาณอินพุตมากซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

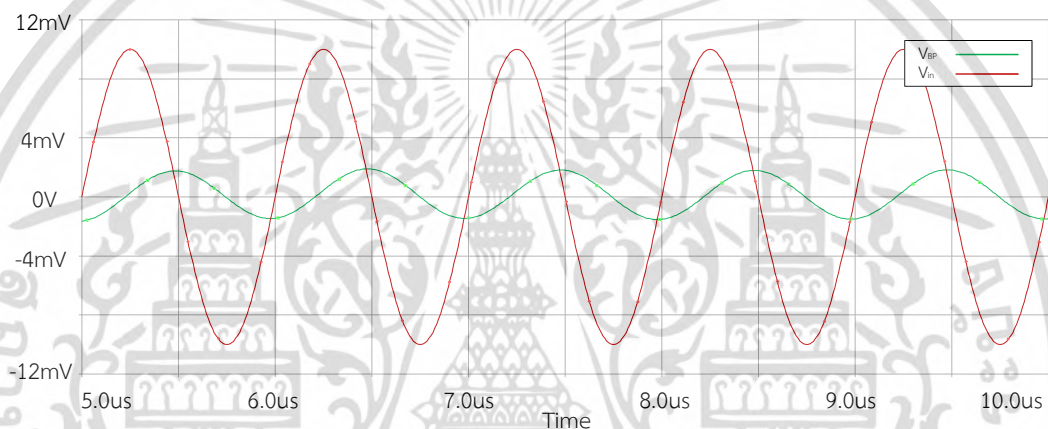


(ก) 10kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



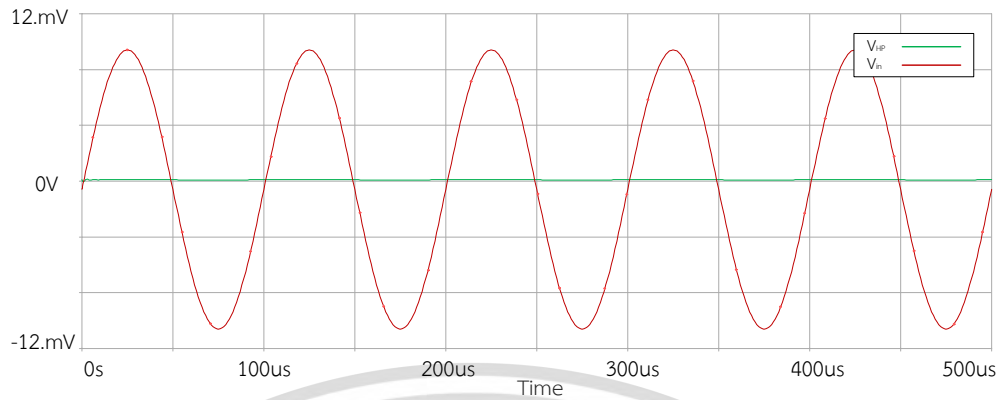
(ข) 309kHz



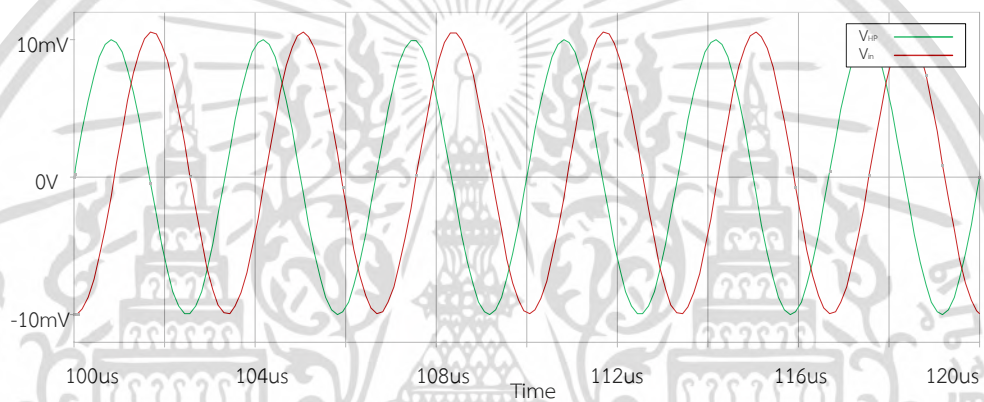
(ค) 1MHz

ภาพที่ 4.9 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชัน กรองความถี่แถบผ่าน ที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

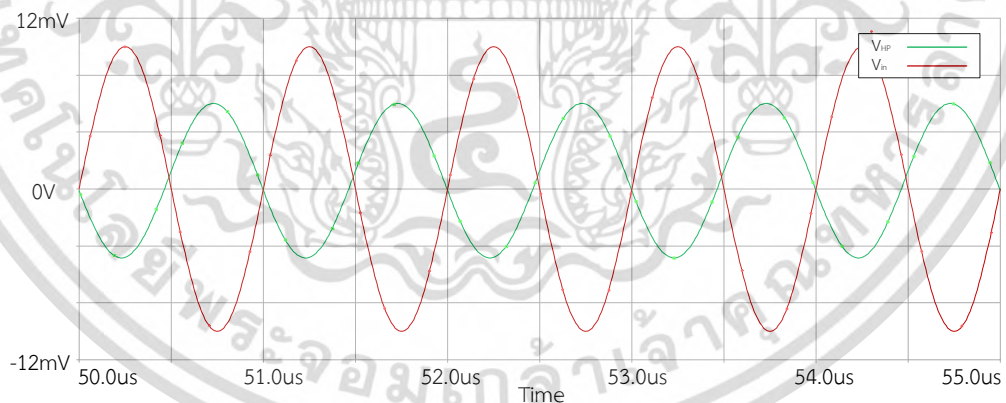
จากสมการที่ (3.32) เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ จะทำให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านแบบกลับเฟสที่มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 0.5 ที่จุดเอตต์พุต V_{o3} เมื่อทำการทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน โดยการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $20mV_{p-p}$ ที่ความถี่ 10kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่อยู่ในช่วงแถบหยุดของฟังก์ชัน เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.10 (ก) พบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอตต์พุตจะมีขนาดต่ำกว่าสัญญาณอินพุตมาก เมื่อทำการพิจารณาภาพที่ 4.10 (ข) ที่ความถี่ 309kHz พบว่าขนาดของสัญญาณเอตต์พุตมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตเนื่องจากค่า $Q=2$ ภาพที่ 4.10 (ค) จะพบว่า ที่ความถี่ 1MHz ขนาดของสัญญาณเอตต์พุตมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณอินพุตเนื่องจากอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 0.5 ซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี



(ก) 10kHz



(ข) 309kHz



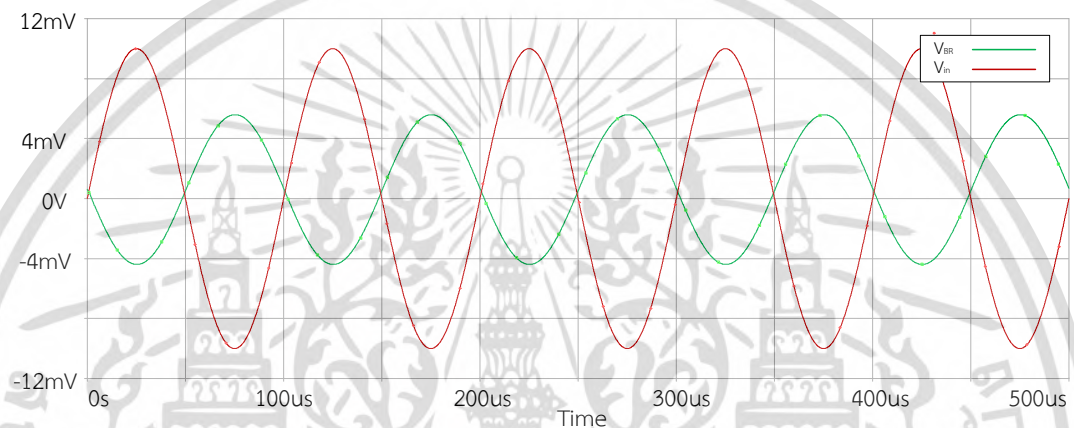
(ค) 1MHz

ภาพที่ 4.10 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชัน

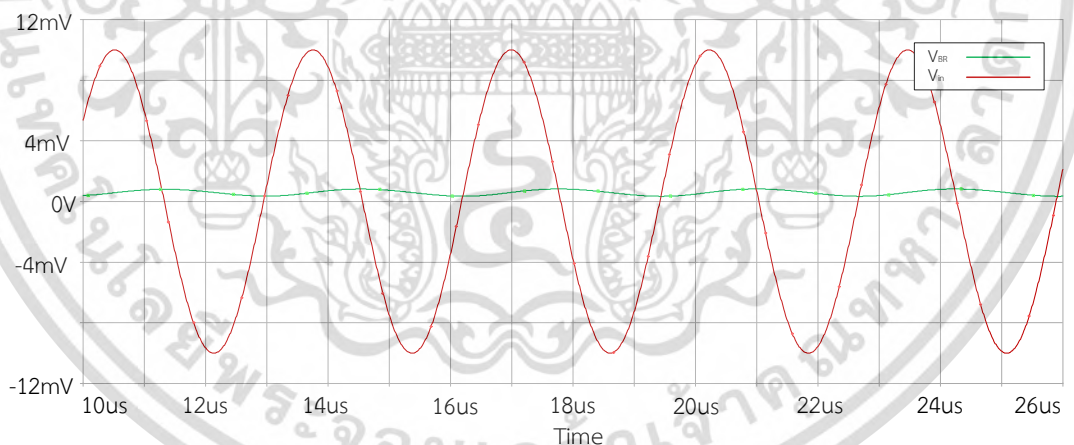
กรองความถี่สูงผ่านที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

