

õ öó ð ò÷ õ öó ó óñ
üü ù ú ùö ù

EK@F: 7E;E 3@6 67E;9@A8? G>F;8G@5F;A@8>F7DI ;F: 3? B>FG67
5A@FDA>>34;>FK GE;@9 5A?? 7D5;3>K 3HB;>34>7;5E



๓๓ ๓ ๓ üü ó ๓
๓ ù ๓
ó ó ๓ ó
ó ÷ ๓ ÷ ó ๓ ö
๓๓\$ ((
=? ;F>๓\$ \$%๓๓? ๓\$#๓#"

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EK@F: TE:E 3@6 6TE:9@A8? G>F;8G@5F;A@8>F7DI ;F:
3? B>FG675A@FDA>>34;>FK GE;@9 5A?? 7D5;3>K
3HB;>34>7;5E



@3DG? A>A@3@A@9

3F: TE:EG4? ;FF76 ;@B3DF;3>8G>8>>? 7@
A8F: 7D7CGD7? 7@FE 8ADF: 7679D77A8
? 3EF7DA8E5;7@57 ;@;@6GEFD3>76G53F;A@
;@7>75FD53>5A?? G@53F;A@E 7@9;@77D@9
E5: AA>A8;@6GEFD3>76G53F;A@3@6 FT5: @A>A9K
=@9? A@9=GF E;@EF;FG7A8F75: @A>A9K >36=D343@9
\$' \$%

=? ;F>Z' \$%Z76Z? Z\$#Z #

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



5ABKD9. F '\$' \$%

E5: AA>A8;@6GFD3> 76G53F;A@3@6 F75: @A>A9K

=;@9?A@9-GF E;@F;FGF7A8F75: @A>A9K >36-D343@9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลาย
หน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้ไอซีที่มีใน
เชิงพาณิชย์

นักศึกษา

นางสาวนฤมล อ่อนอนงค์

รหัสประจำตัว

63603068

ปริญญา

ครุศาสตรบัณฑิต สาขาบริหารการศึกษา

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

พ.ศ.

2566

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รองศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รองศาสตราจารย์ ดร.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน แบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ ได้แก่ ไอซีเบอร์ LT1228 เนื่องด้วยอุปกรณ์ที่ใช้มีในเชิงพาณิชย์ทำให้สามารถสร้างวงจรมาใช้งานได้จริงได้ง่ายและมีราคาถูกลงกว่าเมื่อเทียบกับการนำวงจรไปสร้างเป็นชิป วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอประกอบไปด้วย LT1228 จำนวน 2 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว และตัวเก็บประจุ 2 ตัว โดยวงจรที่นำเสนอมีจุดเด่นดังนี้ โหนดเอาต์พุตแรงดันมีอิมพีแดนซ์ต่ำ ซึ่งเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับการนำไปต่อคาสเคดในโหมดแรงดันโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ วงจรให้การตอบสนองการทำงานได้ 5 พังค์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ การเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ รวมทั้งไม่ต้องใช้วงจรเพิ่มแรงดันอินพุตให้มีขนาดสองเท่าเพิ่มเติม สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และวงจรกรองความถี่นี้สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้โดยไม่กระทบต่อความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพ เพื่อยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอได้มีการทดสอบสมรรถนะของวงจรด้วยโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริง โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ จ่ายกระแสไบอัส I_{B1} มีค่าเท่ากับ $157.91\mu A$ และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ $125.66\mu A$ ตัวต้านทานทั้งสามตัวมีค่าเท่ากับ $1k\Omega$ ส่วนตัวเก็บประจุตัวเก็บประจุทั้งสองตัวมีค่าเท่ากับ $1nF$ ซึ่งผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรมีความสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎี โดยความถี่ธรรมชาติที่ได้จากการทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริงมีค่าคาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.50 และ 0.23 ตามลำดับ ส่วนปัจจัยคุณภาพที่ได้จากการทดสอบด้วยโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริง มีค่าคาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.00 และ 5.00 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Synthesis and Design of Multifunction Filter with Amplitude Controllability using Commercially Available ICs
Student	Miss Narumol Onanong
Student ID.	63603068
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electrical Communications Engineering
Year	2023
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Winai Jaikla
Thesis Co-advisor	Assoc.Prof.Dr. Piya Supavarasuwat

ABSTRACT

This thesis presents the synthesis and design of three-input single-output voltage-mode universal biquadratic filter with amplitude controllability using the commercially available ICs, LT1228, which is easy for off-the-shelf implementation and cheaper compared to the chip implementation. The proposed filter consists of two LT1228s, three resistors and two capacitors. The following advantages are given for this design: the presented circuit has low impedance for output voltage node which is ideal for cascade in voltage-mode circuit without the use of buffer circuits. It can provide five output voltage functions which are low pass filter, high pass filter, band pass filter, band reject filter and all pass filter responses. The matching condition and double gain amplifier are not required which is easy to select the output response by digital method. The natural frequency and quality factor can be electronically tuned that is attractive for microcomputer or microcontroller controllability. In addition, the gain of the circuit can be controlled without affecting the natural frequency and quality factor. To verify the validity of the proposed filter, the simulation results from the PSpice program and the experiment results from the hardware test are carried out. The PSpice simulation and experimental results are consistent with theoretical expectations when the supply voltages $\pm 5V$ and choosing $I_{B1} = 157.91\mu A$, $I_{B2} = 125.66\mu A$, all resistors are $1k\Omega$, and both capacitors are $1nF$. The simulated and experimental natural frequencies deviate from the theoretical values by 1.50% and 0.23%, respectively, while, the simulated and experimental quality factors deviate from the theoretical value by 1.00% and 5.00%, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุนจากกองทุนวิจัยสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง [KREF016301]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เนื่องจากความช่วยเหลือของอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า และรองศาสตราจารย์ ดร.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์ ที่ให้คำปรึกษา ให้ความรู้และให้คำแนะนำในการแก้ปัญหา เอื้อเฟื้อสถานที่และเครื่องมืออุปกรณ์ตลอดมา อีกทั้งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมทุกท่าน ที่ได้ให้ความรู้ให้คำปรึกษา ให้คำแนะนำ ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นประโยชน์ต่อการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นอย่างมาก ขอขอบพระคุณคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยีที่เอื้อเฟื้อสถานที่จัดทำวิทยานิพนธ์

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และผู้มีพระคุณที่ได้ให้การสนับสนุน และเป็นกำลังใจ ทำให้ข้าพเจ้ามีกำลังใจในการทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จ

นฤมล อ่อนอนงค์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตในการวิจัย.....	5
1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	6
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	7
2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่.....	7
2.2 แนวคิดพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์.....	19
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	22
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	40
3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณ เอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์.....	40
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุม ขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์.....	46
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณ เอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	50
3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุต ได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์.....	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการวิจัย.....	65
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice.....	65
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....	70
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	83
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	83
5.2 อภิปรายผลการวิจัย.....	85
5.3 การเปรียบเทียบโครงสร้างวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง โหมดแรงดันแบบต่างๆ.....	86
5.4 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	89
บรรณานุกรม.....	90
ภาคผนวก.....	95
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้ตีพิมพ์.....	96
ประวัติผู้เขียน.....	108

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่.....	4
2.1 การศึกษาโครงสร้างวงจกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน.....	38
5.1 การเปรียบเทียบโครงสร้างวงจกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง โหมดแรงดันที่ศึกษากับงานที่นำเสนอ.....	87



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์.....	3
2.1 วงจรกรองความถี่แบบ 2 พอร์ต.....	8
2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ.....	10
2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง.....	11
2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	11
2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่.....	12
2.6 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	12
2.7 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	13
2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	14
2.9 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	15
2.10 ผลการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	15
2.11 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	16
2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	16
2.13 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง.....	17
2.14 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง.....	17
2.15 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	18
2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	18
2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	19
2.18 วงจรขยายความนำถ่ายไอออน.....	20
2.19 วงจรขยายป้อนกลับกระแส.....	20
2.20 ไอซีเบอร์ LT1228.....	21
2.21 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LT1228.....	22
2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 3 ตัว.....	23
2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDTA จำนวน 1 ตัว.....	24
2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 1 ตัว.....	26
2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 2 ตัว.....	27
2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ LT1228 จำนวน 1 ตัว.....	29
2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 1 ตัว.....	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDTA จำนวน 1 ตัว.....	31
2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ CCTA จำนวน 1 ตัว.....	33
2.30 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ OTA จำนวน 6 ตัว.....	34
2.31 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ FTFN จำนวน 1 ตัว และ อุปกรณ์ CFA จำนวน 1 ตัว.....	35
3.1 วงจรการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณ เอาต์พุตได้.....	41
3.2 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้ LT1228.....	44
3.3 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทานโดยใช้ LT1228.....	44
3.4 การสังเคราะห์วงจรควบคุมขนาดสัญญาณโดยใช้ LT1228.....	45
3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันที่ควบคุมขนาดสัญญาณได้ โดยใช้ LT1228 ที่ได้สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.1.....	46
3.6 ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงที่ขั้วของ LT1228.....	50
3.7 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกรณีพิจารณาผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้วต่างๆ.....	51
4.1 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่.....	66
4.2 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่.....	66
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่.....	66
4.4 สัญญาณไซน์อินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ที่ความถี่ f_0	67
4.5 เปรียบเทียบผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B2}	68
4.6 ผลการควบคุมความถี่ธรรมชาติฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B1}	68
4.7 เปรียบเทียบผลการควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านโดยปรับค่า R_a	69
4.8 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่.....	69
4.9 การต่อวงจรเพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่.....	70
4.10 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรอง ผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่จากการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ.....	71
4.11 ผลตอบสนองความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง เทียบกับอุดมคติ.....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.12 ผลตอบสนองความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่จากการต่อวงจรจริง เทียบกับอุดมคติ.....	72
4.13 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่าน แถบความถี่ที่ความถี่ f_0 จากการต่อวงจรจริง.....	73
4.14 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อปรับค่า I_{B2} ทดสอบโดยการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ.....	74
4.15 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อปรับค่า I_{B1} ทดสอบโดยการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ.....	75
4.16 ผลตอบสนองอัตราขยายช่วงแถบผ่านฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อ ปรับค่า R_B ทดสอบโดยการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ.....	75
4.17 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$	77
4.18 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$	78
4.19 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$	79
4.20 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$	80
4.21 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$	81

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรรองความถี่เป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญในระบบประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก โดยจะถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในหลายสาขางาน เช่น ในงานอิเล็กทรอนิกส์ ระบบสื่อสาร ระบบควบคุม ระบบการวัดและเครื่องมือวัด (Safari, et. al. 2018) ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่ในงานที่กล่าวมานั้นมีวงจรรองความถี่เป็นส่วนประกอบของวงจร ด้วยความสำคัญดังกล่าว จึงทำให้มีการพัฒนางจรรองความถี่อย่างต่อเนื่อง โดยเฉพาะวงจรรองความถี่ที่สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานได้หลายฟังก์ชันในโครงสร้างวงจรเดียวกัน หรือ เรียกว่าวงจรรองความถี่แบบหลายหน้าที่ (Multifunction Filter Circuit) ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก

วงจรรองความถี่แอนะล็อกโหมดแรงดันหลายหน้าที่ ที่ได้รับความนิยมมาก คือ วงจรรองความถี่ประเภทหลายอินพุตหนึ่งเอาต์พุต (Multiple Inputs Single Output: MISO) (Hornig. 1996 : 543-546) เนื่องจากสามารถควบคุมการเปิดหรือปิดการจ่ายสัญญาณอินพุตของวงจรหรือวิธีการแบบดิจิทัล จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมการเลือกฟังก์ชันการทำงานได้ง่าย ทำให้ได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (High-Pass : HP) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-Pass : LP) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (Band-Pass : BP) ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (Band-Stop : BS) และ ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (All-Pass : AP) ซึ่งการออกแบบวงจรรองความถี่ในโหมดแรงดันควรจะให้ลักษณะเด่นของวงจรดังนี้ คือ มีความต้านทานด้านอินพุตสูง (High Input Impedance) และความต้านทานด้านเอาต์พุตต่ำ (Low Output Impedance) ซึ่งสะดวกในการนำไปต่อร่วมกับวงจรภาคอื่นๆ ได้โดยไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์กันชน (Bielek, et. al. 2008 : 15-32) นอกจากนี้วงจรจะต้องสามารถควบคุมการทำงานของวงจรแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ เพราะปัจจุบันอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์มักจะไม่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์หรือไมโครโปรเซสเซอร์ควบคุมการทำงานทั้งหมด

การออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active building block : ABB) ได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก เนื่องจากให้ความสะดวกและความยืดหยุ่นสำหรับผู้ออกแบบสูง ซึ่งวงจรที่ออกแบบโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปจะมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและมักจะมีอุปกรณ์พาสซีฟมาต่อรวมด้วยไม่มาก ปัจจุบันมีอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่ได้รับความนิยมตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันคือ ออปแอมป์ ในเวลาต่อมาก็ได้มีการนำเสนออุปกรณ์สำเร็จรูปอีกหลายชนิด โดยเฉพาะอย่างยิ่งการออกแบบวงจรโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ได้รับความนิยม เนื่องจากสามารถหาซื้อได้ง่ายตามท้องตลาด สามารถสร้างวงจรจริงมาทดสอบได้ง่ายและได้ผลการการทำงานที่ถูกต้อง

มากกว่าการใช้อุปกรณ์แบบ C-MOS เช่น ไอซีเบอร์ LT1228 (Siripongdee and Jaikla. 2017 : 1-เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10) ที่สามารถควบคุมการทำงานได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ทำให้สามารถควบคุมการทำงานของวงจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์หรือไมโครโปรเซสเซอร์ได้ง่าย

จากการศึกษาพบว่า ได้มีผู้เสนองานวิจัยในการพัฒนางจรรองความถี่หลายหน้าที่แบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ที่แตกต่างกันไป แต่งานวิจัยเหล่านั้นอาจยังมีข้อด้อยในประเด็นต่างๆ เช่น

1. ไม่เป็นอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ (Pimpol, et. al. 2018: 426-431; Chaichana, et. al. 2017 : 14003; Satansup 2012; Kumngem, et. al. 2008 : 426-431)

2. ไม่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Chiu and Horng 2007 : 649-652)

3. ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าไม่ต่ำทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือซิปโหลดได้โดยตรง (Pimpol, et. al. 2018: 426-431; Chaichana, et. al. 2017 : 14003; Suwanjan, et. al. 2017; Siripongdee, et. al. 2015; Satansup 2012; Herencsar, et. al. 2009; Kumngem, et. al. 2008 : 426-431)

4. ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ (Pimpol, et. al. 2018: 426-431; Satansup 2012; Chiu and Horng 2007 : 649-652)

5. ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า (Chaichana, et. al. 2017 : 14003; Suwanjan, et. al. 2017; Siripongdee, et. al. 2015; Satansup 2012)

6. ไม่มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง (Pimpol, et. al. 2018: 426-431; Chaichana, et.al. 2017 : 14003; Suwanjan, et. al. 2017; Satansup 2012; Kumngem, et. al. 2008 : 426-431)

7. ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ (Pimpol, et. al. 2018: 426-431; Chaichana, et. al. 2017 : 14003; Sangyaem, et. al. 2017 : 14-25; Suwanjan, et. al. 2017; Siripongdee, et. al. 2015; Satansup 2012; Herencsar, et. al. 2009; Kumngem, et. al. 2008 : 426-431; Chiu and Horng 2007 : 649-652)

8. ไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้ (Supavarasuwat, et. al. 2018 : 290-299; Pimpol, et. al. 2018: 426-431; Chaichana, et. al. 2017 : 14003; Sangyaem, et. al. 2017 : 14-25; Suwanjan, et. al. 2017; Siripongdee, et. al. 2015; Satansup 2012; Herencsar, et. al. 2009; Kumngem, et. al. 2008 : 426-431; Chiu and Horng 2007 : 649-652)

จากเหตุผลที่ได้นำเสนอหลักการข้างต้น ในงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ทำให้สามารถสร้างวงจรมาทดสอบได้จริงโดยที่มีค่าใช้จ่ายไม่สูง ในการพัฒนางจรจะเน้นให้วงจรรองความถี่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ความเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในสื่อออนไลน์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านทานที่เอาต์พุตต่ำไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่โพลด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ เพื่อง่ายต่อการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ และสามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

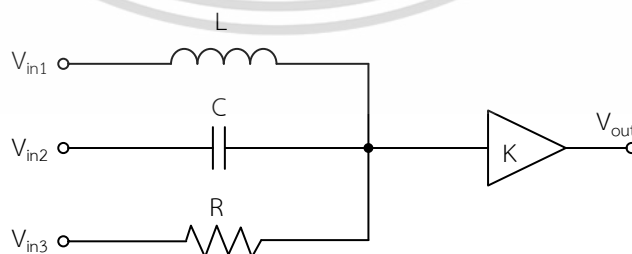
1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ ที่สังเคราะห์และออกแบบไว้ด้วยโปรแกรม PSpice และการทดลองจริง

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ ประกอบด้วยวงจรตัวต้านทาน ตัวเก็บเก็บประจุ และตัวขดลวดเหนี่ยวนำต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) โดยโครงสร้างของวงจรมีสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ดังบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 1.1 โดยที่ K คือ อัตราขยายช่วงแถบผ่าน (Gain) จะมีสมการแรงดันเอาต์พุตตามสมการที่ (1.1) และกำหนดแรงดันอินพุตตามตารางที่ 1.1 เพื่อให้ได้ฟังก์ชันการกรองความถี่ตามต้องการ



ภาพที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = K \left(\frac{s^2 V_{in2} + \frac{sV_{in3}}{CR} + \frac{V_{in1}}{CL}}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \right) \quad (1.1)$$

ตารางที่ 1.1 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่

ฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดการป้อนแรงดันอินพุต		
V_{out}	V_{in1}	V_{in2}	V_{in3}
LP	V_{in}	0	0
HP	0	V_{in}	0
BP	0	0	V_{in}
BS	V_{in}	V_{in}	0
AP	V_{in}	V_{in}	$-V_{in}$

เมื่อกำหนดแรงดันอินพุตตามตารางที่ 1.1 โดยให้ V_{in} เป็นสัญญาณที่จ่ายให้ขั้วอินพุตของวงจรและ 0 เป็นขั้วอินพุตวงจรต่อลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันกรองความถี่แต่ละแบบดังนี้

ให้ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ และ $V_{in1} = V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (1.2)$$

ให้ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ และ $V_{in2} = V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Ks^2}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (1.3)$$

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ และ $V_{in3} = V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Ks}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (1.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $V_{in3} = 0$ และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K \left(s^2 + \frac{1}{CL} \right)}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (1.5)$$

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = -V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K \left(s^2 - \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL} \right)}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (1.6)$$

จากสมการที่ (1.3) ถึง (1.6) ฟังก์ชันกรองความถี่ทุกฟังก์ชันสามารถปรับอัตราขยายช่วงแถบผ่านได้ที่ K

จากสมการที่ (1.2) จะพบว่าจะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพ ดังนี้

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

และ

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (1.8)$$

จากสมการที่ (1.7) และ (1.8) สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพด้วย C และ L โดยที่ปัจจัยคุณภาพยังสามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วย R

1.4 ขอบเขตในการวิจัย

1.4.1 วงจรกรองความถี่โหมดแรงดันใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปไม่เกิน 2 ตัว

1.4.2 สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่โพลด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4.3 สามารถทำงานได้ในย่านความถี่กลาง (Medium Frequency)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.4 วงจรไม่ต้องการแมตชิ่งกัน (Matching) ของอุปกรณ์พาสซีฟ

1.4.5 สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

1.4.6 สามารถให้ผลตอบสนองทางเอาต์พุตได้ครบ 5 พิงก์ชัน ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่

1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

1.5.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Multifunction Filter) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถให้การตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบ ได้แก่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองความถี่สูงผ่าน กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่

1.5.2 การสังเคราะห์วงจร (Circuit Synthesis) หมายถึง การนำอุปกรณ์แอคทีฟ LT1228, ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุมาต่อรวมกันให้เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้

1.5.3 การออกแบบวงจร (Circuit Design) หมายถึง การกำหนดค่าอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ เพื่อให้ตอบสนองตามค่าความถี่ธรรมชาติ ค่าตัวประกอบคุณภาพที่ต้องการ และอัตราขยายช่วงแถบผ่าน

1.5.4 การควบคุมด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง วิธีการปรับค่าความถี่ธรรมชาติหรือค่าตัวประกอบคุณภาพผ่านกระแสหรือแรงดันจากภายนอก

บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่ตั้งหัวข้อต่อไปนี

- 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่
- 2.2 แนวคิดพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์
- 2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่นั้นเป็นวงจรหนึ่งที่น่าจะเป็นหัวใจสำคัญในระบบอิเล็กทรอนิกส์ โดยหลักการพื้นฐานแล้ววงจรจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่เฉพาะบางช่วงผ่านไปได้ เหมือนเป็นการกรองสัญญาณที่ต้องการไว้ ส่วนความถี่อื่นที่ไม่ต้องการจะไม่สามารถผ่านออกมาได้โดยจะถูกลดทอน (Attenuation) จนหมดไปหรือเป็นการตัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ ประเภทพาสซีฟ (Passive Filter) ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ประเภทตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเป็นหลัก และอีกประเภทหนึ่งคือ ประเภทแอกทีฟ (Active Filter) ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้โอปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ โดยจะไม่ใช่ตัวเหนี่ยวนำเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาของขนาดวงจรใหญ่ (จิรสุตา โกษิยาภรณ์. 2551 : 161)

2.1.1 วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ

วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟเป็นวงจรที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟจากภายนอก เพื่อเป็นพลังงานให้แก่วงจร เป็นวงจรที่สังเคราะห์และออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ประเภท ตัวต้านทาน ขดลวดเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ทำงานร่วมกัน โดยออกแบบในลักษณะของวงจรเครือข่าย มีพอร์ตขั้วอินพุตทำหน้าที่รับสัญญาณและพอร์ตขั้วเอาต์พุตทำหน้าที่จ่ายสัญญาณออก โดยให้มีชนิดฟังก์ชันการกรองสัญญาณความถี่ทำงานตามวิธีการสังเคราะห์และการออกแบบวงจร (มนตรี ศิริปรัชญานนท์. 2544)

2.1.2 วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ

วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟเป็นวงจรกรองความถี่ที่ต้องอาศัยแหล่งจ่ายพลังงานจากภายนอกในการทำงาน โดยการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่นั้น อาจจะไปประกอบด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ เช่น ตัวต้านทาน ขดลวดเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ทำงานร่วมกันกับอุปกรณ์สาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิ่งตัวนำ เช่น ทรานซิสเตอร์ (Transistor) ชนิดต่างๆ ออปแอมป์ (Op-Amp) โอทีเอ (OTA) อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟจะต้องการแหล่งจ่ายไฟเพื่อเป็นพลังงานในการทำงานของวงจร ทั้งมีขีดจำกัดด้านการตอบสนองความถี่แคบกว่าแบบพาสซีฟ แต่วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟก็เป็นที่นิยมด้วยจุดเด่นของวงจรที่ดีกว่าแบบพาสซีฟดังนี้ (มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2544)

2.1.2.1 สามารถขยายสัญญาณเพื่อชดเชยการลดทอนของสัญญาณที่สูญเสียได้

2.1.2.2 สามารถสังเคราะห์และออกแบบให้ปรับค่าการตอบสนองความถี่ได้ง่ายด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

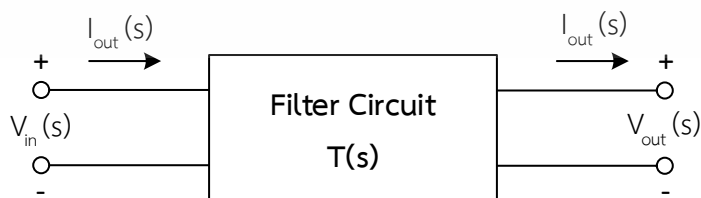
2.1.2.3 สามารถสังเคราะห์และออกแบบให้ตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้หลายหน้าที่ในโครงสร้างเดียวกัน

2.1.2.4 สามารถพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่ายและประหยัดพื้นที่ภายในชิป (Chip)

2.1.2.5 สามารถนำมาต่อคาสเคดใช้งานในลำดับสูงขึ้นได้ง่ายกว่า

2.1.3 ทฤษฎีพื้นฐานวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่จัดเป็นวงจรแบบ 2 พอร์ต ที่ทำให้ลักษณะสเปคตรัมของสัญญาณอินพุตก่อรูปเป็นสเปคตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ตามที่ต้องการ หรืออาจกล่าวได้ว่า วงจรกรองความถี่จะทำหน้าที่กรองแยกสัญญาณที่ต้องการออกมาจากสัญญาณที่ไม่ต้องการ ในการวิเคราะห์วงจรมักจะพิจารณาในลักษณะของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นหลัก และยังให้ความสนใจกับการทำงานตลอดทั้งย่านความถี่ ซึ่งเรียกว่าการพิจารณาในรูปแบบของโดเมนความถี่และเรียกผลตอบสนองจากการพิจารณาโดเมนความถี่ว่า ผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response) แทนสัญลักษณ์ด้วย $T(s)$ โดยทั่วไปแสดงในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตซึ่งกันได้ทั้งกระแสและแรงดัน จะเรียกช่วงความถี่ที่วงจรกรองยอมให้ผ่านว่าแถบความถี่ผ่าน (Pass Band) และช่วงความถี่ที่วงจรกรองกั้นไม่ให้ผ่านว่าแถบความถี่หยุด (Stop Band) และเรียกความกว้างของแถบความถี่ผ่านว่าความกว้างแถบผ่านหรือแบนวิธ (Bandwidth) (ศุภชัย คลังทอง. 2554 : 43-51)



ภาพที่ 2.1 วงจรกรองความถี่แบบ 2 พอร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.1 สมการถ่ายโอน (Transfer Function) หรือ $T(s)$ เป็นอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตของโดเมนความถี่ หรือ $V_{out}(s)/V_{in}(s)$ โดยลักษณะของเครือข่ายฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้ เป็นอัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุต สามารถหาได้ดังสมการต่อไปนี้

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

ดังนั้น

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

เนื่องจาก s มีค่าเท่ากับ $\sigma + j\omega$ เมื่อวิเคราะห์วงจรภายใต้สถานะคงตัว ที่อินพุตเป็นคลื่นไซน์ σ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้น $s = j\omega$ จะสามารถเขียนสมการในรูปส่วนประกอบของขนาด และเฟส ได้ดังนี้

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

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

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

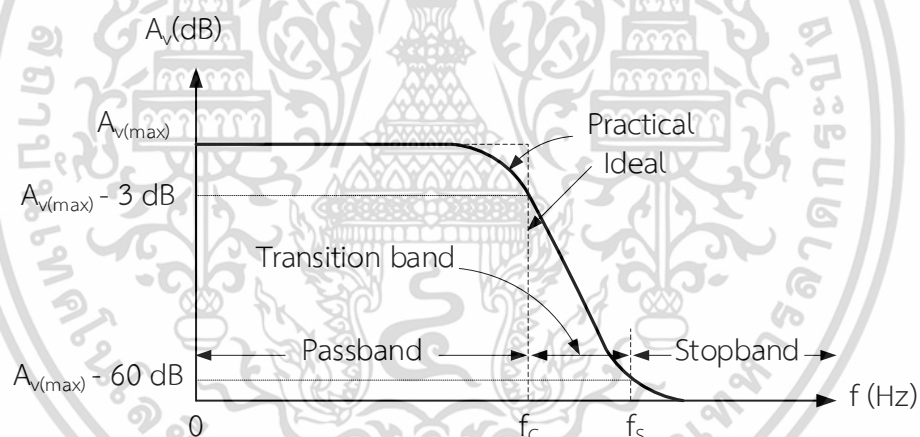
จากสมการที่ (2.3) พิจารณาขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะได้เท่ากับผลคูณขนาดของสัญญาณอินพุตกับขนาดของผลตอบสนองความถี่ของวงจร ดังนั้นถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ $|T(j\omega)|$ เท่ากับศูนย์ (ในทางอุดมคติ) ดังนั้นในช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_1 ถึง ω_2 ขนาดของ สัญญาณทางด้านเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$ จะเท่ากับศูนย์ เรียกว่าช่วงหยุด ความถี่ (Stop Band) ของวงจรกรองความถี่ ในลักษณะเดียวกันถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ $|T(j\omega)|$ เท่ากับหนึ่ง (ในทางอุดมคติ) ในช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_1 ถึง ω_2 ขนาดของสัญญาณเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$ ก็จะมีค่าเท่ากับหนึ่งเป็นไปตามสมการ (2.3) เรียกว่าช่วงผ่าน ความถี่ (Pass Band) ของวงจรกรองความถี่

2.1.4 รูปแบบของวงจรรองความถี่

วงจรรองความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 5 รูปแบบพื้นฐาน ดังนี้