จากสมการที่ (3.32) เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ จะทำให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดแบบกลับเฟสที่มีค่าอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 0.5 ที่จุด V_{o3} เมื่อทำการทดสอบการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ โดยการบ่อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $20\text{mV}_{\text{p-p}}$ ที่ความถี่ 10kHz, 309kHz และ 1MHz โดยที่ 309kHz นั้นเป็นความถี่ที่อยู่ในช่วงแถบหยุดของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.11 (ข) พบว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดต่ำกว่าขนาดของสัญญาณอินพุตมาก เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.11 (ก) 10kHz และภาพที่ 4.11 (ค) 1MHz จะพบว่าที่ย่านความถี่ 10kHz และ 1MHz นั้นเป็นย่านแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณอินพุตเนื่องจากอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 0.5 ซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

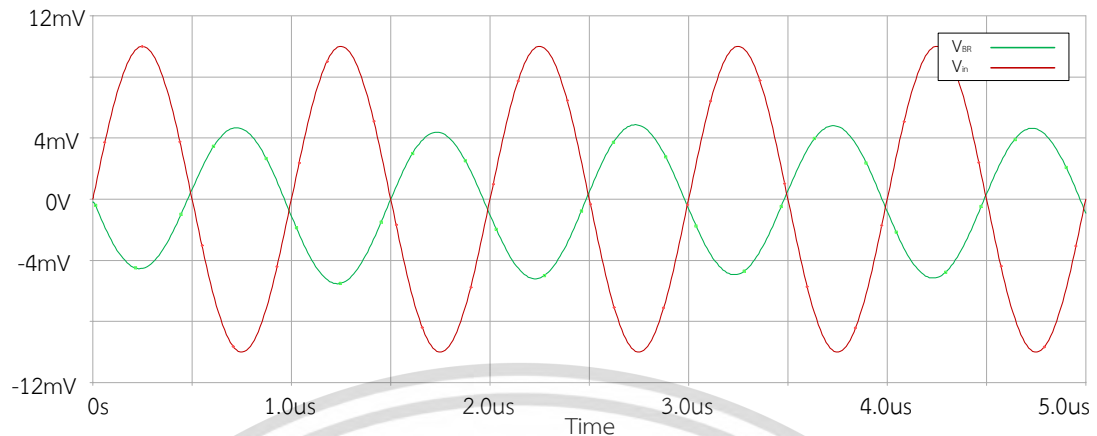


(ก) 10kHz



(ข) 309kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) 1MHz

ภาพที่ 4.11 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด ที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

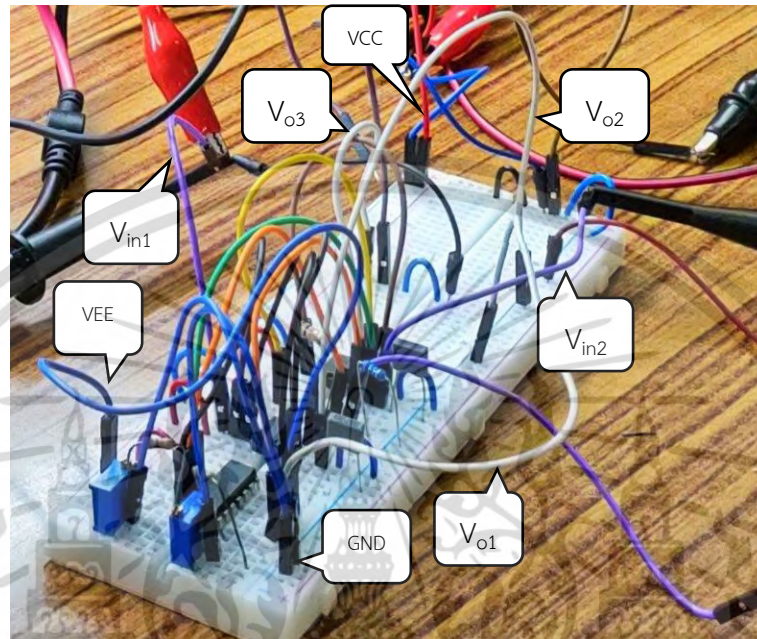
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง

การทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยการต่อวงจรจริง โดยมีการใช้อุปกรณ์เช่นเดียวกันกับที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice ซึ่งใช้อุปกรณ์ VD-DIBA จำนวนสองตัว โดยมีโครงสร้างเป็นไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็น OTA ที่ภาคอินพุตและไอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายแรงดันผลต่างที่ภาคเอาต์พุตของอุปกรณ์ VD-DIBA ต่อร่วมกับตัวต้านทานขนาด 1k Ω จำนวนสองตัว คือ R_1 และ R_2 และตัวเก็บประจุขนาด 1nF จำนวนสองตัว คือ C_1 และ C_2 โดยที่กำหนดให้ขนาดของแหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงที่ใช้กับตัวอุปกรณ์ VD-DIBA ขนาด $\pm 5V$ และสัญญาณอินพุตขนาด 20mV_{p-p} โดยใช้ความถี่ตั้งแต่ 1kHz – 10MHz มีการจ่ายกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} ให้กับอุปกรณ์ VD-DIBA ขนาด 100 μA โดยใช้กระแสป้อนกลับจากการต่อตัวต้านทานขนาด 36.5k Ω ที่ขาไบอัสอินพุตของตัวไอซีเบอร์ LM13700 โดยวงจรที่ใช้ในการต่อวงจรจริงแสดงดังภาพที่ 4.12 ในการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงมีขั้นตอนดังต่อไปนี้

1. จ่ายแรงดันไฟตรง $\pm 5V$ จากแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง (Power Supply) ยี่ห้อ GW INSTEK รุ่น GPS-4251 ให้กับวงจร
2. จ่ายแรงดันอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 20mV_{p-p} จากช่อง Generator Output ของเครื่องออสซิลโลสโคปแบบดิจิทัล (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ KEYSIGHT DSOX1102G โดยกำหนดที่ย่านความถี่ตั้งแต่ 1kHz – 10MHz จ่ายเข้าที่จุดอินพุตของวงจร แล้วใช้ช่องวัดสัญญาณที่เหลือของเครื่องออสซิลโลสโคปทำการวัดสัญญาณที่จุดเอาต์พุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

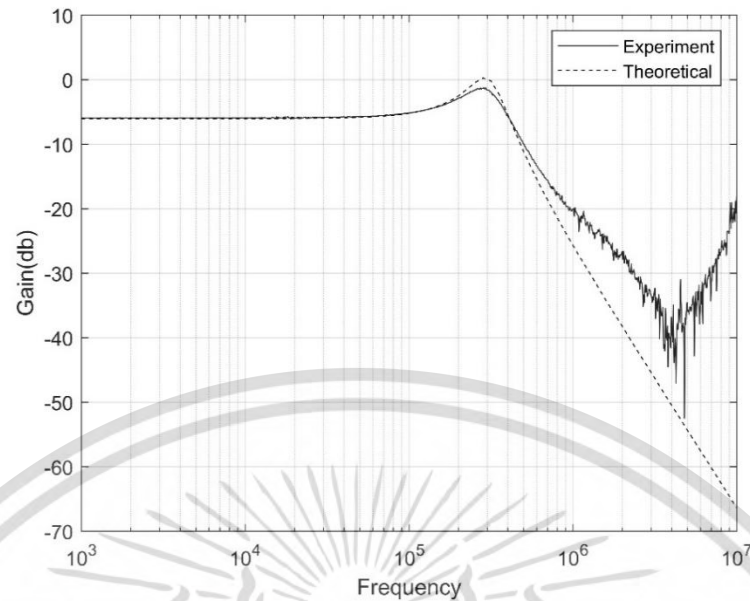
3. ตั้งค่ารูปแบบการบันทึกผลที่เครื่องเครื่องออสซิลโลสโคปให้อยู่ในรูปแบบของไฟล์ .csv เพื่อให้สามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์ข้อมูล และแสดงผลการตอบสนองการทำงานของแต่ละฟังก์ชันของวงจร



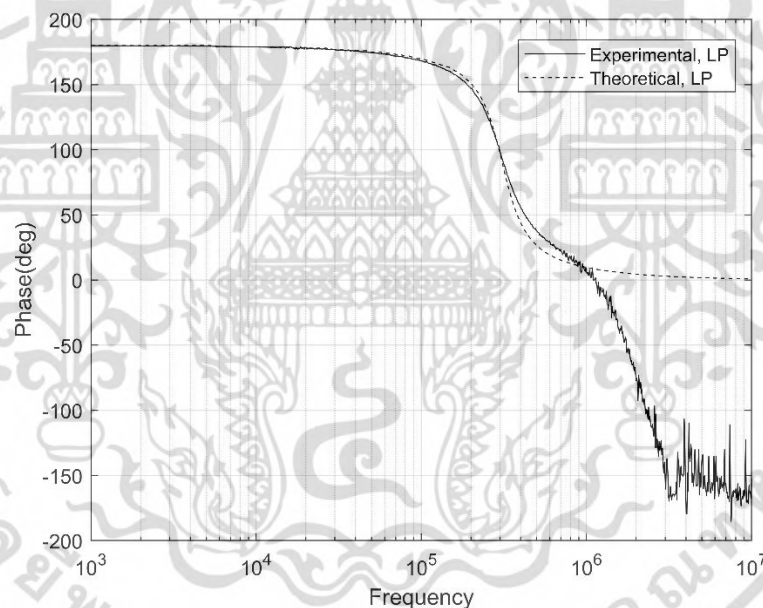
ภาพที่ 4.12 ภาพของวงจรจริงที่ใช้ในการทดสอบสมรรถนะ

จากภาพที่ 4.13 และภาพที่ 4.14 เมื่อทำการพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้จากการต่อวงจรจริง ประกอบกับผลลัพธ์ที่ได้จากทฤษฎีจากสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านดังสมการที่ (3.29) แล้วพบว่าฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ -5.87dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านอยู่ที่ -6dB ซึ่งมีความเบี่ยงเบนเท่ากับ 2.16% มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 298kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz ซึ่งมีความเบี่ยงเบนเท่ากับ 3.55%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.13 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o1} ที่ได้จากการต่อวงจรจริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี



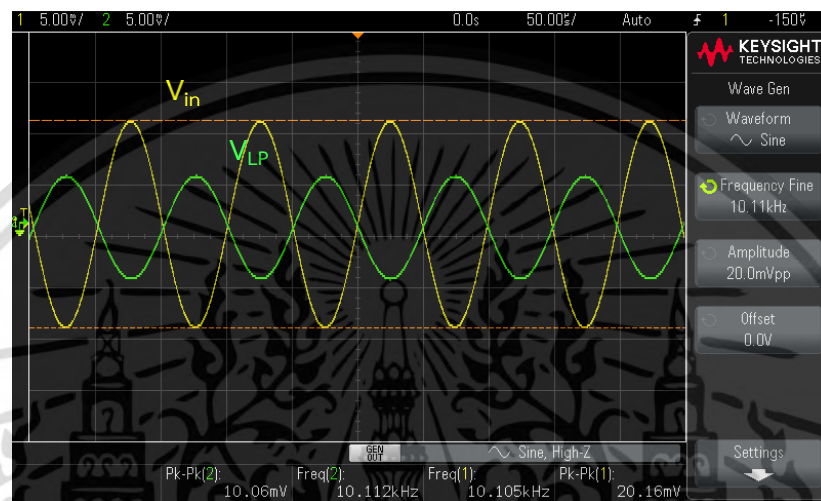
ภาพที่ 4.14 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่จุด V_{o1} ที่ได้จากการต่อวงจรจริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

เมื่อทำการทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านแบบกลับเฟสในโดเมนเวลา โดยการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 20mV_{p-p} ที่ความถี่ 10kHz, 309kHz และ 1MHz โดยที่ความถี่ 10kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่อยู่ในช่วงแถบผ่านของฟังก์ชัน เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.15 (ก) พบว่า แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของอินพุตเนื่องมาจากฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 0.5 จึงทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าของแอมพลิจูดที่ต่ำกว่าของ

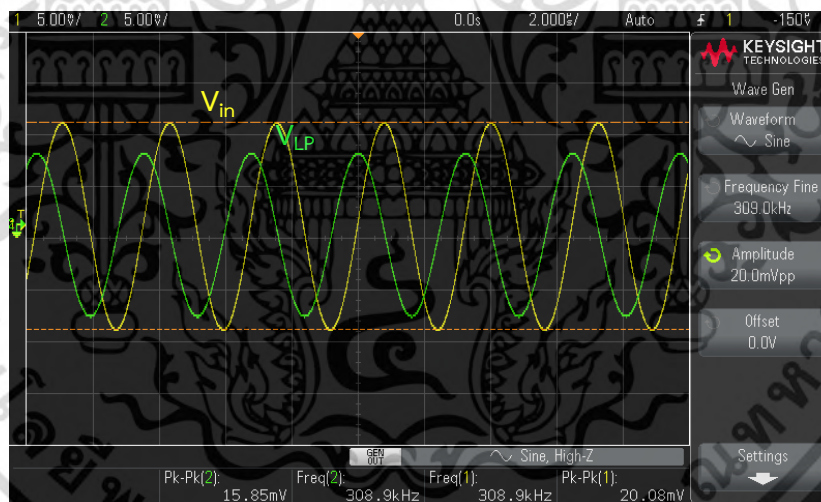
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอินพุตและจะพบว่ามีกรกลับเฟสของสัญญาณ เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.15 (ข) ที่ย่านความถี่ 309kHz ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใกล้เคียงกับขนาดของสัญญาณอินพุตเนื่องจาก $Q=2$ และภาพที่ 4.15 (ค) ที่ย่านความถี่ 1MHz ซึ่งเป็นย่านแถบหยุดของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านพบว่า แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดต่ำกว่าสัญญาณอินพุตมากซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

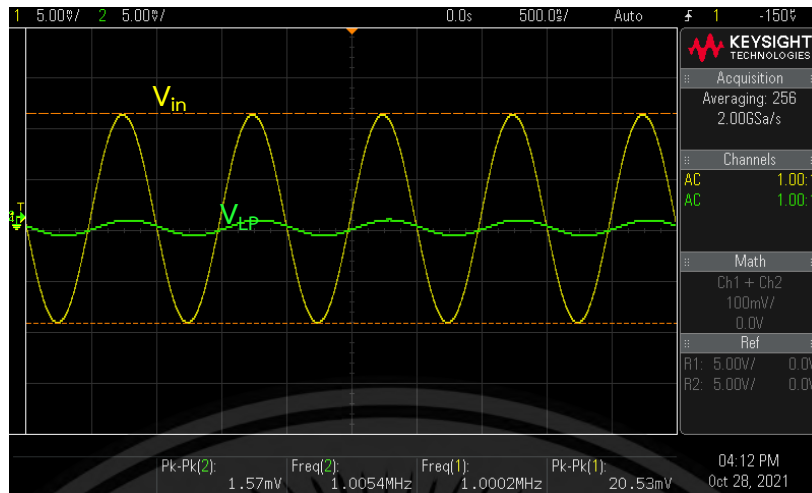


(ก) 10kHz



(ข) 309kHz

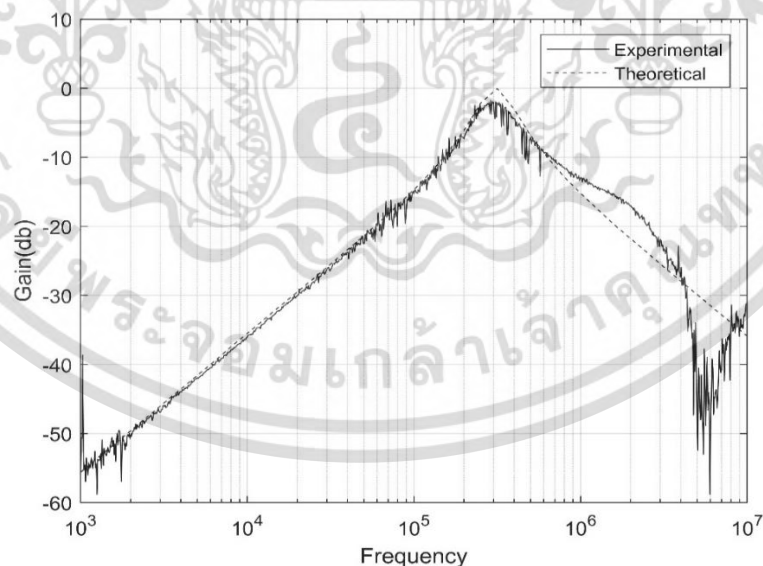
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) 1MHz

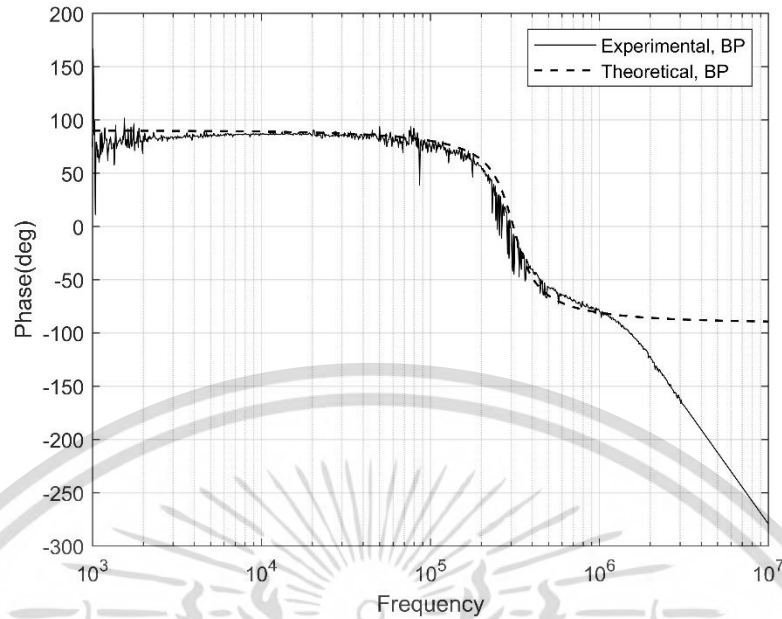
ภาพที่ 4.15 สัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

จากภาพที่ 4.16 และภาพที่ 4.17 เมื่อทำการพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้จากการต่อวงจรจริง ประกอบกับผลลัพธ์ที่ได้จากทฤษฎีจากสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านดังสมการที่ (3.25) พบว่าผลลัพธ์ที่ได้จากการต่อวงจรจริงมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 307kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz ซึ่งทำให้มีความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.66% และค่าปัจจัยคุณภาพมีค่าเท่ากับ 2.083 ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าของปัจจัยคุณภาพอยู่ที่ 2 ซึ่งทำให้มีความเบี่ยงเบน 4.15%



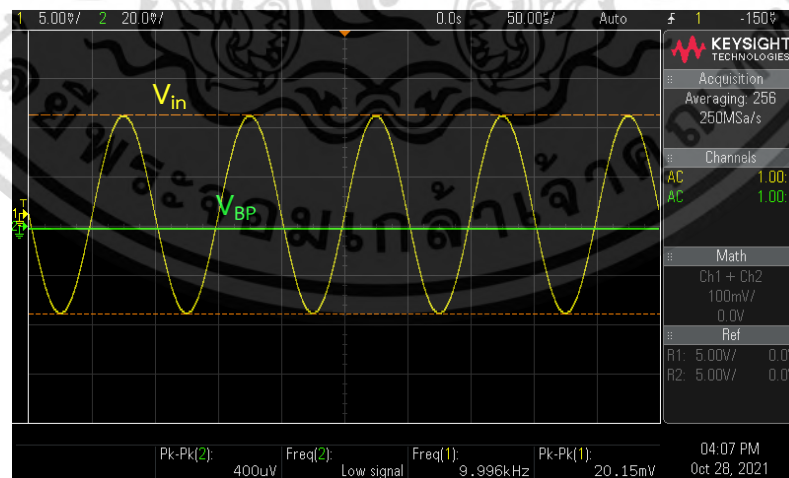
ภาพที่ 4.16 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่จุด V_{o2} ที่ได้จากการต่อวงจรจริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