2.1.4.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

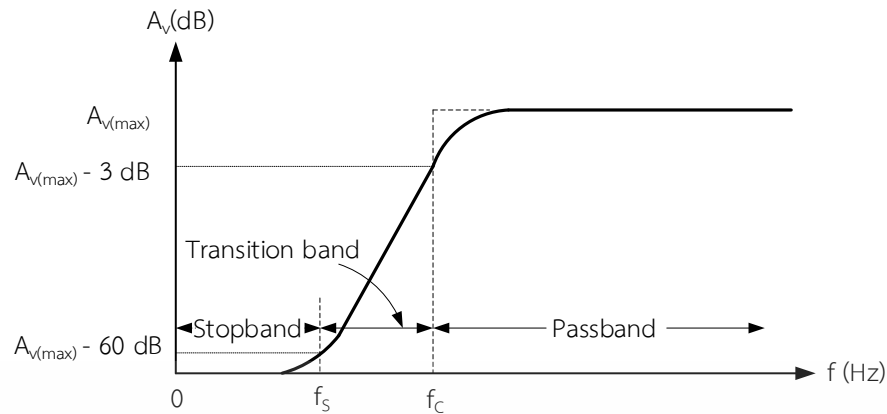
วงจรรองความถี่ต่ำผ่านจะยอมให้ความถี่ผ่านได้ในช่วงตั้งแต่สัญญาณที่เป็นแรงดันกระแสตรงไปจนถึงความถี่คัตออฟ (Cut-off Frequency) แทนด้วยสัญลักษณ์ f_c คือ ค่าความถี่ที่อัตราขยายลดลงจากขนาดสูงสุด 3dB ดังแสดงในภาพที่ 2.2 เส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนอง ในทางปฏิบัติจะค่อยๆ ลดลง (Roll-Off) ไม่ได้มีลักษณะเปลี่ยนระดับอย่างทันทีทันใด เหมือนกับกรณีในทางอุดมคติซึ่งแสดงด้วยเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางอุดมคติ ในช่วงความถี่ $0 - f_c$ Hz คือ ในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เราเรียกว่าช่วงผ่านความถี่ (Passband Frequency) ในช่วง $f_c - \infty$ Hz คือ ช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่าช่วง หยุดความถี่ (Stopband Frequency) ซึ่ง f_s คือ ค่าความถี่ที่อัตราขยายลดลงจากขนาดสูงสุด 60 dB และในช่วงความถี่ $f_c - f_s$ Hz คือ ช่วงความถี่เปลี่ยนผ่าน (Transition Frequency) จากช่วงผ่านความถี่เป็นช่วงหยุดความถี่ (จิรสุดา โกษิยาภรณ์. 2551 : 163-165)



ภาพที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ

2.1.4.2 วงจรรองผ่านความถี่สูง

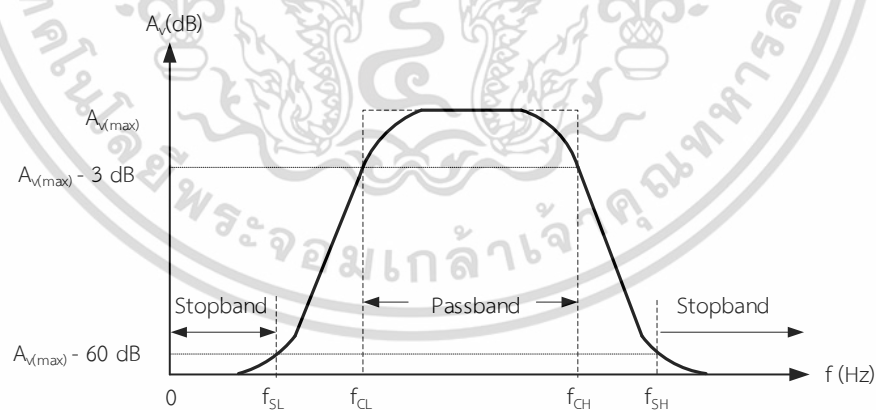
วงจรรองผ่านความถี่สูง จะทำการลดทอนสัญญาณในช่วงที่มีความถี่ต่ำและยอมให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัตออฟ f_c โดยในช่วงความถี่สูงนั้นจะมีอัตราการตอบสนองความถี่คงที่ ถ้ามีความถี่ที่ต่ำกว่า f_c ผ่านวงจร จะถูกลดทอนขนาดของสัญญาณความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมาก แสดงในภาพที่ 2.3 เส้นทึบจะแสดงถึงผลในทางปฏิบัติในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้ และช่วงที่หยุดความถี่ ส่วนเส้นประ จะแสดงถึงผลของวงจรในทางอุดมคติ



ภาพที่ 2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง

2.1.4.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ เป็นวงจรที่ยอมให้แถบความถี่ผ่านได้ เฉพาะบางช่วงเท่านั้น วงจรแบบนี้จะรวมเอาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำกับวงจรกรองผ่านความถี่สูงมาทำงานร่วมกันโดยจะมีช่วงย่านความถี่ต่ำสุดถึงความถี่สูงสุดที่ผ่านไปได้ เรียกว่าช่วงผ่านแถบความถี่ ซึ่งเริ่มตั้งแต่ช่วงผ่านแถบความถี่ด้านความถี่ต่ำสุดที่ผ่านได้ f_{CL} ถึงช่วงผ่านแถบความถี่ด้านความถี่สูงสุดที่ผ่านได้ f_{CH} ดังนั้นอัตราการขยายของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต มีค่าเท่ากับหนึ่ง (ตามอุดมคติ) เรียกว่าช่วงผ่านแถบความถี่ ดังแสดงในภาพที่ 2.4

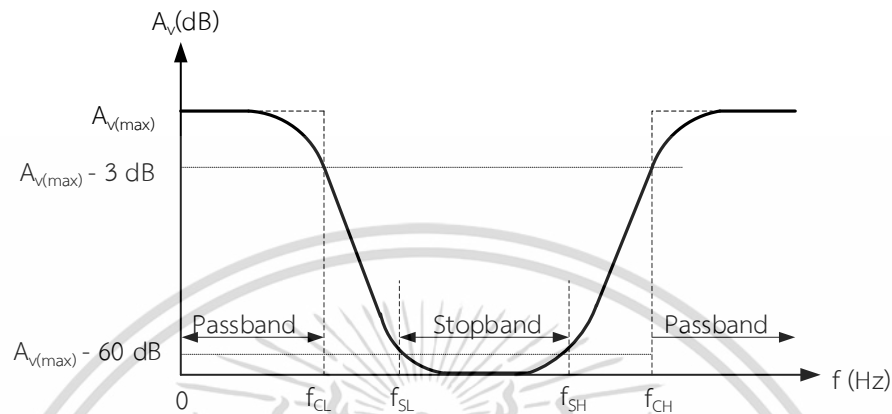


ภาพที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

2.1.4.4 วงจรกรองหยุดแถบความถี่

วงจรกรองหยุดแถบความถี่ เป็นวงจรที่ไม่ยอมให้แถบความถี่ผ่านได้เฉพาะบางช่วงเท่านั้น วงจรนี้จะมีลักษณะการทำงานในทิศทางตรงข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ คือจำกัดไม่ให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

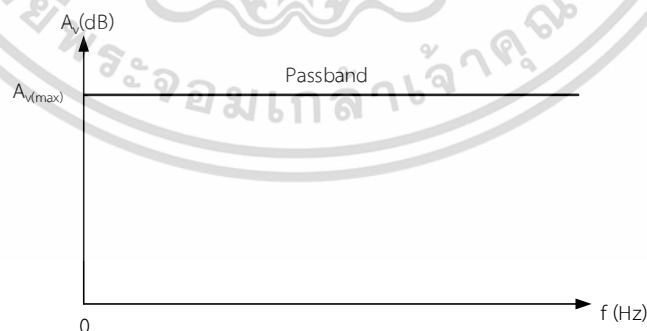
สัญญาณผ่านในบางช่วงของความถี่ โดยสัญญาณความถี่ทางด้านเอาต์พุตช่วง f_{CL} ถึง f_{CH} จะเป็นช่วงย่านความถี่ต่ำสุดถึงความถี่สูงสุดที่สามารถผ่านได้ ดังนั้นอัตราการขยายของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต จะมีค่าเท่ากับศูนย์ เรียกว่าช่วงหยุดแถบความถี่ ดังแสดงในภาพที่ 2.5



ภาพที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่

2.1.4.5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ โดยการตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ตลอดไม่ขึ้นกับค่าความถี่ แต่สิ่งที่น่าสนใจ คือ ผลตอบสนองทางเฟสของวงจร เป็นฟังก์ชันของความถี่ ซึ่งวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่นั้น มีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟส ให้สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสสัญญาณที่แตกต่างจากอินพุต ซึ่งกราฟแสดงผลตอบสนองความถี่ดังแสดงในภาพที่ 2.6 (ปิยะ ศุภวาราสวัสดิ์. 2561: 12)



ภาพที่ 2.6 ผลการตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง (Second Order Multifunction Filter)

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบภายในโครงสร้างวงจรเดียวกัน เช่น สามารถตอบสนองได้ทั้งหมด 5 ฟังก์ชัน ได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และ กรองผ่านทุกความถี่ โดยมีรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก (Biquadratic Function) หรือเรียกสั้นๆ ว่า ไบควอด ซึ่งมีรูปแบบมาตรฐานดังต่อไปนี้ (อัจฉราวรรณ เนื่องนิตย์. 2546 : 19-29)

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

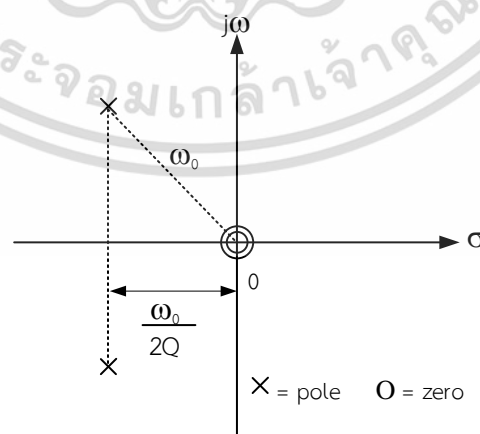
โดยที่ ω_0 คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ (Nature Frequency)

a_0, a_1, a_2 คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ

Q คือ ค่าตัวประกอบคุณภาพ หรือ คิวลิตี้แฟคเตอร์ (Quality Factor)

พิจารณาสมการที่ (2.5) สามารถหาค่าซีโร (Zero) ของฟังก์ชันการถ่ายโอนอันดับสองได้จากค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ ซึ่งจะช่วยให้ทราบถึงชนิด ของวงจรกรองความถี่ได้ ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.1.5.1 กรณีค่าซีโรของทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s (s -plane) ที่ $s=0$ ดังภาพที่ 2.7



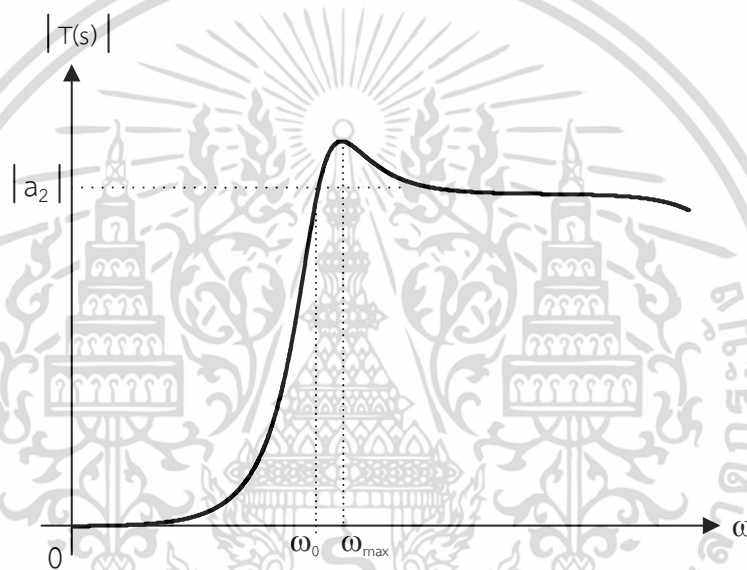
ภาพที่ 2.7 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงอันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.6)$$

จากสมการที่ (2.6) เมื่อกำหนดให้ a_2 คือ อัตราขยายความถี่สูง (High-frequency Gain) และ ω_0 คือค่าความถี่ธรรมชาติ จะได้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรดังแสดงในภาพที่ 2.8



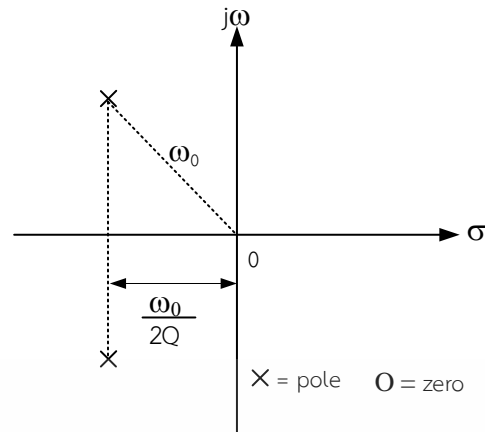
ภาพที่ 2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

2.1.5.2 กรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s ที่ $s = \infty$ ดังแสดงในภาพที่ 2.9 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

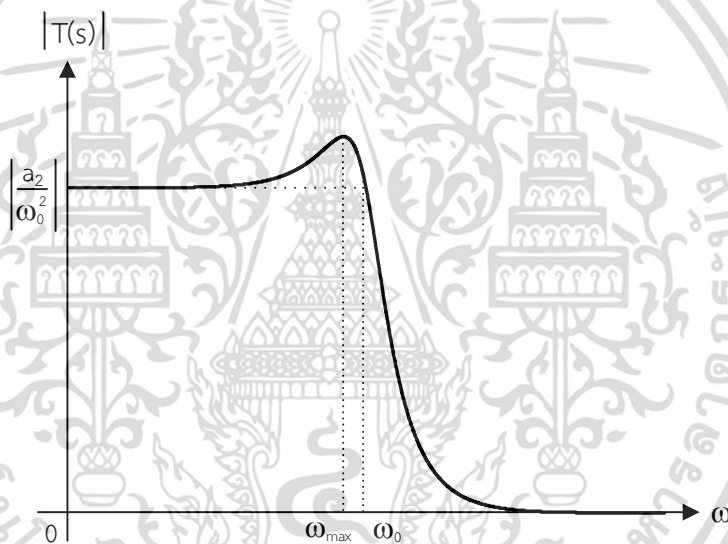
$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

จากสมการที่ (2.7) เมื่อกำหนดให้ $a_0 = \omega_0^2$ จะได้ค่าอัตราขยายไฟตรง (DC Gain) คือ a_0 / ω_0^2 โดยกราฟตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังภาพที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.9 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง



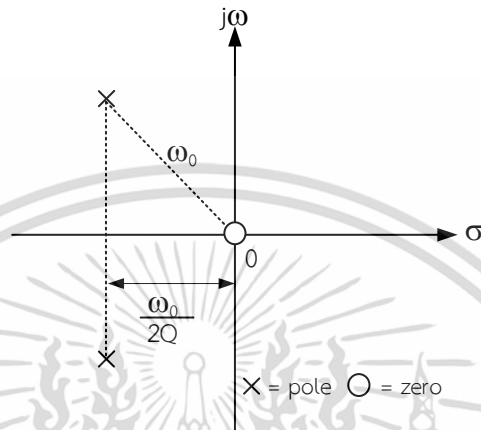
ภาพที่ 2.10 ผลการตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

2.1.5.3 กรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s ที่ตำแหน่งหนึ่ง $s=0$ และอีกด้านหนึ่งที่ตำแหน่ง $s=\infty$ ดังแสดงในภาพที่ 2.11 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

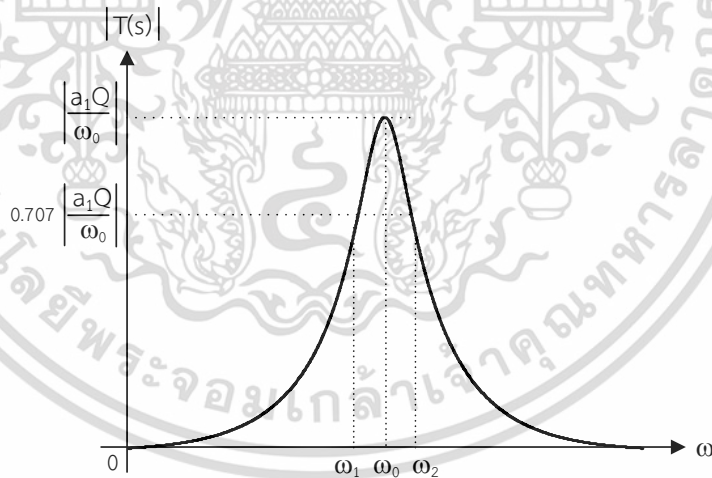
$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.8) เมื่อกำหนดให้ $a_1 = \omega_0 / Q$ จะได้ $a_1 Q / \omega_0$ เป็นอัตราขยายความถี่ ศูนย์กลาง (Center Frequency Gain) ให้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ที่มีค่าสูงสุด (Peak) ที่ $\omega = \omega_0$ หรือ ค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจรมีค่าเท่ากับความถี่ธรรมชาติของสมการ กราฟตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.11 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง



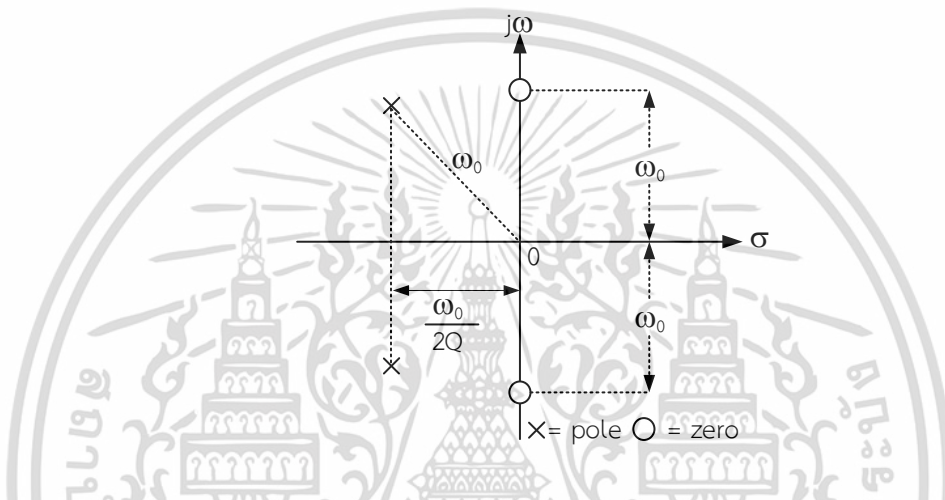
ภาพที่ 2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

2.1.5.4 กรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งอยู่บนแกน $j\omega$ ของระนาบ s ภาพที่ 2.13 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง โดยมีรูปแบบสมการดังนี้

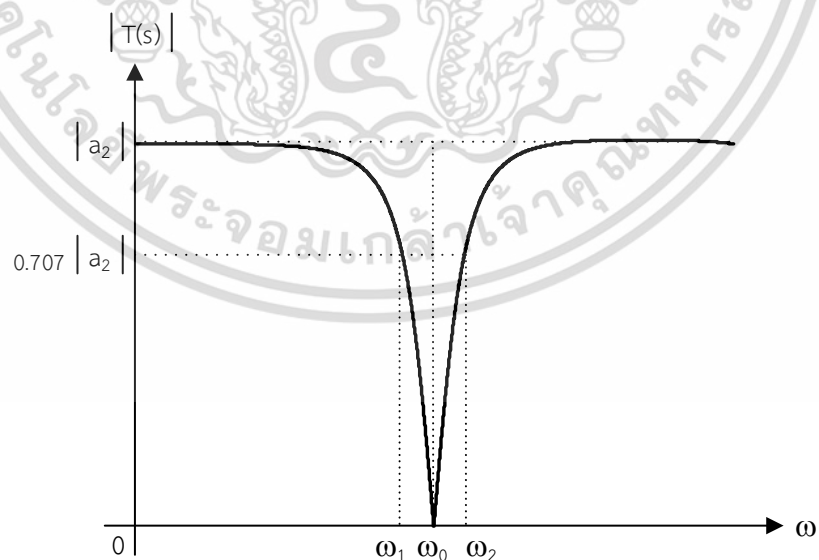
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.9)$$

จากสมการที่ (2.9) เมื่อกำหนดให้ a_2 คือ อัตราขยายความถี่สูงของวงจร และ $a_0 = \omega_0^2$ กราฟตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังภาพที่ 2.14 และค่า ω_0 นี้ เป็นที่รู้จักกันอีกชื่อหนึ่งว่าความถี่น็อทซ์ (Notch Frequency)



ภาพที่ 2.13 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง



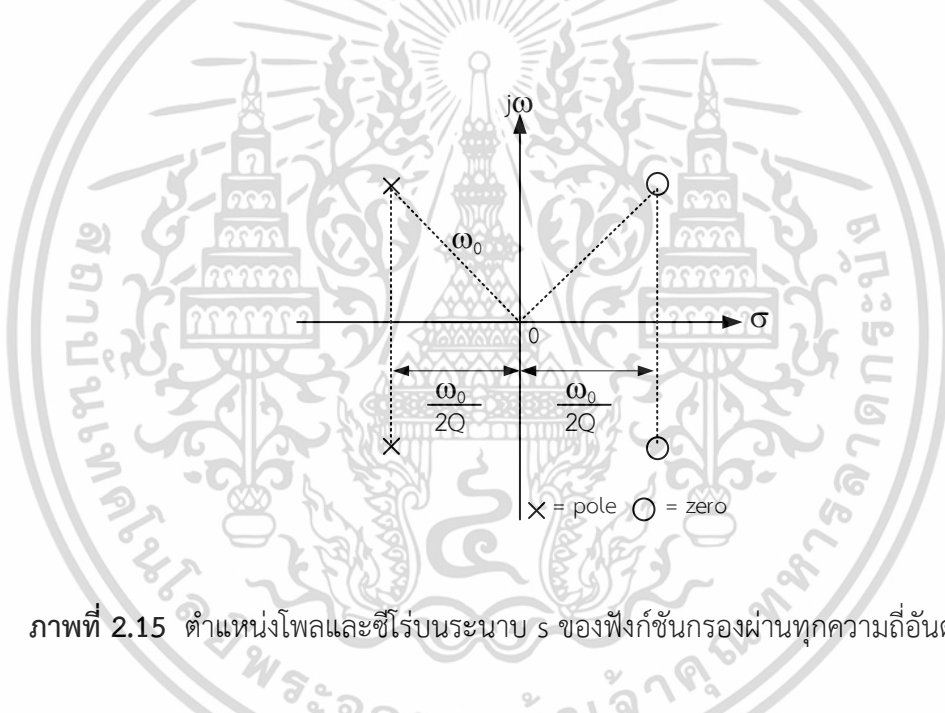
ภาพที่ 2.14 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

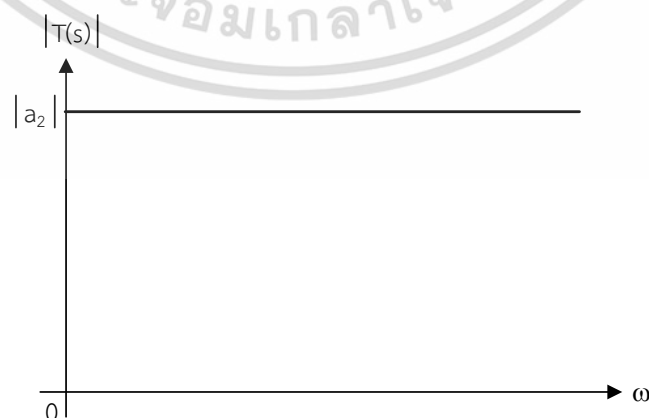
2.1.5.5 กรณีที่ค่าซีโรของสมการทั้งสองค่า มีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวาของระนาบ s โดยมีความสมมาตรกับโพล ดังแสดงในภาพที่ 2.15 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 - a_1 s + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (2.10)$$

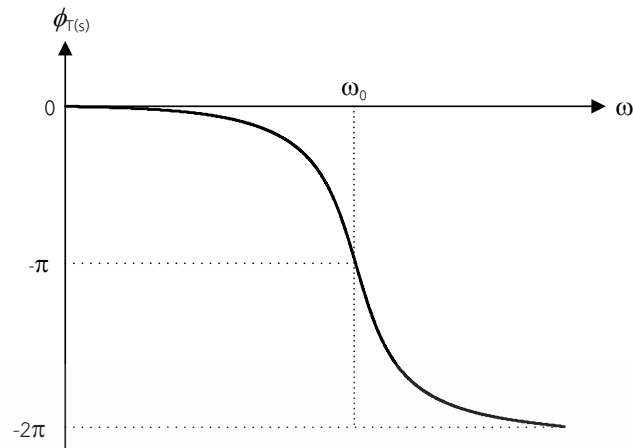
จากสมการที่ (2.10) เมื่อกำหนดให้ $a_0 = a_2 \omega_0^2$ และ $a_1 = a_2 \omega_0 / Q$ จะได้ $|a_2|$ คือ ค่าอัตราขยายแบนราบ (Flat Gain) ของวงจร จะมีกราฟการตอบสนองทางขนาด และเฟสเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังภาพที่ 2.16 และภาพที่ 2.17 ตามลำดับ



ภาพที่ 2.15 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



ภาพที่ 2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่บนเว็บไซต์เป็นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

2.2 แนวคิดพื้นฐานของอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์

2.2.1 คุณสมบัติเบื้องต้นของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออน

วงจรรขยายความนำถ่ายไอออน จัดเป็นวงจรรขยายอีกชนิดหนึ่ง ทำหน้าที่เปลี่ยนผันแรงดันเป็นกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีการทำงานในลักษณะแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแส (Voltage Controlled Current Source : VCCS) อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าเรียกว่า ค่าความนำถ่ายไอออน (Transconductance) หรือ g_m โดยทั่วไปวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนจะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำซึ่งอยู่ในรูปแบบของวงจรรและคุณสมบัติพื้นฐาน คือ มีค่าความต้านทานที่อินพุตและความต้านทานที่เอาต์พุตสูง ส่วนค่าความนำถ่ายไอออนสามารถควบคุมได้โดยกระแสไบแอสจากภายนอก ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนแสดงได้ดังนี้ (มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2552)

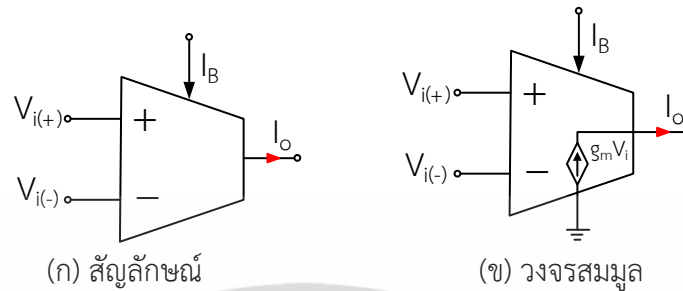
$$I_o = g_m (V_{i(+)} - V_{i(-)}) \quad (2.11)$$

เมื่อ $V_{i(+)}$ คือ แรงดันอินพุตไม่กลับเฟส และ $V_{i(-)}$ แรงดันอินพุตกลับเฟส ส่วน I_o คือ กระแสเอาต์พุต โดยทั่วไปขั้วกระแสเอาต์พุตของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนจะมีหลายขั้วก็ได้ ซึ่งแต่ละขั้วจะมีขนาดกระแสเท่ากัน สำหรับวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนที่สร้างมาจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ค่าความนำถ่ายไอออนเท่ากับ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

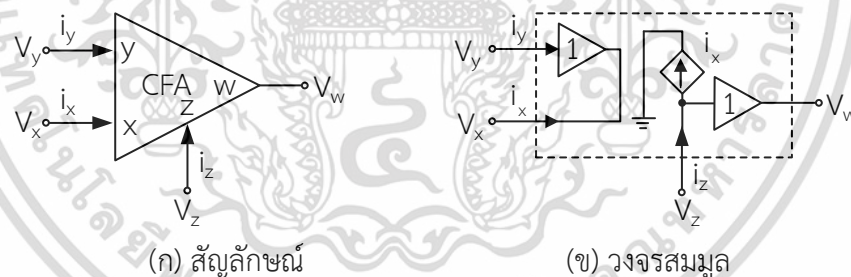
โดยที่ V_T คือ ศักดาความร้อน (Thermal Voltage) มีค่าประมาณ 26mV ที่อุณหภูมิ และ I_B คือ กระแสไบแอสอินพุตที่ใช้ควบคุมค่าความนำถ่ายโอน สัญลักษณ์และวงจรสมมูลแสดงดังภาพที่ 2.18 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