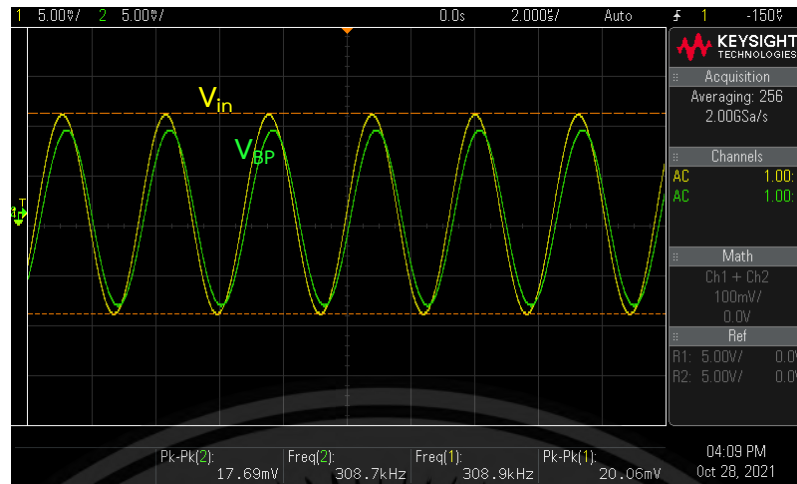
ภาพที่ 4.17 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่ได้จากการต่อวงจรจริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

เมื่อทำการทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านในโดเมนเวลา โดยการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $20\text{mV}_{\text{p-p}}$ ที่ความถี่ 10kHz, 309kHz และ 1MHz โดยที่ 309kHz นั้นเป็นความถี่ที่อยู่ในช่วงแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.18 (ข) พบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตและไม่กลับเฟสซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.18 (ก) 10kHz และภาพที่ 4.18 (ค) 1MHz จะพบว่าที่ความถี่ 10kHz และ 1MHz นั้นเป็นย่านแถบหยุดของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่าน ซึ่งทำให้พบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดต่ำกว่าสัญญาณอินพุตมากซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี

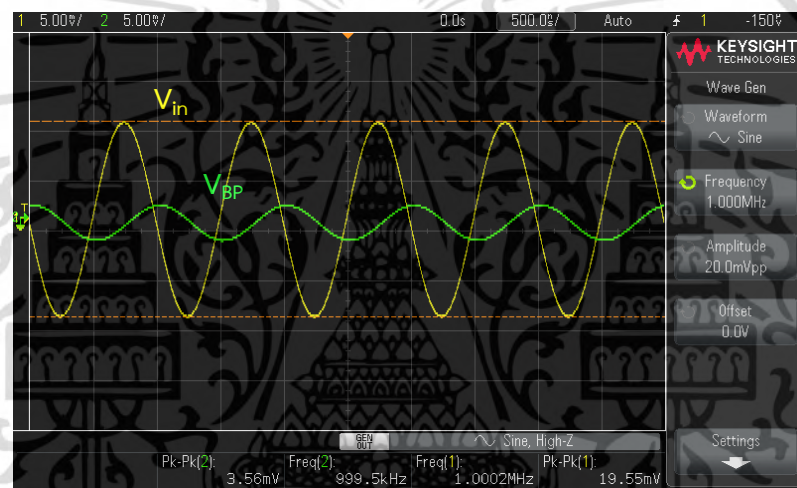


(ก) 10kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) 309kHz



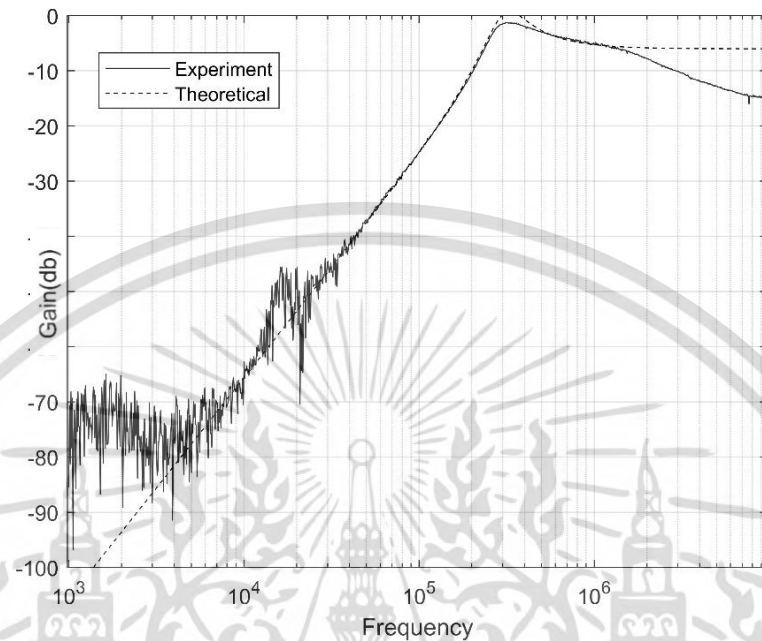
(ค) 1MHz

ภาพที่ 4.18 สัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

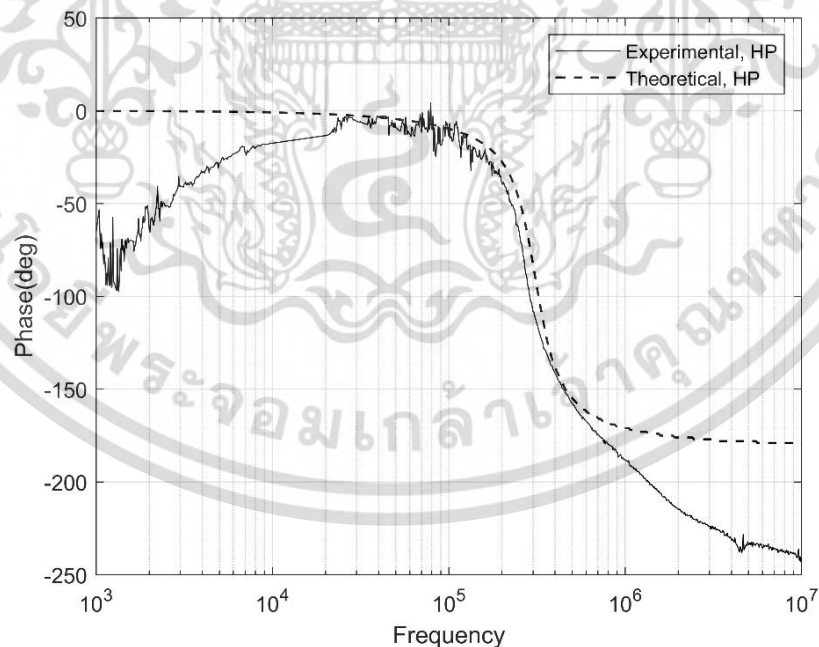
จากภาพที่ 4.19 และภาพที่ 4.20 เมื่อทำการพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้จากการต่อวงจรจริง ประกอบกับผลลัพธ์ที่ได้จากทฤษฎีจากสมการถ่ายโอนของจุดเอาต์พุต V_{O3} ดังสมการที่ (3.32) ซึ่งใช้ทำหน้าที่เป็นฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน พบว่าผลลัพธ์ที่ได้จากการต่อวงจรจริงของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านเฉลี่ยอยู่ -5.87dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านคงที่อยู่ที่ -6dB ซึ่งมีความเบี่ยงเบนอยู่ที่ 2.167% และเมื่อทำการพิจารณาจากผลลัพธ์ที่ได้จะพบว่าวงจรมีค่าอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติในย่านความถี่ตั้งแต่ 2MHz เป็นต้นไปเนื่องมาจากผลกระทบของค่าของอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA ที่ทำให้ไม่เป็นไปตามอุดมคติ เนื่องจากมาจากมีค่าเบี่ยงเบนในย่านความถี่สูงและมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

307kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz ซึ่งมีค่าความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยเท่ากับ 0.66%



ภาพที่ 4.19 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่จุด V_{O3} ที่ได้จากการต่อวงจรจริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

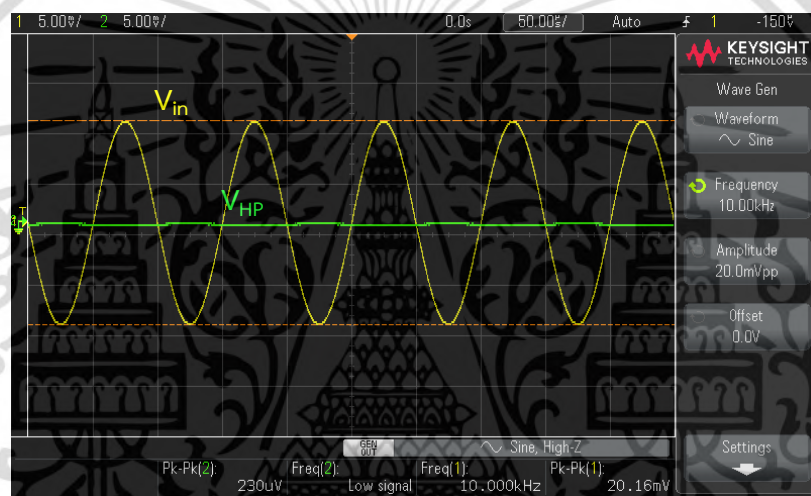


ภาพที่ 4.20 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่ได้จากการต่อวงจร

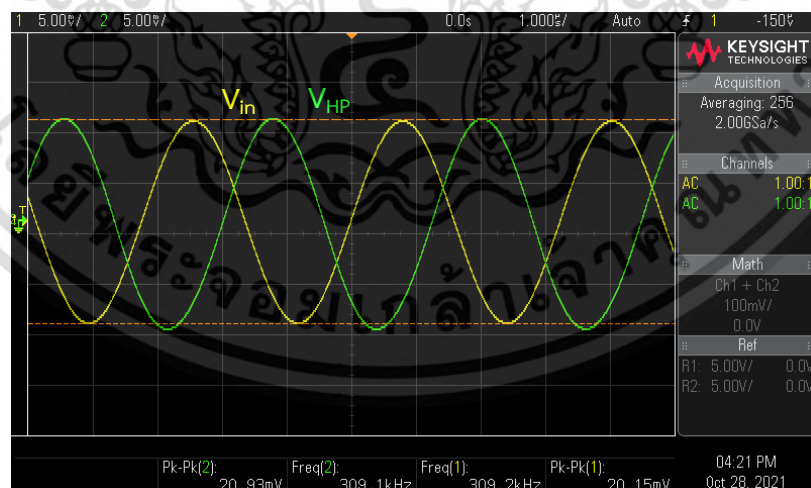
จริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านในโดยเมนเวลา โดยการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $20\text{mV}_{\text{p-p}}$ ที่ความถี่ 10kHz ซึ่งเป็นความถี่ที่อยู่ในช่วงแถบหยุดของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.21 (ก) พบว่าแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดต่ำกว่าสัญญาณอินพุตมาก เมื่อทำการพิจารณาภาพที่ 4.21 (ข) ที่ความถี่ 309kHz พบว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตเนื่องจากค่า $Q=2$ ส่วนภาพที่ 4.21 (ค) จะพบว่า ที่ความถี่ 1MHz ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดค่อนข้างต่ำกว่าสัญญาณอินพุตเนื่องจากค่าของอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA และค่า Voltage gain error ของอุปกรณ์ VD-DIBA ส่งผลให้อัตราขยายช่วงแถบผ่านในย่านความถี่สูงไม่เป็นไปตามค่าที่ได้จากทฤษฎีและยังพบว่ามี การเลื่อนเฟสของสัญญาณเอาต์พุต

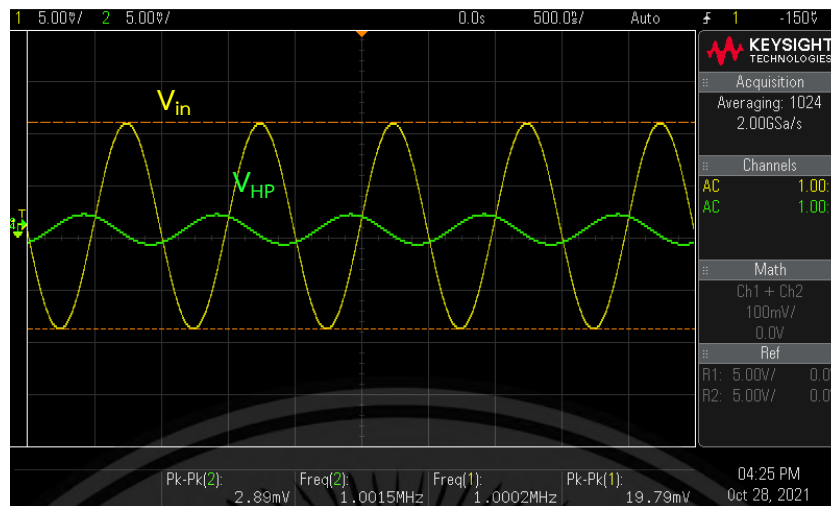


(ก) 10kHz



(ข) 309kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

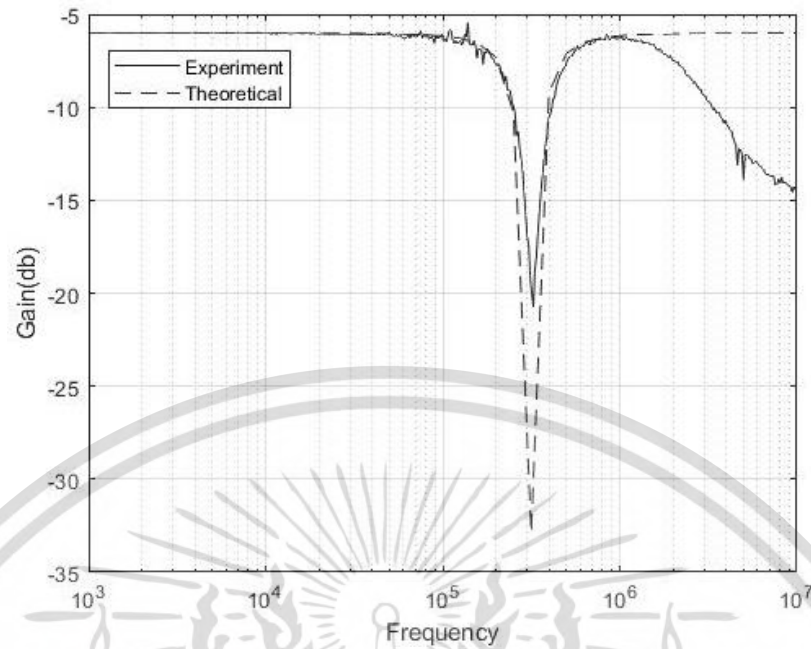


(ค) 1MHz

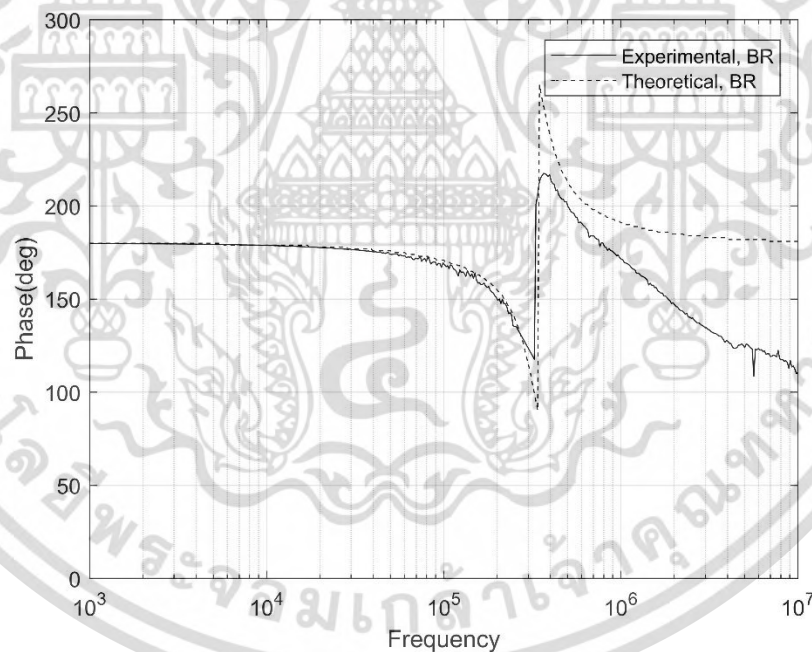
ภาพที่ 4.21 สัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่ความถี่
(ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

จากภาพที่ 4.22 และภาพที่ 4.23 เมื่อทำการพิจารณาประกอบกับสมการที่ (3.26) จะพบว่า ผลการจำลองเกณฑ์การตอบสนองของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ -6.03dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีอัตราขยายช่วงแถบผ่านอยู่ที่ -6.02dB ซึ่งมีความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยเท่ากับ 0.5% มีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 307kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz ซึ่งมีความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.66% โดยค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นซึ่งไม่เป็นไปตามอุดมคติ คือ ผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA และค่า Tracking Error ของแรงดันและกระแสของอุปกรณ์ VD-DIBA และค่าของอุปกรณ์แฝงที่ส่งผลให้อัตราขยายช่วงแถบผ่านในย่านความถี่สูงไม่เป็นไปตามค่าที่ได้จากทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



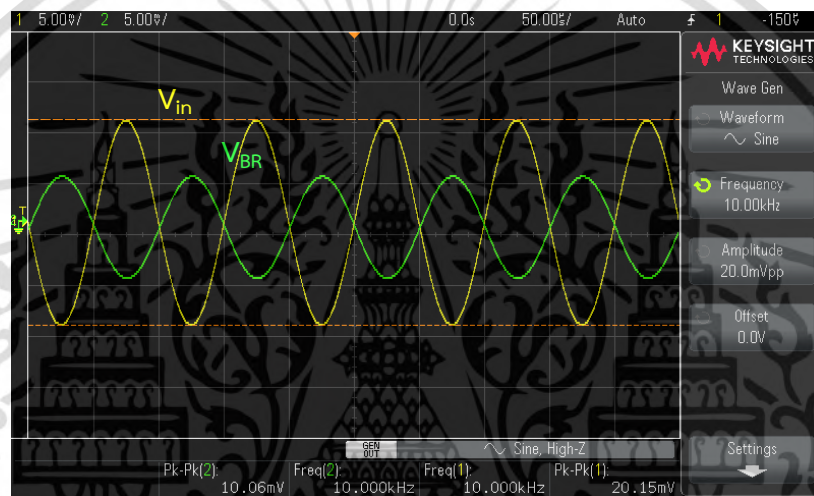
ภาพที่ 4.22 ผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่จุด V_{o3} ที่ได้จากการต่อวงจรจริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี



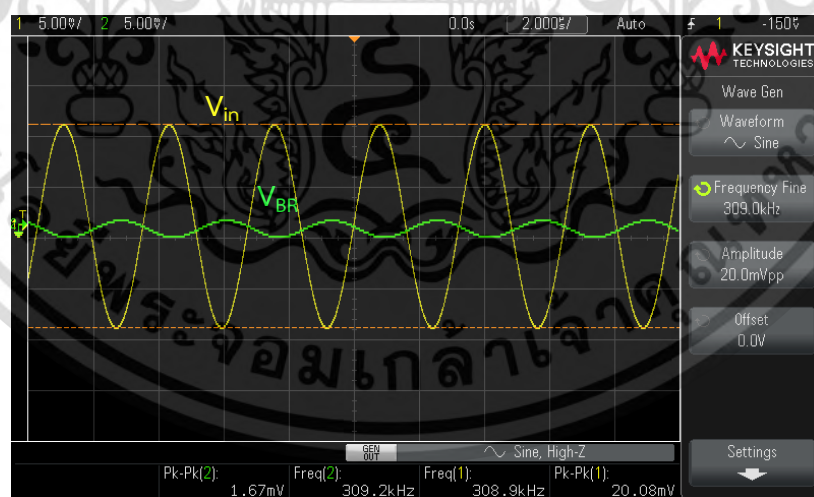
ภาพที่ 4.23 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่ได้จากการต่อวงจรจริงและผลที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎี

เมื่อทำการทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองความถี่ในโดเมนเวลา โดยการป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด $20\text{mV}_{\text{p-p}}$ ที่ความถี่ 10kHz, 309kHz และ 1MHz โดยที่ 309kHz นั้นเป็นความถี่เอกสารถือเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่อยู่ในช่วงแถบหยุดของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.24 (ข) พบว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดต่ำกว่าขนาดของสัญญาณอินพุตมาก เมื่อพิจารณาภาพที่ 4.24 (ก) 10kHz จะพบว่าที่ย่านความถี่ 10kHz นั้นเป็นย่านแถบผ่านของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะมีขนาดเป็นครึ่งหนึ่งของสัญญาณอินพุตเนื่องจากอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 0.5 ส่วนภาพที่ 4.24 (ค) จะพบว่า ที่ความถี่ 1MHz ขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดค่อนข้างต่ำกว่าสัญญาณอินพุตเนื่องจากค่าของอุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA และค่า Voltage gain error ของอุปกรณ์ VD-DIBA ส่งผลให้อัตราขยายช่วงแถบผ่านในย่านความถี่สูงไม่เป็นไปตามค่าที่ได้จากทฤษฎีและยังพบว่ามี การเลื่อนเฟสของสัญญาณเอาต์พุต

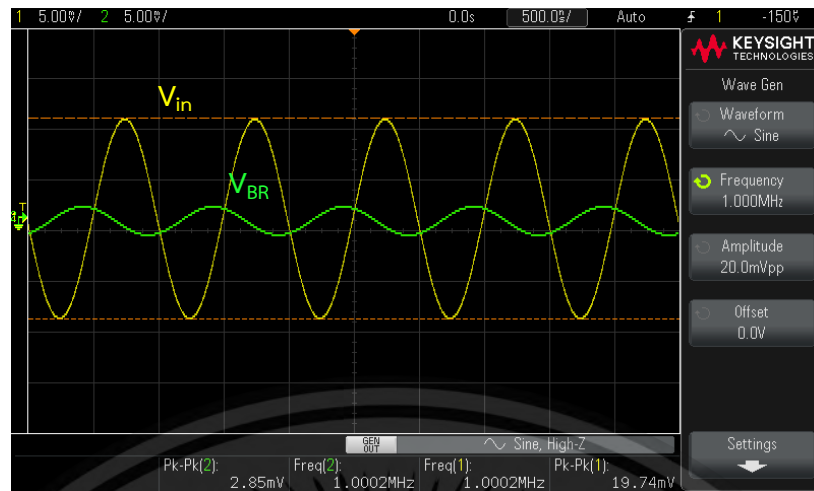


(ก) 10kHz



(ข) 309kHz

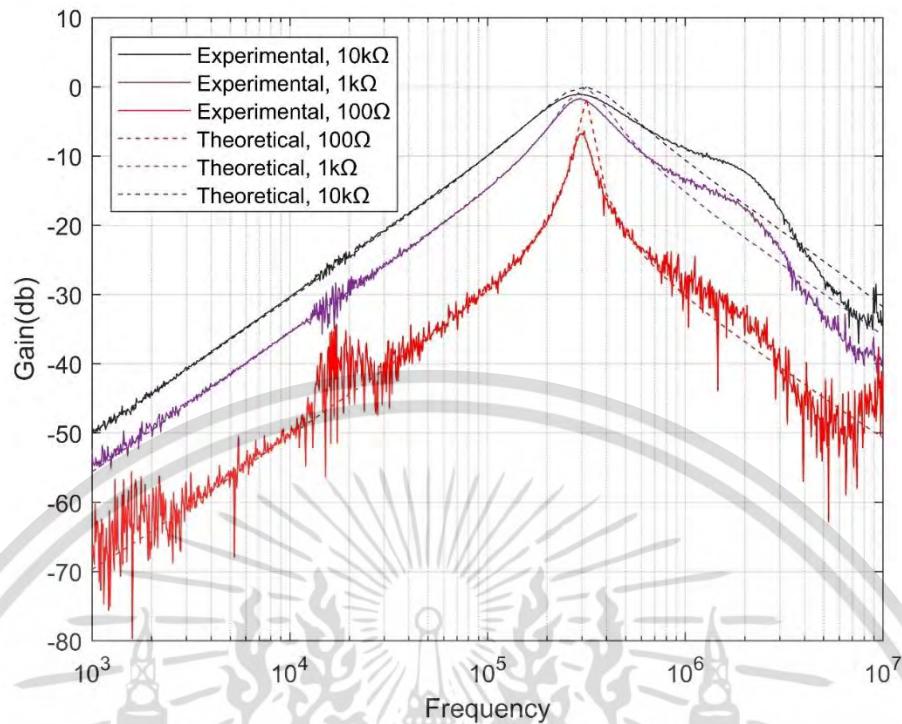
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) 1MHz

ภาพที่ 4.24 ผลตอบสนองทางเวลาระหว่างสัญญาณ V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่ความถี่ (ก) 10kHz, (ข) 309kHz และ (ค) 1MHz

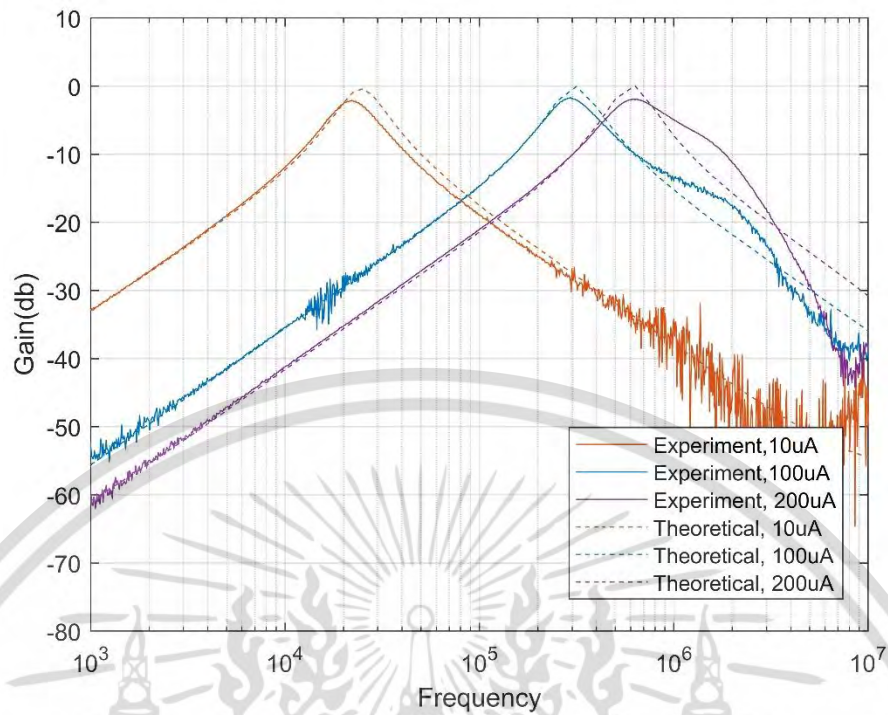
เมื่อทำการพิจารณาผลการทดลองที่ได้จากภาพที่ 4.25 พบว่าการปรับค่าปัจจัยคุณภาพของวงจรนั้นสามารถทำได้โดยการปรับค่าตัวต้านทานของ R_1 โดยไม่มีผลกระทบต่อค่าความถี่ธรรมชาติได้ ซึ่งเป็นไปตามผู้วิจัยที่คาดหวังไว้ โดยในการทดลองนั้นจะใช้ค่าเป็น 100 Ω , 1k Ω และ 10k Ω ในขณะที่ R_2 นั้นกำหนดให้มีค่าคงที่เป็น 1k Ω ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการต่อวงจรจริงพบว่ามีค่าปัจจัยคุณภาพเป็น 1.09, 1.85 และ 10.23ตามลำดับ ในขณะที่ผลลัพธ์ที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีได้ค่าปัจจัยคุณภาพเป็น 1.1, 2 และ 11 จึงทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.91%, 7% และ 7% ตามลำดับ โดยที่ค่าของความถี่ธรรมชาตินั้นมีค่าคงที่อยู่ที่ 307kHz ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีมีค่าความถี่ธรรมชาติอยู่ที่ 309kHz ซึ่งทำให้มีค่าความเบี่ยงเบนอยู่ที่ 0.66% และนอกจากนี้ยังพบว่าอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ได้จากการทดลองปรับค่าปัจจัยคุณภาพจากการเปลี่ยนค่า R_1 นั้นมีค่าเท่ากับ -1.2, -1.6 และ -6dB ในขณะที่ค่าที่ได้จากทฤษฎีจะมีค่าคงที่อยู่ที่ 0dB



ภาพที่ 4.25 ผลการจำลองการปรับค่าปัจจัยคุณภาพของวงจรความถี่แถบผ่านจากการปรับค่าของต้านทาน R_1 ที่ได้จากการต่อวงจรจริง

เมื่อทำการพิจารณาผลการทดลองที่ได้จากภาพที่ 4.26 จากการทดลองปรับค่าปรับค่าความถี่ธรรมชาติจากการปรับค่าของกระแสไบอัส I_B ($I_B = I_{B1} = I_{B2}$) เป็น $10\mu A$, $100\mu A$ และ $200\mu A$ โดยที่ค่าของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 นั้นกำหนดให้มีค่าคงที่เท่ากับ $1k\Omega$ จากการปรับค่ากระแสไบอัสที่ได้จากการต่อวงจรจริง ได้ค่าความถี่ธรรมชาติเป็น $22kHz$, $309.2kHz$ และ $613.8kHz$ ตามลำดับ ในขณะที่ เมื่อนำค่าของกระแสไบอัสเหล่านี้ไปทำการพิจารณาร่วมกับสมการที่ (3.36) จะได้ค่าความถี่ธรรมชาติเป็น $22.4kHz$, $309kHz$ และ $618kHz$ ซึ่งมีค่าเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 6.25% , 0.66% และ 0.64% ตามลำดับ

ค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นในการทดลองต่อวงจรจริงซึ่งไม่เป็นไปตามอุดมคตินั้นเป็นผลกระทบเนื่องมาจากค่าของอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นภายในอุปกรณ์ VD-DIBA ซึ่งจะทำให้ผลการทำงานของวงจรผิดเพี้ยนไปจากค่าที่ได้จากทฤษฎี โดยจะมีผลมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าของอุปกรณ์แฝงและนอกจากนี้ยังเป็นผลเนื่องมาจากค่าของ Tracking Error ของแรงดันและกระแสของอุปกรณ์ VD-DIBA ด้วยเช่นกัน