ภาพที่ 2.18 วงจรขยายความนำถ่ายโอน

2.2.2 คุณสมบัติเบื้องต้นของวงจรขยายป้อนกลับกระแส

วงจรขยายป้อนกลับกระแสเป็นอุปกรณ์ที่มี 4 ขา ประกอบด้วยขาอินพุต 2 ขา คือ ขา y และขา x ทำหน้าที่รับแรงดันและอินพุตตามลำดับ ส่วนขาเอาต์พุตมี 2 ขา คือ ขา z และขา w ที่ให้เอาต์พุตเป็นกระแสและแรงดันตามลำดับ ซึ่งสัญลักษณ์และวงจรสมมูลของวงจรขยายป้อนกลับกระแสแสดงดังภาพที่ 2.19



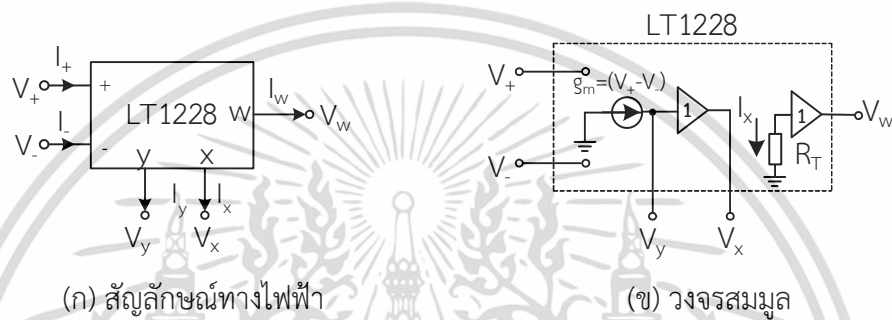
ภาพที่ 2.19 วงจรขยายป้อนกลับกระแส

จากวงจรสมมูลในภาพที่ 2.19 (ข) พบว่าที่ขา y มีวงจรถักแรงดัน (Voltage buffer) อยู่ ดังนั้นที่ขา y จะมีความต้านทานสูงมาก กระแสจึงไม่สามารถไหลเข้าที่ขา y ได้ ($i_y=0$) หรือกล่าวได้ว่า ที่ขา y เหมาะที่จะป้อนอินพุตเป็นแรงดัน ส่วนที่ขา x จะมีความต้านทานต่ำมาก โดยที่ขา x เหมาะที่จะป้อนอินพุตเป็นกระแส ในขณะที่กระแสเอาต์พุตที่ขา z จะมีขนาดกระแสเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่ขา x ($i_z=i_x$) ซึ่ง i_x และ i_z จะมีทิศเหมือนกัน ส่วนแรงดันขา w จะเท่ากับแรงดันขา z ซึ่งในทางอุดมคติความต้านทานที่ขา w จะมีค่าต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 คุณสมบัติเบื้องต้นของไอซีเบอร์ LT1228

ไอซีเบอร์ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ ผลิตโดย Linear Technology Inc โดยองค์ประกอบภายในสร้างขึ้นโดยใช้วงจรรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) และ วงจรรขยายป้อนกลับกระแส (CFA) โดยมีขั้วความต้านทานที่อินพุตสูง คือ ขั้ว V_+ และ ขั้ว V_- และขั้ว ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำ คือ ขั้ว x และขั้ว w (Linear Technology Corporation, 2012) โดย ภาพที่ 2.20 แสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรมุมูลของ LT1228 ตามลำดับ และแสดงสมการของ อินพุตและเอาต์ที่ได้ตั้งสมการที่ (2.13)

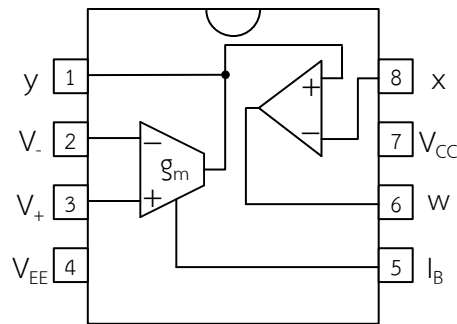


ภาพที่ 2.20 ไอซีเบอร์ LT1228

$$\begin{pmatrix} I_{v_+} \\ I_{v_-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

โดยที่ R_T คือ ค่าอัตราขยายทรานซิสเตอร์ ในอุดมคติจะถือว่า R_T เป็นอนันต์ และค่า g_m ของ LT1228 ถูกควบคุมโดยกระแสไบอัส (I_B)

ไอซีเบอร์ LT1228 มีโครงสร้างภายในดังภาพที่ 2.21 สำหรับการต่อแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงเข้ากับไอซีเบอร์ LT1228 ให้ต่อ V_{CC} เข้ากับขา 7 และ V_{EE} เข้ากับขา 4 ขาอินพุตแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสอยู่ที่ขา 2 และขา 3 ตามลำดับ กระแสเอาต์พุตอยู่ที่ขา 1 ส่วนขา 5 เป็นขาสำหรับป้อนกระแสไบอัส นอกจากนี้ยังมีวงจรรกันชนอยู่ภายในด้วย และมีขั้วแรงดันเอาต์พุตอยู่ที่ขา 6



ภาพที่ 2.21 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LT1228

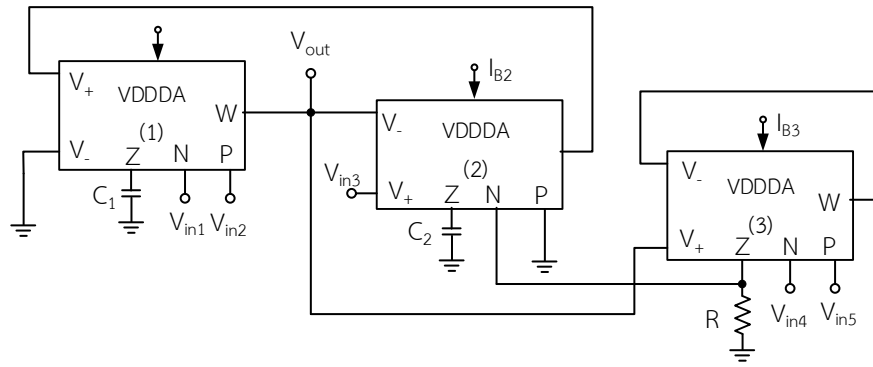
ในทางอุดมคติไอซีเบอร์ LT1228 มีค่าความนำถ่ายโอน ดังสมการต่อไปนี้

$$g_m = 10I_B \quad (2.14)$$

2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ที่มีผู้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปในการออกแบบวงจร เพื่อเปรียบเทียบในด้านต่างๆ โดยมีรายละเอียดดังนี้

Supavarasuwat, et. al. (2018 : 290-299) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดแรงดันห้าอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทาน จำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรนี้มีจุดเด่น คือ เป็นอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำทำให้สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง และสามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระ จากความถี่ ดังวงจรภาพที่ 2.22



ภาพที่ 2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 3 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.22 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{s^2 V_{in2} - s^2 V_{in1} + \frac{skg_{m1}}{C_1} V_{in5} - \frac{skg_{m1}}{C_1} V_{in4} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in3}}{s^2 + \frac{skg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.15)$$

โดยที่

$$k = \frac{g_{m3} R}{g_{m3} R + 1} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.15) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่าน

ความถี่ต่ำ

ให้ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรอง

ผ่านความถี่สูง

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in5} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรอง

ผ่านแถบความถี่

ให้ $V_{in1} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุด

แถบความถี่

ให้ $V_{in1} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองกรอง

ผ่านทุกความถี่

สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

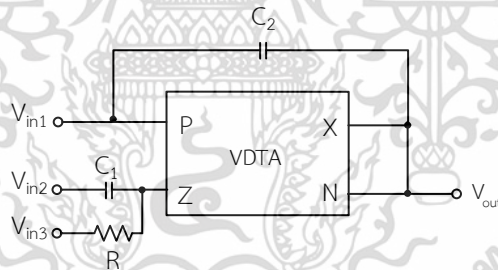
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.17)$$

และ

$$Q = \frac{g_{m3}R+1}{g_{m3}R} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (2.18)$$

อย่างไรก็ตามวงจรภาพที่ 2.22 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

Pimpol, et. al. (2018) ได้นำเสนองจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VDTA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรมีจุดเด่น คือ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า ดังวงจรภาพที่ 2.23



ภาพที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDTA จำนวน 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.23 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{\left[s^2 + s \left(\frac{1}{RC_1} \right) + \left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2} \right) \right] V_{in1} + s \left(\frac{g_{ms}}{C_2} \right) V_{in2} + \left(\frac{g_{ms}}{RC_1C_2} \right) V_{in3}}{s^2 + s \left(\frac{1}{RC_1} \right) + \left(\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2} \right)} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.19) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

ให้ $V_{in1}=V_{in2}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in3}=V_{in}$ และ $g_{mF}=\frac{1}{R}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

ให้ $V_{in1}=-V_{in2}=-V_{in3}=V_{in}$ และ $g_{mF}=g_{ms}=\frac{1}{R}$ และ $C_1=C_2$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

ให้ $V_{in1}=V_{in3}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in2}=V_{in}$ และ $g_{mF}=\frac{1}{R}$ และ $C_1=C_2$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

ให้ $V_{in3}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1}=-V_{in2}=V_{in}$ และ $g_{ms}=\frac{1}{R}$ และ $C_1=C_2$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

ให้ $V_{in3}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1}=\frac{-V_{in2}}{2}=V_{in}$ และ $g_{ms}=\frac{1}{R}$ และ $C_1=C_2$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF}g_{ms}}{C_1C_2}} \quad (2.20)$$

และ

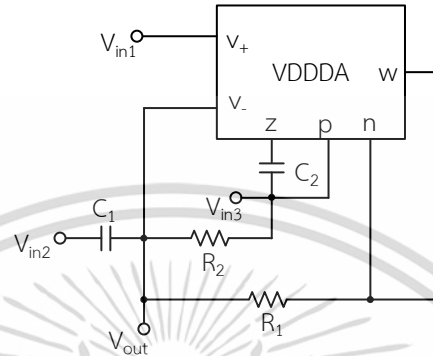
$$Q = R \sqrt{\frac{g_{mF}g_{ms}C_1}{C_2}} \quad (2.21)$$

อย่างไรก็ตามวงจรภาพที่ 2.23 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือซบโพลต์ได้โดยตรง ต้องการการแมชซิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่มีผลลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

Chaichana, et. al. (2017 : 14003) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทานจำนวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรนี้มีจุดเด่น คือสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และไม่ต้องการการแมชชีนนิ่งของอุปกรณ์ ดังวงจรภาพที่ 2.24



ภาพที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.24 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{s^2 V_{in2} + s \frac{1}{C_1 R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_{in3} + \frac{g_m V_{in1}}{2C_1 C_2 R_1}}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + \frac{g_m}{2C_1 C_2 R_1}} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้
 ให้ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ
 ให้ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง
 ให้ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่
 ให้ $V_{in3} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่
 ให้ $V_{in1} = V_{in2} = -V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่
 สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{2C_1 C_2 R_1}} \quad (2.23)$$

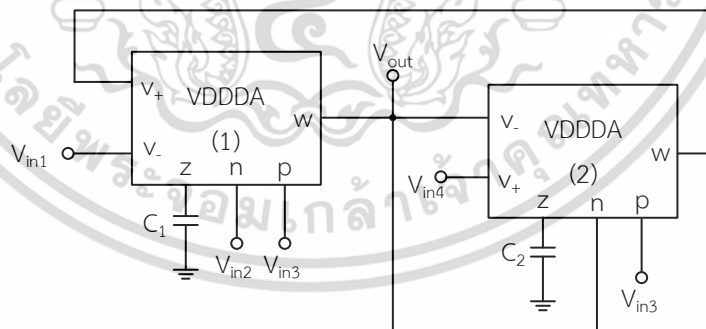
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$Q = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \sqrt{\frac{g_m C_1 R_1}{2C_2}} \quad (2.24)$$

อย่างไรก็ตามวงจรภาพที่ 2.24 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า ไม่มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

Sangyaem, et. al. (2017 : 14-25) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ จำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรนี้มีจุดเด่น คือ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำทำให้สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า และมีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ดังวงจรภาพที่ 2.25



ภาพที่ 2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 2 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.25 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = \frac{s^2 V_{in3} - s^2 V_{in2} + s \frac{g_{m1}}{C_1} V_{in5} - s \frac{g_{m1}}{C_1} V_{in1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2} V_{in4}}{s^2 + s \frac{g_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.25) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in4} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in5} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in4} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

ให้ $V_{in2} = V_{in5} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองกรองผ่านทุกความถี่

สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.26)$$

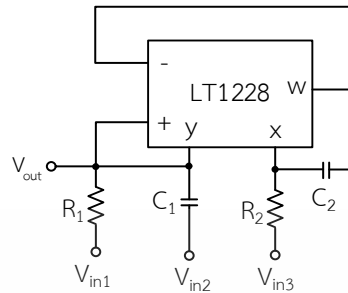
และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}}} \quad (2.27)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.25 มีข้อจำกัดของวงจรถัดนี้ ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรถัด

Suwanjan, et. al. (2017) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ LT1228 จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรมีจุดเด่น คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และไม่ต้องการการแมชชีงกันของอุปกรณ์ ดังวงจรรูปที่ 2.26



ภาพที่ 2.26 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ LT1228 จำนวน 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.26 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{s^2 V_{in2} + s \frac{1}{C_1 R_1} V_{in1} - \frac{g_m}{C_1 C_2 R_2} V_{in3}}{s^2 + s \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R_2}} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.28) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

ให้ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

ให้ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

ให้ $V_{in1} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = -V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

ให้ $V_{in1} = -V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R_2}} \quad (2.29)$$

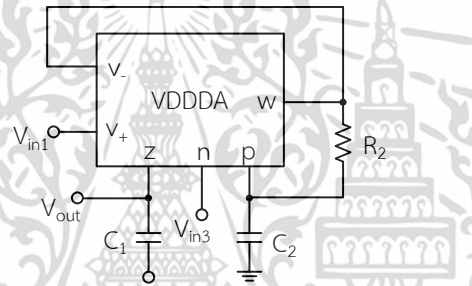
และ

$$Q = R_1 \sqrt{\frac{C_1 g_m}{C_2 R_2}} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.26 มีข้อจำกัดของวงจรถัดนี้ ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรถัด

Siripongdee, et. al. (2015) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทาน จำนวน 1 ตัว และตัวเก็บประจุ จำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรมีจุดเด่น คือ เป็นอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ และมีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ดังวงจรรูปที่ 2.27



ภาพที่ 2.27 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ อุปกรณ์ VDDDA จำนวน 1 ตัว

จากวงจรรูปที่ 2.27 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{s^2 V_{in2} + s \frac{g_m}{C_2} V_{in1} + \left(s \frac{g_m}{C_2} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R} \right) V_{in3}}{s^2 + s \frac{g_m}{C_2} + \frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

ให้ $V_{in2} = 0$ (ลกราวด์) และ $-V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