ภาพที่ 4.26 ผลการจำลองการปรับค่าความถี่ธรรมชาติของฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านจากการปรับค่ากระแสไบอัสที่จ่ายให้กับวงจรที่ได้จากการต่อวงจรจริงเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อเป็นการศึกษาการสังเคราะห์และออกแบบฟังก์ชันกรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานในโหมดแรงดันซึ่งสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่มีสองอินพุตสามเอาต์พุตสามารถตอบสนองการทำงานได้สี่ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุด โดยที่โครงสร้างของวงจรจะประกอบด้วยอุปกรณ์ VD-DIBA ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวนสองวงจรต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุและตัวต้านทานอย่างละสองตัว โดยที่สามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการป้อนสัญญาณทางอินพุตของวงจรโดยไม่จำเป็นต้องอาศัยการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้ด้วยตัวต้านทาน R_1 หรือ R_2 และค่าปัจจัยคุณภาพได้ด้วย I_{B1} และ I_{B2} ซึ่งทำให้สามารถปรับค่าได้แบบอิสระ เมื่อได้ทำการทดสอบผลการทำงานของวงจรแล้วว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ได้ออกแบบไว้ ในบทนี้จึงได้ทำการนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องสรุปผล อภิปรายและข้อเสนอแนะของงานวิจัยได้ดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลงานวิจัย

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA สามารถควบคุมได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA เมื่อทำการพิจารณาจากกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.1 โดยวงจรประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียและไม่กลับเฟสจำนวนสองวงจร วงจรรวมสัญญาณจำนวนสามวงจรและวงจรขยายที่มีอัตราขยายหนึ่งวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สองอินพุตสามเอาต์พุต ทำงานได้สี่ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีเกนแบบกลับเฟส ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านที่มีอัตราขยายแบบกลับเฟส ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านที่ไม่มีเกนแบบไม่กลับเฟสและฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดที่มีเกนแบบกลับเฟสโดยสามารถควบคุมฟังก์ชันการทำงานได้โดยการเลือกป้อนสัญญาณที่ขั้วแรงดันอินพุตของวงจร

ผลการทดสอบสมรรถนะของฟังก์ชันกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม Pspice โดยใช้ใช้อุปกรณ์ VD-DIBA ที่ใช้โครงสร้างโดยใช้ไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายค่าความนำถ้ายโอนและไอซีเบอร์ AD830 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายผลต่างแรงดัน ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1nF$ และ $I_{B1} = I_{B2} = 100\mu A$ และตัวต้านทาน R_1 และ $R_2 = 1k\Omega$ โดยพบว่าฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.02% และ 1% ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.02% และ 1% ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.02% และ 1% และฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.02% และ 1% ตามลำดับ

การทดลองปรับค่าปัจจัยคุณภาพจากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice โดยการเปลี่ยนค่าของตัวต้านทาน R_1 เป็น 500 Ω , 1k Ω และ 1.5k Ω พบว่ามีค่าความเบี่ยงเบนจากค่าที่ได้จากทฤษฎีเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 6%, 1% และ 4% ตามลำดับ

การทดลองปรับค่าความถี่ธรรมชาติ จากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice โดยการเปลี่ยนค่าของกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เป็น 10 μA , 100 μA และ 200 μA พบว่ามีค่าความเบี่ยงเบนจากค่าที่ได้จากทฤษฎีเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.4%, 1% และ 2.4% ตามลำดับ

ผลการทำงานที่ได้จากการต่อวงจรจริงพบว่าฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพอยู่ที่ 3.55% และ 4.1% ฟังก์ชันกรองความถี่แถบผ่านมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพอยู่ที่ 0.66% และ 4.1% ฟังก์ชันกรองความถี่สูงผ่านมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพอยู่ที่ 0.66% และ 4.1% และฟังก์ชันกรองความถี่แถบหยุดมีค่าความเบี่ยงเบนของค่าความถี่ธรรมชาติและค่าปัจจัยคุณภาพอยู่ที่ 0.66% และ 4.1% ตามลำดับ

การทดลองปรับค่าปัจจัยคุณภาพจากการต่อวงจรจริงโดยการเปลี่ยนค่าของตัวต้านทาน R_1 เป็น 100 Ω , 1k Ω และ 10k Ω พบว่ามีค่าความเบี่ยงเบนจากค่าที่ได้จากทฤษฎีเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 0.91%, 7% และ 7% ตามลำดับ

การทดลองปรับค่าความถี่ธรรมชาติจากการต่อวงจรจริงโดยการเปลี่ยนค่าของกระแสไบอัส I_{B1} และ I_{B2} เป็น 10 μA , 100 μA และ 200 μA พบว่ามีค่าความเบี่ยงเบนจากค่าที่ได้จากทฤษฎีเพียงเล็กน้อยอยู่ที่ 6.25%, 0.66% และ 0.67% ตามลำดับ

เมื่อพิจารณาจากผลการจำลองที่ได้ทั้งจากการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice และต่อวงจรจริงสามารถยืนยันได้ว่าวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามารถควบคุมการเลือกฟังก์ชันการทำงานและค่าความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีการยืนยันผลได้จากการทดสอบผ่านการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Pspice และการต่อวงจรจริง

จากการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันโดยใช้อุปกรณ์ VD-DIBA ฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำผ่านมีความถี่คutoffที่ 309kHz กระแสไบอัส $I_B = 32.4\mu\text{A}$ ใช้ตัวต้านทาน $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$ ตัวเก็บมีขนาดเท่ากับ 1nF ได้อัตราขยายเท่ากับ -6dB แหล่งจ่ายไฟตรงขนาด $\pm 5\text{V}$ และสัญญาณอินพุตขนาด 10mVp-p ใช้ย่านความถี่ตั้งแต่ 1kHz – 10MHz ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานพบว่าค่าที่ได้จากการคำนวณทางทฤษฎีนั้นมีค่าความถี่คutoffอยู่ที่ 309kHz ในขณะที่

ค่าที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม Pspice นั้นมีค่าความถี่คutoffอยู่ที่ 307kHz ซึ่งมีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดอยู่ที่ 0.66% และได้อัตราขยายเท่ากับ 0.5 ตรงตามที่ยกานวณไว้แต่สามารถสังเกตได้ว่า มีค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้นที่จุดค้ตอพนั้ยังไม่เป็นไปตามอุดมคติเนื่องมาจาก ผลกระทบของ อุปกรณ์แฝงภายในอุปกรณ์ VD-DIBA ซึ่งมีอุปกรณ์ขยายความนำถ่ายโอนเป็นส่วนประกอบที่ภาค อินพุตค่า Tracking Error ของแรงดันและกระแสของอุปกรณ์ VD-DIBA

5.2 อภิปรายผลงานวิจัย

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมด แรงดันโดยใช้ VD-DIBA เป็นอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้กับวงจรรอง ความถี่ที่ได้มีการเสนอมาแล้ว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบจุดเด่นและข้อจำกัดระหว่างงานวิจัยที่ผ่านมาที่มีการใช้อุปกรณ์ VD-DIBA กับงานวิจัยที่นำเสนอ

	Pushkar, et. al. (2013 : 44-48)	Jaikla, et. al. (2014 : 914-916)	Ninsraku, et. al. (2014 : 1239-1246)	งานวิจัยที่ นำเสนอ
โครงสร้าง VD-DIBA	CMOS	MAX345 & AD8130	LT1228 & LT1193	LM13700 & AD830
จำนวน VD-DIBA	1	2	2	2
จำนวน R+C	1+2	0+2	0+2	2+2
อินพุตอิมพีแดนซ์ สูง	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่
ตัวเก็บประจุต่อ ลงกราวด์	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่
ฟังก์ชัน	LP,HP,BP, BR,AP	LP,HP,BP	LP,HP,BP, BR,AP	LP,HP,BP, BR
ปรับค่า ω_0 ได้ อย่างเป็นเชิงเส้น ด้วยวิธีทาง อิเล็กทรอนิกส์	ไม่ได้	ได้	ได้	ได้
ปรับ Q และ ω_0 ได้อย่างอิสระ	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้
แหล่งจ่ายที่ใช้	$\pm 2V$	$\pm 5V$	$\pm 5V$	$\pm 5V$
กำลังงาน	NA	NA	NA	300mW

NA คือ ไม่มีข้อมูล

จากตารางที่ 1.5 จากการเปรียบเทียบจุดเด่นและข้อจำกัดระหว่างงานวิจัยที่ผ่านมากับงานวิจัยที่นำเสนอ ทำให้สามารถสรุปจุดเด่นของงานวิจัยที่นำเสนอได้ดังต่อไปนี้

5.2.1 วงจรมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูง

5.2.2 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามารถควบคุมฟังก์ชันการทำงานและการปรับค่าความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

5.2.3 สามารถตอบสนองการทำงานได้ทั้งหมดสี่ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันรองความถี่ต่ำผ่าน ฟังก์ชันรองความถี่สูงผ่าน ฟังก์ชันรองความถี่แถบหยุดและฟังก์ชันรองความถี่แถบผ่าน

5.2.4 สามารถปรับค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระ

5.2.5 ความถี่ธรรมชาติสามารถควบคุมได้อย่างเป็นเชิงเส้นด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

ดังนั้นจากคุณสมบัติที่กล่าวมาข้างต้นซึ่งเป็นจุดเด่นของงานวิจัยสามารถยืนยันได้ว่า งานวิจัยนี้ได้มีการพัฒนาและแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้า ทำให้สะดวกต่อการนำไปศึกษาและประยุกต์ใช้งาน

5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

จากแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ทำงานโหมดแรงดันสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ที่มีสองอินพุตสามเอาต์พุตสามารถควบคุมค่าปัจจัยคุณภาพและค่าความถี่ธรรมชาติได้แบบอิสระในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เมื่อพิจารณาจากผลการทำงานแล้วจะเห็นได้ว่าวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยก่อนหน้าพบว่าสามารถนำไปพัฒนาและแก้ไขข้อจำกัดได้ ซึ่งทำให้สะดวกต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายมากยิ่งขึ้น ผู้วิจัยจึงขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนาและข้อจำกัดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไว้ดังต่อไปนี้