ให้ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

ให้ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

ให้ $-V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $-2V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

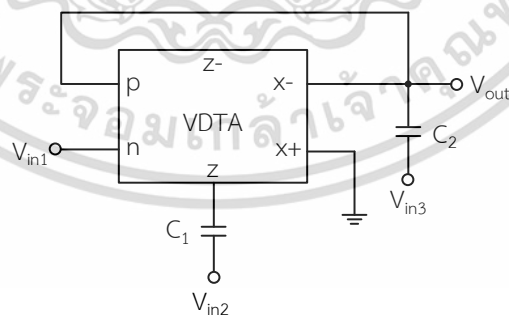
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{C_1 C_2 R}} \quad (2.32)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1 g_m R}} \quad (2.33)$$

อย่างไรก็ตามวงจรภาพที่ 2.27 มีข้อจำกัดของวงจรถัดนี้ ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

Satansup (2012) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ VDTA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรมีจุดเด่น คือ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ดังวงจรภาพที่ 2.28



ภาพที่ 2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ VDTA จำนวน 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.28 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = \frac{s^2 V_{in3} - \left(\frac{g_{mS}}{C_2}\right) s V_{in2} + \left[\left(\frac{g_{mF}}{C_2}\right) s + \frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2} \right] V_{in1}}{s^2 + \left(\frac{g_{mF}}{C_2}\right) s + \frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.34) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้
ให้ $V_{in3} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $g_{mF} = g_{mS}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

ให้ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง
ให้ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ (ลกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่
ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $g_{mF} = g_{mS}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่
ให้ $V_{in1} = 2V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และให้ $g_{mF} = g_{mS}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่
สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \quad (2.35)$$

และ

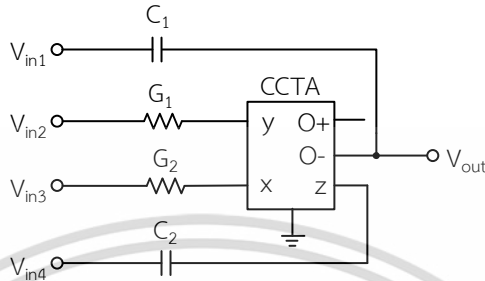
$$Q = \frac{C_2}{g_{mF}} \sqrt{\frac{g_{mF} g_{mS}}{C_1 C_2}} \quad (2.36)$$

อย่างไรก็ตามวงจรถ่ายที่ 2.28 มีข้อจำกัดของวงจรถ่ายนี้ ไม่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือซบโหลดได้โดยตรง ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า ไม่มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรถ่ายได้

Herencsar, et. al. (2009) ได้นำเสนอวงจรถ่ายความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสี่อินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ CCTA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุ จำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรถ่ายนี้มีจุดเด่น คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ต้องการการแมชชีนนิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า และมีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ดังวงจรภาพที่ 2.29



ภาพที่ 2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ CCTA จำนวน 1 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.29 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in1} + s C_2 G_1 V_{in2} + G_2 g_m V_{in3} - s C_2 g_m V_{in4}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 G_1 + G_1 g_m} \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.37) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

ความถี่ต่ำ ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in4} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่าน

ความถี่สูง ให้ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่าน

ความถี่ ให้ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบ

ความถี่ ให้ $V_{in2} = V_{in4} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบ

ความถี่ ให้ $V_{in2} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in4} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุก

สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

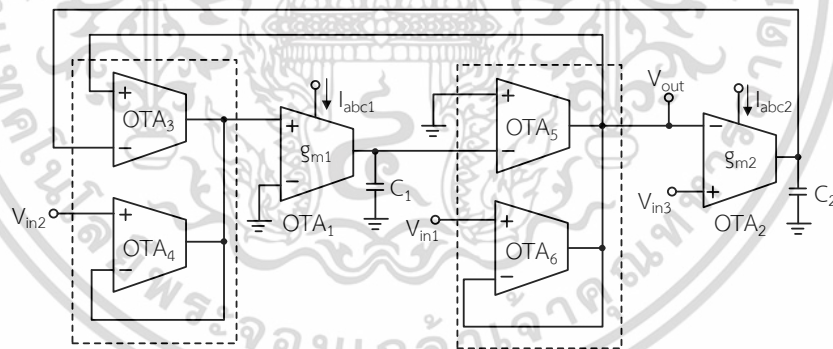
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_2 g_m}{C_1 C_2}} \quad (2.38)$$

และ

$$Q = \frac{1}{G_1} \sqrt{\frac{C_1 G_2 g_m}{C_2}} \quad (2.39)$$

อย่างไรก็ตามวงจรภาพที่ 2.29 มีข้อจำกัดของวงจรงี้ ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือซบโพลได้โดยตรง ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรงี้

Kumngem, et. al. (2008 : 426-431) ได้นำเสนอวงจรงรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ OTA จำนวน 6 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรงี้มีจุดเด่น คือ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ และไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า ดังวงจรงภาพที่ 2.30



ภาพที่ 2.30 วงจรงรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ OTA จำนวน 6 ตัว

จากวงจรงในภาพที่ 2.30 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in3} - s C_1 g_{m2} V_{in2} + g_{m1} g_{m2} V_{in1}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2.40)$$

จากสมการที่ (2.40) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $V_{in2}=V_{in3}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1}=V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ
 ให้ $V_{in1}=V_{in2}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in3}=V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง
 ให้ $V_{in1}=V_{in3}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in2}=V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่
 ให้ $V_{in2}=0$ (ลกราวด์) และ $V_{in1}=V_{in3}=V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่
 สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

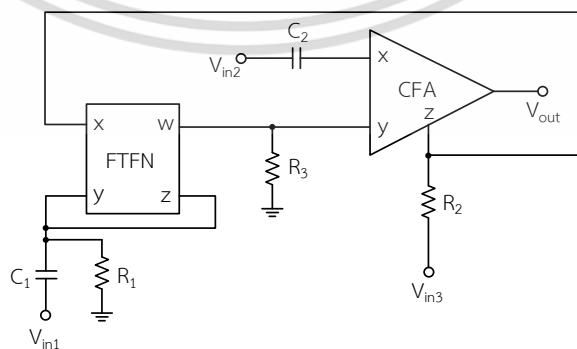
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.41)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}} \quad (2.42)$$

อย่างไรก็ตามวงจรภาพที่ 2.30 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าสูงทำให้ไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ไม่มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

Chiu and Horng (2007 : 649-652) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ FTFN จำนวน 1 ตัว และ CFA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 3 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 5 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยวงจรมีจุดเด่น คือ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำทำให้สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า และมีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง ดังวงจรภาพที่ 2.31



ภาพที่ 2.31 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้อุปกรณ์ FTFN จำนวน 1 ตัวและ

อุปกรณ์ CFA จำนวน 1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในภาพที่ 2.31 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{s^2 C_1 C_3 V_{in1} - \frac{sV_{in2} C_3}{R_1} + \frac{V_{in3}}{R_2 R_3}}{s^2 C_1 C_3 + \frac{sC_3}{R_1} + R_2 R_3} \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.43) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้
 ให้ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ
 ให้ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง
 ให้ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in2} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่
 ให้ $V_{in2} = 0$ (ลงกราวด์) และ $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่
 ให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และให้ $R_1 = R_3$ จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่
 สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (2.44)$$

และ

$$Q = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_3 R_2 R_3}} \quad (2.45)$$

อย่างไรก็ตามวงจรภาพที่ 2.31 ไม่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
 ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจาก
 ความถี่ และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

นอกจากวงจรที่ได้นำเสนอรายละเอียดไปแล้วนั้น ผู้วิจัยยังได้ศึกษาโครงสร้างวงจรกรอง
 ความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันอื่นๆ เพิ่มเติม ผลการศึกษาแสดงดังตารางที่ 2.1

จากตารางที่ 2.1 งานวิจัยที่มีผู้ศึกษาก่อนหน้านี้ ได้แก่ 1. (Kumngern, et al. 2008)
 2. (Horng, 2003 : 185-191) 3. (Chang, et al. 1994 : 2112-2113) 4. (Horng, et al. 1996 :
 534-546) 5. (Horng, et al. 1997 : 151-156) 6. (Chang, et al. 1999 : 305-309) 7. (Horng,
 2004 : 406-409) 8. (Ranjan, et al. 2011 : 439052) 9. (Herencsar, et al. 2009 : 307-310)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

10. (Pathak, et al. 2013 : 987867) 11. (Horng, 2001 : 153-157) 12. (Chang, et al. 2003 : 401-406) 13. (Chiu, et al. 2007 : 649-652) 14. (Shah, et al. 2005 : 197-203) 15. (Chang, et al. 2005 : 221-227) 16. (Hua-Pin, et al. 2008 : 1794-1798) 17. (Kilinç, et al. 2007 : 84-86) 18. (Myderrizi, et al. 2011 : 1074-1081) 19. (Satansup, et al. 2012) 20. (Tangsrirat, et al. 2011 : 703-707) 21. (Hou, et al. 1999 : 929-932) 22. (Pushkar, et al. 2013 : 478213) 23. (Siripongdee, et al. 2017 : 14002) 24. (Sangyaem, et al. 2017 : 14-25) 25. (Supavarasuwat, et al. 2018 : 290-299) 26. (Chaichana, et al. 2017 : 2017) 27. (Siripongdee, et al. 2015) 28. (Pimpol, et al. 2018 : 1-4) 29. (Kumngern, et al. 2011 : 79-82) 30. (Suwanjan, et al. 2017 : 454-457)

ซึ่งผลการศึกษาจากตารางที่ 2.1 แสดงให้เห็นว่างานวิจัยที่ศึกษามีข้อด้อยแตกต่างกันไป ดังนี้ ไม่เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ (8,12-13,15-20,22,28) ไม่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (3-7,10-18,20-21) ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าไม่ต่ำ (1-2,4-9,15-16,18-23,26-30) ต้องการการแมชชีนกันของอุปกรณ์ (6,14,17-20,28-29) ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า (19,27,29,30) ไม่มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง (1-2,5,8,10,12-13,15-20,22-23,26-30) ไม่สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ (1-8,11-13,16-17,19-24,27) และไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้ (1-16,18-30)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 การศึกษาโครงสร้างวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดัน

ลำดับที่	อุปกรณ์แอคทีฟ	จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟ	จำนวน R+C	ขาของอุปกรณ์พาสซีฟ ถูกต่อลงกราวด์ทั้งหมด	อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์	ควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์	ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าต่ำ	ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์	ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า	ผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง	ควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่	ควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจร
1	OTA	6	0+2	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
2	OTA+CCII	3	0+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
3	CCII+VF	4	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
4	CCII	2	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
5	CCII	2	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
6	CCII	2	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
7	CCII	2	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
8	CCCII	2	0+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
9	CCTA	1*	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
10	CDBA	2*	4+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
11	CFA & VF	2	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
12	DDCC	2	2+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
13	DDCC	3	2+2	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
14	FTFN&CFA	2*	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
15	FDCCII	1	3+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
16	FDCCII	2	2+2	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
17	OTRA	1	4+4	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่
18	DXCCII	1	4+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่

ตารางที่ 2.1 (ต่อ)

ลำดับที่	อุปกรณ์แอดทีฟ	จำนวนอุปกรณ์แอดทีฟ	จำนวน R+C	ขาของอุปกรณ์พาสซีฟ ถูกต่อลงกราวด์ทั้งหมด	อุปกรณ์แอดทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์	ควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์	ความต้านทานที่เอาต์พุตมีค่าต่ำ	ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์	ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า	ผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง	ควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่	ควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจร
19	VDTA	1	0+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
20	DVCC	1	2+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
21	CFA**	1	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
22	VD-DIBA	1	1+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
23	LT1228	1	1+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
24	VDDDA	2*	0+2	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
25	VDDDA	3*	0+2	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
26	VDDDA	1	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
27	VDDDA	1	1+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
28	VDTA	1	1+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
29	OTA	9	0+3	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
30	LT1228	1	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่

* CCTA ในลำดับที่ 9 สร้างขึ้นจากไอซีเชิงพาณิชย์สองตัวคือ OPA861 และ MAX435

CDBA ในลำดับที่ 10 มีโครงสร้างจากไอซีเชิงพาณิชย์ AD844 สองตัว

FTFN ในลำดับที่ 14 มีโครงสร้างจากไอซีเชิงพาณิชย์ AD844 สองตัว

VDDDA ในลำดับที่ 24-25 มีโครงสร้างจากไอซีเชิงพาณิชย์สองตัวคือ LT1228 และ AD830

** ในลำดับที่ 21 จำเป็นต้องเชื่อมต่อวงจรกรองที่นำเสนอใหม่เพื่อรับฟังก์ชันการกรองหลายอย่าง

บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัย

จากที่ได้กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องไปแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ ผู้วิจัยได้ดำเนินการวิจัยตามขั้นตอนดังต่อไปนี้

3.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

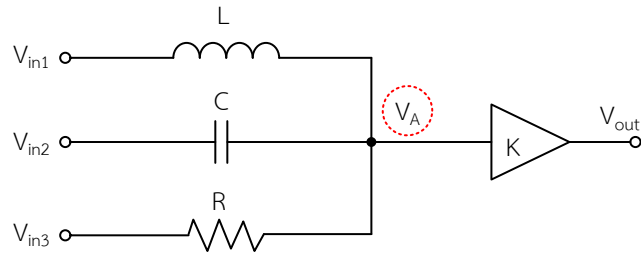
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

3.4 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

3.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

วิธีการสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ ประกอบด้วย วงจรตัวต้านทาน ตัวเก็บเก็บประจุและตัวขดลวดเหนี่ยวนำต่อร่วมกับวงจรขยายสัญญาณ และผลตอบสนองความถี่ทางเอาต์พุตประกอบด้วย ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ในงานวิจัยนี้นำพื้นฐานมาจากกรอบแนวคิด ที่แสดงในภาพที่ 1.1 ประยุกต์สร้างเป็นวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ ที่มีความต้านทานเอาต์พุตที่ต่ำ สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่โพลด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ และสามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้