5.3.1 ออกแบบวงจรให้เป็นวงจรที่สามารถปรับค่าของอัตราขยายช่วงแถบผ่านได้เนื่องจากจะทำให้สะดวกต่อการนำไปใช้งานมากกว่าเพราะไม่จำเป็นต้องอาศัยวงจรขยายสัญญาณนอกเพิ่มเติม

5.3.2 ออกแบบวงจรให้เป็นวงจรที่มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ เนื่องจากที่จุดเอาต์พุต V_{O3} ของวงจรมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่ไม่ต่ำซึ่งขึ้นอยู่กับค่าของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องใช้บัฟเฟอร์เพิ่มเติม

5.3.3 ออกแบบให้วงจรสามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ได้

5.3.4 เพื่อให้สามารถปรับค่าปัจจัยคุณภาพได้แบบอิเล็กทรอนิกส์สามารถเพิ่ม VD-DIBA อีกหนึ่งตัวเพื่อมาต่อวงจรให้ทำหน้าที่แทนตัวต้านทาน R_1 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- วรรณดี เพชรฉวีล้ำค่า. 2552. การออกแบบวงจรแปลงความต้านทานแบบลอยตัวโดยใช้โอทีเอและการประยุกต์ใช้งาน. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. คณะวิศวกรรมศาสตร์. 1-2.
- วิลาศ นิลสระคู. 2557. การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองใหม่ดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี. 67-91.
- A. Uygur, H. Kuntman, A. Zeki. 2005. "Multi-Input Multi-Output CDTA-Based KHN Filter." **Researchgate**. (2005): 1-5.
- D. Biolek, V. Biolkova. 2009. "First-order voltage-mode all-pass filter employing one active element and one grounded capacitor", **Springer Science Business Media, LLC** (2009):123–129.
- D. Biolek and V. Biolkova. 2010. "First Order Voltage-Mode All-Pass Filter Employing One Active Element and One Grounded Capacitor." **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**. (2010): 123–129.
- D. Prasad, D. R. Bhaskar, and K. L. Pushkar. 2011. "Realization of new electronically controllable grounded and floating simulated inductance circuits using voltage differencing differential input buffered amplifiers," **Active and Passive Electronic Components**. 2011(2011): 1-8.
- D. Prasad, D. R. Bhaskar, and K. L. Pushkar. 2013. "Electronically controllable sinusoidal oscillator employing CMOS VD-DIBAs," **ISRN Electronics**. 2013(2013): 1-6.
- D. R. Bhaskar, D. Prasad, and K. L. Pushkar. 2013. "Fully uncoupled electronically controllable sinusoidal oscillator employing VD-DIBAs," **Circuits and Systems**. 4(2013): 264-268.
- D. R. Bhaskar, D. Prasad, and K. L. Pushkar. 2013. "Electronically-controllable grounded-capacitor-based grounded and floating inductance simulated circuits using VD-DIBAs," **Circuits and Systems**. 4(2013): 422-430.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- E. Alaybeyolu, M. Atasoyu and H. Kuntman. 2015. "Frequency Agile Filter Structure Improved MOS-Only Technique." **International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)**. (2015): 1-3.
- J. Satansup, T. Pukkalanun, and W. Tangsrirat. 2013. "Electronically Tunable Single-Input Five-Output Voltage-Mode Universal Filter Using VDTAs and Grounded Passive Elements," **Circuits, Systems, and Signal Processing**. 32(2013): 945–957.
- J. Mohan, B. Chaturvedi, A. Kumar, J. Chhabra. 2019. "SIMO Type Voltage-Mode Biquadratic Multifunction Filter", **2019 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)**. (2019): 1-5.
- K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar, D. Prasad. 2013, "Voltage-Mode Universal Biquad Filter Employing Single Voltage Differencing Differential Input Buffered Amplifier". **Scientific Research**. (2013): 44-48.
- K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar and D. Prasad. 2013. "Single-resistance controlled sinusoidal oscillator using single VD-DIBA," **Active and Passive Electronic Components**. 2013(2013): 1-5.
- K. Phanruttanachai, W. Jaikla. 2013. "Third Order Current-mode Quadrature Sinusoidal Oscillator with High Output Impedances", **World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electronics and Communication Engineering**. 7(2013): 1-4.
- K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar, and D. Prasad. 2013 "A New MISO-Type Voltage-Mode Universal Biquad Using Single VD-DIBA." **Hindawi Publishing Corporation ISRN Electronics** (2013):1-5.
- K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar and Dinesh Prasad. 2013. A New MISO-Type Voltage-Mode Universal Biquad Using Single VD-DIBA. **Hindawi**. (2013): 2-4.
- K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar and D. Prasad. 2013. "Voltage-mode new universal biquad filter configuration using a single VDIBA," **Scientific Research**. 33(2013): 275-285.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar and D. Prasad. 2013. "A new MISO-type voltage-mode universal biquad using single VD-DIBA," *ISRN Electronics*, 2013(2013): 1-5.
- K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar and D. Prasad. 2013. "Voltage-mode universal biquad filter employing single VD-DIBA," *Circuits and Systems*. 4(2013). 44-48.
- K. Chumwangwapee, W. Jaikla, W. Sunthonkanokpong, W. Jaikhang, S. Maneewan, and B. Sreewirote. 2014. "High input impedance mixed-mode biquad filter with orthogonal tune of natural frequency and quality factor." **4th Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering (JICTEE)**. (2014): 1-4.
- M. Kumngern, J. Sarasri, and B. Knobnob. 2011. "Voltage-mode SIMO OTA-C universal filter." **2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications**. (2011):251-254.
- M. Kumngern and P. Lamun. 2012 "Electronically Tunable Voltage-Mode Universal Filter with One Input and Four Outputs Using Seven OTAs and Two Grounded Capacitors," **2012 Fourth International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks**. (2012): 70-73.
- M. Kumngern, P. Suwanjan, and K. Dejhan. 2013. "Electronically tunable voltage-mode universal filter with single-input five-output using simple OTAs," **International Journal of Electronics**. 100(2013). 1118-1133.
- M. Srivastava, D. Prasad, D.R. Bhaskar. 2017. "New Electronically Tunable Grounded Inductor Simulator Employing Single VDTA and One Grounded Capacitor." **Journal of Engineering Science and Technology**. 12(2017): 113 - 126.
- M. P. P. Wai, W. Jaikla, P. Suwanjan, and W. Sunthonkanokpong. 2020 "Single Input Multiple Output Voltage Mode Universal Filters with Electronic Controllability Using Commercially Available ICs," **17th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**. 2020. 607-610.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- M. P. P. Wai, A. Chaichana, W. Jaikla, S. Siripongdee. 2021. "One input voltage and three output voltage universal biquad filters with orthogonal tune of frequency and bandwidth." **International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)**. 11(2021): 2962-2973.
- P. Huaihongthong, A. Chaichana, P. Suwanjan, S. Siripongdee, W. Sunthonkanokpong, P. Supavarasuwat et al. 2019. "Single-input multiple-output voltage-mode shadow filter based on VDDDA," **AEU - International Journal of Electronics and Communications**. 103(2019): 13-23.
- S. Soisang, K. Jirasereemomkul, W. Jaikla, and K. Higuchi. 2015. "Voltage-mode multifunctional biquadratic filter using VDDDA." **Applied Mechanics and Materials**. 781(2015): 155-159.
- S. Sangyaema, S. Siripongdeea, W. Jaikla, F. Khatebb. 2016. "Five inputs single-output voltage mode universal filter with high input and low output impedance using VDDDA." **Elsevier GmbH**. (2016):14-25.
- S. Tuntrakoola, M. Kumngern, R. Sotner, N. Herencsarc, W. Jaikla, and P. Suwanjan. 2017. "High input impedance voltage-mode universal filter and its modification as quadrature oscillator using VDDDA." **Indian Journal of Pure & Applied Physics**. 55(2017): 324-332.
- S. Tuntrakool, M. Kumngern, R. Sotner, N. Herencsar, P. Suwanjan and W. Jaikla. 2017. "High input impedance voltage-mode universal filter and its modification as quadrature oscillator using VDDDA." **Indian Journal of Pure & Applied Physics**. (2017): 325-330.
- S. F. Wang, H. P. Chen, Y. Ku, C. M. Yang. 2019. "Independently tunable voltage-mode OTA-C biquadratic filter with five inputs and three outputs and its fully-uncoupled quadrature sinusoidal oscillator application." **International Journal of Electronics and Communications**. 110(2019): 1-5.
- W. Jaikla, D. Biolk, S. Siripongdee, and J. Bajer. 2014. "High input impedance voltage-mode biquad filter using VD-DIBAs." **Radio engineering**. 23(2014): 914-921.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- W. Jaikla, et. al. 2014. "High Input Impedance Voltage-Mode Biquad Filter Using VD-DIBAs. Radioengineering journal", 23(2014): 914-916.
- W. Ninsraku, et al. 2015. "Electronically Controlled High Input and Low Output Impedance Voltage Mode Multifunction Filter with Grounded Capacitors". **International Journal of Electronics and Communications**, 68(12), 1239-1246.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้วิจัย

ชื่อ-สกุล (ภาษาไทย)	นายพีระพัฒน์ จาดฤทธิ
ชื่อ-สกุล (ภาษาอังกฤษ)	PEERAPAT JARDRIT
วัน-เดือน-ปีเกิด	3 พฤษภาคม พ.ศ. 2537
สถานที่เกิด	จังหวัดกรุงเทพมหานคร
ประวัติการศึกษา	สำเร็จการศึกษา ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาช่างอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคกาญจนาภิเษกมหานคร พ.ศ. 2551-2554 สำเร็จการศึกษา ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (ค.อ.บ.) สาขาวิชาครุศาสตร์แขนงวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2555-2560
ประวัติการทำงาน	Test Product Engineer บริษัท ไมโครชิพเทคโนโลยี ประเทศไทย จำกัด พ.ศ. 2560-2561 Network Engineer บริษัท ยูไนเต็ด อินฟอร์เมชั่น ไฮเวย์ จำกัด พ.ศ. 2561-2562 Firmware Engineer บริษัท เวสเทิร์น ดิจิตอล ประเทศไทย จำกัด พ.ศ. 2562-2564 ครูผู้ช่วย เอกอุตสาหกรรมศิลป์ โรงเรียนวัดสระแก้ว จังหวัดระยอง พ.ศ. 2564-ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้