ภาพที่ 3.1 วงจรการสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้

จากภาพที่ 3.1 พิจารณาที่จุด V_A พบว่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทาน สามารถเขียนสมการได้ตามลำดับ ดังนี้

$$i_L = \frac{V_{in1} - V_A}{sL} \quad (3.1)$$

$$i_C = (V_{in2} - V_A) sC \quad (3.2)$$

$$i_R = \frac{V_{in3} - V_A}{R} \quad (3.3)$$

จากภาพที่ 3.1 วงจรการสังเคราะห์และออกแบบวงจร สามารถนำมาวิเคราะห์หาสมการลักษณะคุณสมบัติของวงจรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ ได้ดังต่อไปนี้ เมื่อพิจารณาที่จุด V_A จะได้สมการลักษณะคุณสมบัติดังสมการที่ (3.4)

$$V_A = \frac{\frac{V_{in1}}{sL} + V_{in2} sC + \frac{V_{in3}}{R}}{\frac{1}{sL} + sC + \frac{1}{R}} \quad (3.4)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{out} จะได้ดังสมการที่ (3.5)

$$V_{out} = KV_A \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากนั้นแทนค่าสมการที่ (3.4) ในสมการที่ (3.5) จะได้ดังสมการที่ (3.6)

$$V_{out} = K \left(\frac{\frac{V_{in1}}{sL} + V_{in2} sC + \frac{V_{in3}}{R}}{\frac{1}{sL} + sC + \frac{1}{R}} \right) \quad (3.6)$$

จัดสมการ V_{out} จะได้ดังสมการที่ (3.7)

$$V_{out} = K \left(\frac{s^2 V_{in2} + \frac{sV_{in3}}{CR} + \frac{V_{in1}}{CL}}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \right) \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) เป็นสมการกรองความถี่โหมดแรงดันของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง สามารถกำหนดฟังก์ชันการทำงานได้โดยการต่อสัญญาณอินพุต (V_{in}) หรือกราวด์ (0) ให้ขั้วอินพุตของวงจร จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบ ดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ดังสมการที่ (3.8)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K}{CL} \frac{1}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (3.8)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ดังสมการที่ (3.9)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Ks^2}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (3.9)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ดังสมการที่ (3.10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K \left(\frac{s}{C(R_1 + R_2)} \right)}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (3.10)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ดังสมการที่ (3.11)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K \left(s^2 + \frac{1}{CL} \right)}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (3.11)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = -V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ดังสมการที่ (3.12)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{K \left(s^2 - \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL} \right)}{s^2 + \frac{s}{CR} + \frac{1}{CL}} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.8) ถึง (3.12) ฟังก์ชันกรองความถี่ทุกฟังก์ชันสามารถปรับอัตราขยายช่วงแถบผ่านได้ที่ K

จากสมการที่ (3.7) จะพบว่าจะได้ความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพ ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.13)$$

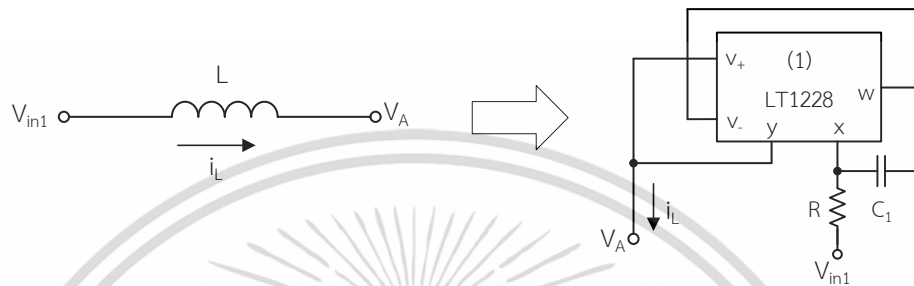
และ

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.13) และ (3.14) สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพด้วย C และ L โดยที่ปัจจัยคุณภาพยังสามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วย R

จากวงจรในภาพที่ 3.1 ผู้วิจัยจะแสดงวิธีการสังเคราะห์วงจรโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 เมื่อพิจารณาจากวงจรจะพบว่าวงจรพื้นฐานนั้น จะประกอบด้วยวงจรถั่วเหนี่ยวนำ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และวงจรถั่วควบคุมขนาดสัญญาณ

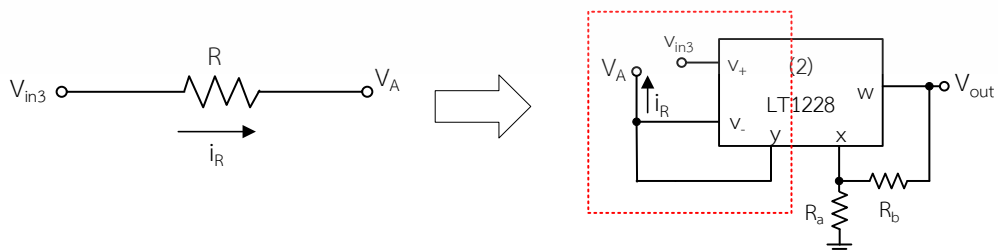


ภาพที่ 3.2 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้ LT1228

จากภาพที่ 3.2 เป็นการสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 สามารถวิเคราะห์วงจรได้ดังนี้

$$i_L = \frac{V_{in1} - V_A}{\frac{C_1 R}{s} + g_{m1}} \tag{3.15}$$

โดยจะพบว่า ค่าพารามิเตอร์ L ที่อยู่ในสมการที่ (3.1) เมื่อออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 คือ $\frac{C_1 R}{g_{m1}}$ ในสมการที่ (3.15)



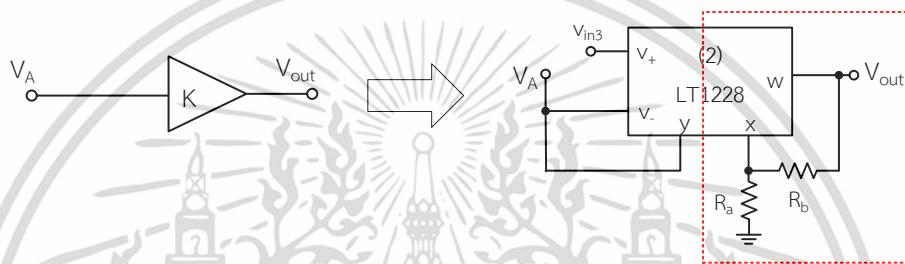
ภาพที่ 3.3 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทานโดยใช้ LT1228

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 3.3 เป็นการสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทานโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 สามารถวิเคราะห์วงจรได้ดังนี้

$$i_R = g_{m2} (V_{in3} - V_A) \quad (3.16)$$

โดยจะพบว่า ค่าพารามิเตอร์ R ที่อยู่ในสมการที่ (3.3) เมื่อออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 คือ $\frac{1}{g_{m2}}$ ในสมการที่ (3.16)

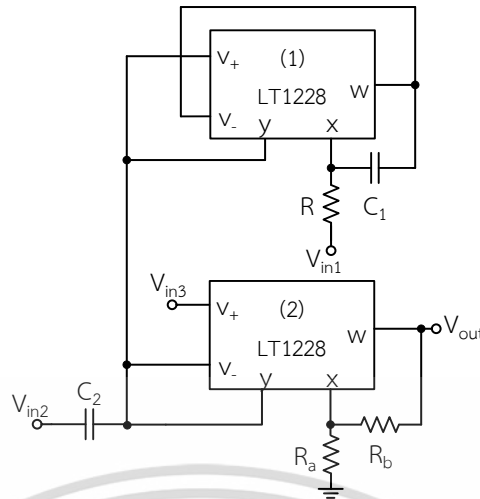


ภาพที่ 3.4 การสังเคราะห์วงจรควบคุมขนาดสัญญาณโดยใช้ LT1228

จากภาพที่ 3.4 เป็นการสังเคราะห์วงจรควบคุมขนาดสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 สามารถวิเคราะห์วงจรได้ดังนี้

$$V_{out} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) V_A \quad (3.16)$$

โดยจะพบว่า ค่าพารามิเตอร์ K ที่อยู่ในสมการที่ (3.5) เมื่อออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 คือ $\frac{R_b}{R_a} + 1$ ในสมการที่ (3.16)



ภาพที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันที่ควบคุมขนาดสัญญาณได้ โดยใช้ LT1228 ที่ได้สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.1

จากการสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวเหนี่ยวนำ วงจรเลียนแบบตัวต้านทาน วงจรตัวเก็บประจุและวงจรควบคุมขนาดสัญญาณ จะได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันที่ควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านได้ ซึ่งเป็นแนวความคิดในงานวิจัยครั้งนี้ จากนั้นทำการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอโดยเลือกใช้อุปกรณ์ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 2 ตัวต่อร่วมกับตัวต้านทานจำนวน 3 ตัวและตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ทำงานในโหมดแรงดัน มีสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต แสดงดังภาพที่ 3.5

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่จากภาพที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สอง โหมดแรงดันที่ควบคุมขนาดสัญญาณได้โดยใช้ LT1228 จากคุณสมบัติ สามารถแสดงด้วยสมการตามสมการที่ (3.17) วิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรนี้ทำงานในอุดมคติได้ดังนี้

$$\begin{pmatrix} I_{v+} \\ I_{v-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 3.5 และสมการที่ (3.17) วิเคราะห์ที่จุด V_{out} หรือแรงดันเอาต์พุตของวงจรที่ขั้ว w_2 ของ LT1228 เมื่อพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรจะได้

$$V_{out} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) (V_{y1}) \quad (3.18)$$

โดย

$$I_{y1} = g_{m1} (V_{+1} - V_{-1}) \quad (3.19)$$

และ

$$I_{y2} = g_{m2} (V_{+2} - V_{-2}) \quad (3.20)$$

เมื่อพิจารณาที่ขั้ว V_{y1} โดยใช้กฎทางด้านกระแสไฟฟ้าจะได้สมการที่ (3.21)

$$V_{w1} = \frac{g_{m1} V_{y1} - g_{m2} V_{y1} - sC_2 V_{y1} + g_{m2} V_{in3} + sC_2 V_{in2}}{g_{m1}} \quad (3.21)$$

เมื่อพิจารณาที่ขั้ว V_{x1} โดยใช้กฎทางด้านกระแสไฟฟ้าจะได้สมการที่ (3.22)

$$V_{w1} = \frac{V_{x1} sC_1 R + V_{x1} - V_{in1}}{sC_1 R} \quad (3.22)$$

แทนสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.22) จะได้สมการที่ (3.23)

$$V_{y1} = \frac{s^2 C_1 C_2 R V_{in2} + sC_1 R g_{m2} V_{in3} + g_{m1} V_{in1}}{s^2 C_1 C_2 R + sC_1 R g_{m2} + g_{m1}} \quad (3.23)$$

จัดรูปแบบสมการเพื่อหาสมการที่จุด V_{-1} จะได้สมการที่ (3.24)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{y1} = \frac{s^2 V_{in2} + \frac{sg_{m2} V_{in3}}{C_2} + \frac{g_{m1} V_{in1}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.24)$$

แทนสมการที่ (3.24) ลงในสมการที่ (3.18) เพื่อหาสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_{out})
จะได้สมการที่ (3.25)

$$V_{out} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left(\frac{s^2 V_{in2} + \frac{sg_{m2} V_{in3}}{C_2} + \frac{g_{m1} V_{in1}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.25) จะสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ที่ต้องการ โดยไม่ต้องการการเมทซิงกันของอุปกรณ์ และไม่ต้องเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน แต่ละแบบ ดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ดังสมการที่ (3.26)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left(\frac{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.26)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ดังสมการที่ (3.27)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left(\frac{s^2}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.27)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ดังสมการที่

(3.28)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left(\frac{\frac{sg_{m2}}{C_2}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.28)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ดังสมการที่ (3.29)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left(\frac{\frac{s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}}{C_1 C_2 R}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.29)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = -V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ดังสมการที่ (3.30)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left(\frac{\frac{s^2 - \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}}{C_2}}{s^2 + \frac{sg_{m2}}{C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \right) \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.26) ถึง (3.30) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.31) และ (3.32)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.31)$$

และ

$$Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1} C_2}{C_1 R}} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

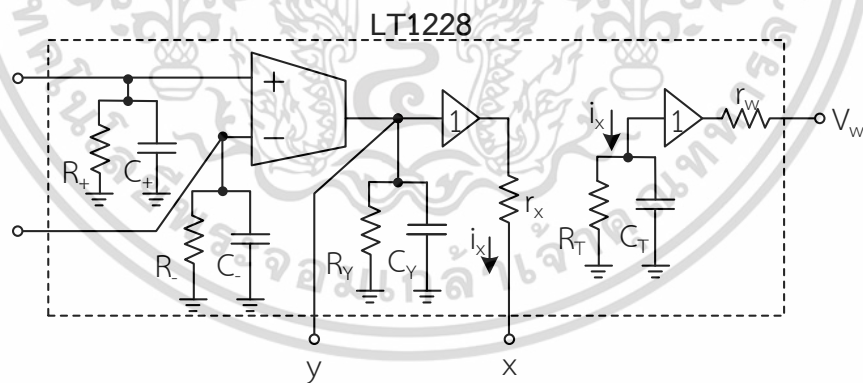
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่ในกรณีที่ LT1228 ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ มีปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร คือ ผลกระทบอันเนื่องมาจากอุปกรณ์แฝงในตัว LT1228 สามารถอธิบายได้ ดังนี้

3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในตัวของ LT1228

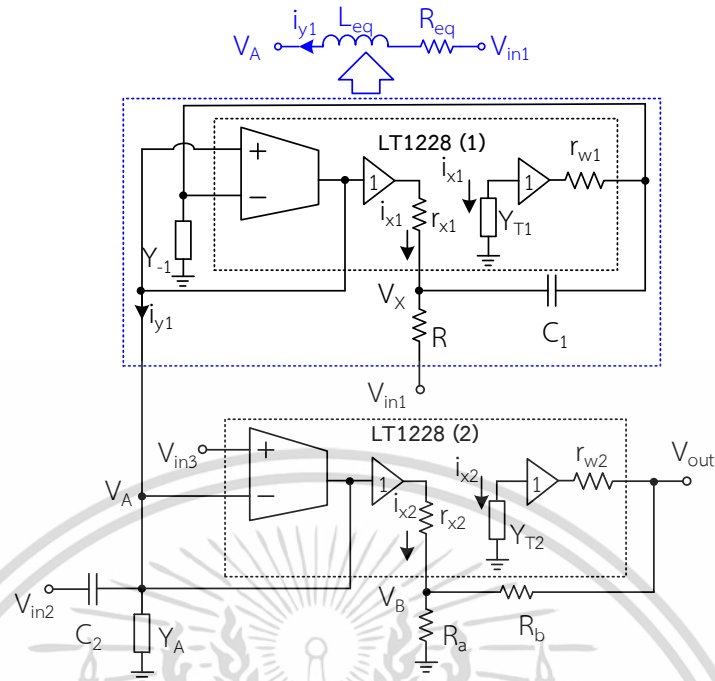
ผลกระทบที่มีผลต่อวงจรที่ออกแบบ คือ ค่าของอุปกรณ์แฝงของ LT1228 จะมีค่าความต้านทานและค่าความจุแฝง เกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ ของ LT1228 ซึ่งเป็นปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร เป็นผลให้การทำงานคลาดเคลื่อนไปจากอุดมคติ ซึ่งจะสามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ ดังได้แสดงดังรูปที่ 3.6

เมื่อพิจารณาจากภาพที่ 3.6 ลักษณะอุปกรณ์แฝงที่ขั้วของ LT1228 (Jaikla, et. al. 2021 : 7376) ในสภาวะปกติจะมีค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงอยู่ทุกขั้ว ซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร โดยค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงนั้นถูกเชื่อมต่อกันแบบขนาน และจะปรากฏในขั้วที่มีอินพุตและเอาต์พุตที่มีแอมพลิจูดสูงที่ต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อื่น ได้แก่ ขั้ว V_+ (R_+/C_+), V_- (R_-/C_-), และ y (R_y/C_y) นอกจากนี้ยังมี R_T/C_T ที่แฝงอยู่ภายใน LT1228 และในส่วนค่าความต้านทาน r_x และ r_w จะปรากฏในขั้วที่มีอินพุตแอมพลิจูดต่ำ ได้แก่ ขั้ว x และ w ตามลำดับ



ภาพที่ 3.6 ค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงที่ขั้วของ LT1228

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ที่นำเสนอ จากภาพที่ 3.5 เมื่อพิจารณาผลกระทบจากอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นที่จุดต่างๆ ซึ่งสามารถแสดงการเชื่อมต่ออุปกรณ์ทั้งหมด ได้ดังภาพที่ 3.7



ภาพที่ 3.7 วงจรรองความถี่ที่นำเสนอกรณีพิจารณาผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้วต่างๆ

จากวงจรภาพที่ 3.7 พิจารณาค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงของวงจร เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณา กำหนดให้ Y_A , Y_{-1} , Y_{T1} และ Y_{T2} เป็นส่วนกลับความต้านทานแฝงรวมส่วนที่เป็นตัวต้านทานแฝงและตัวเก็บประจุแฝงรวมในกรณีทำงานที่ความถี่สูง โดยกำหนดให้

$$Y_{T1} = sC_{T1} + G_{T1} \tag{3.33}$$

$$Y_{T2} = sC_{T2} + G_{T2} \tag{3.34}$$

$$Y_{-1} = sC_{-1} + G_{-1} \tag{3.35}$$

$$Y_A = sC_A + G_A \tag{3.36}$$

$$C_A = C_{+1} + C_{-2} + C_{y1} + C_{y2} \tag{3.37}$$

$$G_A = G_{+1} + G_{-2} + G_{y1} + G_{y2} \tag{3.38}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 3.7 และสมการที่ (3.17) วิเคราะห์ที่ LT1228 ตัวที่ 1 เขียนสมการกระแสที่เข้า y_1 จะได้

$$i_{y1} = g_{m1} (V_{+1} - V_{-1}) \quad (3.39)$$

ใช้ KCL ที่โนด V_{x1} จะได้สมการ

$$\frac{V_{y1} - V_{x1}}{r_{x1}} = \frac{V_{x1} - V_{in1}}{R} + (V_{x1} + V_{-1}) sC_1 \quad (3.40)$$

จัดรูปสมการ ได้ดังนี้

$$V_{y1} + \frac{r_{x1} V_{in1}}{R} + sC_1 r_{x1} V_{-1} = V_{x1} \left(1 + \frac{r_{x1}}{R} + sC_1 r_{x1} \right) \quad (3.41)$$

ใช้ KCL ที่โนด V_{-1} จะได้สมการ

$$V_{-1} Y_{-1} = \frac{V_{w1} - V_{-1}}{r_{w1}} (V_{x1} - V_{-1}) sC_1 \quad (3.42)$$

จากวงจรในภาพที่ 3.7 สามารถเขียนสมการที่เข้า w_1 ได้ดังนี้

$$V_{w1} = \frac{i_{x1}}{Y_{T1}} = \frac{V_{y1} - V_{x1}}{Y_{T1} R_{x1}} \quad (3.43)$$

แทนสมการที่ (3.43) ลงในสมการที่ (3.42) จะได้

$$r_{w1} V_{-1} Y_{-1} = \frac{V_{y1} - V_{x1}}{Y_{T1} r_{x1}} - V_{-1} + V_{x1} sC_1 r_{w1} - V_{-1} sC_1 r_{w1} \quad (3.44)$$

จากสมการที่ (3.44) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{x1} = \frac{V_{y1} - V_{-1} (r_{w1} Y_{-1} + sC_{1w1} + 1) Y_{T1} r_{x1}}{1 - sC_{1w1} r_{x1} Y_{T1}} \quad (3.45)$$

แทนสมการที่ (3.45) ลงในสมการที่ (3.41) จะได้

$$V_{y1} + \frac{r_{x1} V_{in1}}{R} + sC_{1x1} r_{x1} V_{-1} = \frac{V_{y1} - V_{-1} (r_{w1} Y_{-1} + sC_{1w1} + 1) Y_{T1} r_{x1}}{1 - sC_{1w1} r_{x1} Y_{T1}} \left(1 + \frac{r_{x1}}{R} + sC_{1x1} \right) \quad (3.46)$$

จากสมการที่ (3.46) กำหนดให้

$$A = r_{w1} Y_{-1} + sC_{1w1} + 1 \quad (3.47)$$

$$B = 1 + \frac{r_{x1}}{R} + sC_{1x1} \quad (3.48)$$

$$D = 1 - sC_{1w1} r_{x1} Y_{T1} \quad (3.49)$$

แทนค่าสมการที่ (3.47), (3.48) และ (3.49) ในสมการที่ (3.46) จะได้

$$V_{y1} + \frac{r_{x1} V_{in1}}{R} + sC_{1x1} r_{x1} V_{-1} = \frac{V_{y1} B - V_{-1} A B Y_{T1} r_{x1}}{D} \quad (3.50)$$

จากสมการที่ (3.50) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{-1} (sC_{1x1} D + A B Y_{T1} r_{x1}) = V_{y1} (B - D) - \frac{r_{x1} D V_{in1}}{R} \quad (3.51)$$

จากสมการที่ (3.33) และ (3.35) เมื่อพิจารณาที่ความถี่ต่ำ ($s=0$) จะได้

$$Y_{T1} = sC_{T1} + G_{T1} \cong G_{T1} \quad (3.52)$$

$$Y_{-1} = sC_{-1} + G_{-1} \cong G_{-1} \quad (3.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น จากสมการที่ (3.47) และ (3.49) ในสมการที่ (3.46) จะได้

$$A = sC_1 r_{w1} + r_{w1} G_{-1} + 1 \quad (3.54)$$

$$D = 1 - sC_1 r_{w1} r_{x1} G_{T1} \quad (3.55)$$

แทนค่าสมการที่ (3.54) และ (3.55) ในสมการที่ (3.51) จะได้

$$V_{-1} (sC_1 r_{x1} - s^2 C_1^2 r_{x1}^2 r_{w1} G_{T1} + ABG_{T1} r_{x1}) = V_{y1} \left(\frac{r_{x1}}{R} + sC_1 r_{x1} + sC_1 r_{w1} r_{x1} G_{T1} \right) - V_{in1} \left(\frac{r_{x1}}{R} - \frac{r_{x1} sC_1 r_{w1} r_{x1} G_{T1}}{R} \right) \quad (3.56)$$

จากสมการที่ (3.56) พิจารณาให้ $\frac{r_{w1} r_{x1}}{R_{T1}} \cong 0$ จะได้

$$V_{-1} (sC_1 r_{x1} - s^2 C_1^2 r_{x1}^2 r_{w1} G_{T1} + ABG_{T1} r_{x1}) = V_{y1} \left(\frac{r_{x1}}{R} + sC_1 r_{x1} \right) - V_{in1} \left(\frac{r_{x1}}{R} \right) \quad (3.57)$$

จากสมการที่ (3.57) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{-1} (sC_1 - s^2 C_1^2 r_{x1} r_{w1} G_{T1} + ABG_{T1}) = V_{y1} \left(\frac{1}{R} + sC_1 \right) - \frac{V_{in1}}{R} \quad (3.58)$$

แทนค่าสมการที่ (3.48) และ (3.54) ในสมการที่ (3.58) จะได้

$$V_{-1} \left\{ sC_1 - s^2 C_1^2 r_{x1} r_{w1} G_{T1} + G_{T1} \left[s^2 C_1^2 r_{x1} r_{w1} + sC_1 r_{x1} + sC_1 r_{w1} r_{x1} G_{-1} + sC_1 r_{w1} + \frac{sC_1 r_{w1} r_{x1}}{R} + (r_{w1} G_{-1} + 1) \left(1 + \frac{r_{x1}}{R} \right) \right] \right\} = V_{y1} \left(\frac{1}{R} + sC_1 \right) - \frac{V_{in1}}{R} \quad (3.59)$$

จากสมการที่ (3.59) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{-1} \left\{ sC_1 \left[1 + \frac{r_{x1}}{R_{T1}} \left(1 + \frac{r_{w1}}{R_{-1}} \right) + \frac{r_{w1}}{R_{T1}} \left(1 + \frac{r_{x1}}{R} \right) \right] + \frac{1}{R_{T1}} \left(\frac{r_{w1}}{r_{w1} // R_{-1}} \right) \left(\frac{r_{x1}}{r_{x1} // R} \right) \right\} = V_{y1} \left(\frac{1}{R} + sC_1 \right) - \frac{V_{in1}}{R} \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.60) กำหนดให้

$$C_1^* = C_1 \left[1 + \frac{r_{x1}}{R_{T1}} \left(1 + \frac{r_{w1}}{R_{-1}} \right) + \frac{r_{w1}}{R_{T1}} \left(1 + \frac{r_{x1}}{R} \right) \right] \quad (3.61)$$

$$R^* = \frac{1}{R_{T1}} \left(\frac{r_{w1}}{r_{w1} // R_{-1}} \right) \left(\frac{r_{x1}}{r_{x1} // R} \right) \quad (3.62)$$

แทนค่าสมการที่ (3.61) และ (3.62) ในสมการที่ (3.60) จะได้

$$V_{-1} = V_{y1} \left(\frac{1 + sC_1 R}{sC_1^* R + R^* R} \right) - \frac{V_{in1}}{sC_1^* R + R^* R} \quad (3.63)$$

แทนค่าสมการที่ (3.63) ในสมการที่ (3.39) จะได้

$$i_{y1} = \frac{g_{m1}}{sC_1^* R + R^* R} \left[V_{y1} (sC_1^* R + R^* R) - V_{y1} - V_{y1} sC_1 R + V_{in1} \right] \quad (3.64)$$

จากสมการที่ (3.64) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$i_{y1} = \frac{1}{\frac{sC_1^* R}{g_{m1}} + \frac{R^* R}{g_{m1}}} \left[V_{in1} - V_{y1} (sC_1 R + 1 - sC_1^* R - R^* R) \right] \quad (3.65)$$

จากสมการที่ (3.65) กำหนดให้ $L_{eq} = \frac{C_1^* R}{g_{m1}}$ และ $R_{eq} = \frac{R^* R}{g_{m1}}$ สามารถเขียนสมการได้

ดังนี้

$$i_{y1} = \frac{1}{sL_{eq} + R_{eq}} \left[V_{in1} - V_{y1} (sC_1 R + 1 - sL_{eq} g_{m1} - R_{eq} g_{m1}) \right] \quad (3.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.61) และ (3.62) แทนลงใน L_{eq} และ R_{eq} จะได้

$$L_{eq} = \frac{C_1^* R}{g_{m1}} = \frac{C_1 R}{g_{m1}} \left[1 + \frac{r_{x1}}{R_{T1}} \left(1 + \frac{r_{w1}}{R_{-1}} \right) + \frac{r_{w1}}{R_{T1}} \left(1 + \frac{r_{x1}}{R} \right) \right] \quad (3.67)$$

$$R_{eq} = \frac{R^* R}{g_{m1}} = \frac{r_{w1} r_{x1} R}{g_{m1} R_{T1} (r_{w1} // R_{-1}) (r_{x1} // R)} \quad (3.68)$$

จากสมการที่ (3.67) และ (3.68) ถ้ากำหนดให้ R_{T1} และ R_{-1} มีค่ามากกว่า r_{x1} , r_{w1} และ R มากๆ จะทำให้ $R_{eq} \cong 0$ และ $L_{eq} \cong \frac{C_1 R}{g_{m1}}$ ทำให้ค่าความต้านทานแฝงไม่มีผลกระทบต่อวงจร

จากสมการที่ (3.66) จึงจะได้ว่า

$$i_{y1} = \frac{g_{m1}}{sC_1 R} [V_{in1} - V_{y1}] \quad (3.69)$$

ใช้ KCL ที่โหนด V_A จะได้สมการ

$$i_{yA} = i_{C2} + i_{y2} + i_{y1}$$

$$V_{y1} Y_A = sC_2 V_{in2} - sC_2 V_{y1} + g_{m2} V_{in3} - g_{m2} V_{y1} + \frac{g_{m1} V_{in1}}{sC_1 R} - \frac{g_{m1} V_{y1}}{sC_1 R} \quad (3.70)$$

จากสมการที่ (3.70) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{y1} \left(Y_A + sC_2 + g_{m2} + \frac{g_{m1}}{sC_1 R} \right) = sC_2 V_{in2} + g_{m2} V_{in3} + \frac{g_{m1} V_{in1}}{sC_1 R} \quad (3.71)$$

จากสมการที่ (3.36) แทนลงในสมการที่ (3.71) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{y1} \left(sC_A + G_A + sC_2 + g_{m2} + \frac{g_{m1}}{sC_1R} \right) = sC_2 V_{in2} + g_{m2} V_{in3} + \frac{g_{m1} V_{in1}}{sC_1R} \quad (3.72)$$

จากสมการที่ (3.72) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{y1} = \frac{s^2 C_1 C_2 R V_{in2} + s C_1 R g_{m2} V_{in3} + g_{m1} V_{in1}}{s^2 C_1 R (C_A + C_2) + s C_1 R (G_A + g_{m2}) + g_{m1}} \quad (3.73)$$

จากสมการที่ (3.73) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{y1} = \frac{\frac{s^2 C_2 V_{in2}}{C_A + C_2} + s \frac{g_{m2} V_{in3}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1} V_{in1}}{C_1 R (C_A + C_2)}}{s^2 + s \frac{G_A + g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \quad (3.74)$$

จากภาพที่ 3.7 พิจารณาที่ส่วนวงจรเทียบเคียงของ LT1228 ตัวที่ 2 ดังนี้
ใช้ KCL ที่โหนด V_B จะได้

$$i_{x2} = i_{Ra} + i_{Rb}$$

$$\frac{V_{y1} - V_B}{r_{x2}} = \frac{V_B}{R_a} + \frac{V_B - V_{out}}{R_b} \quad (3.75)$$

$$V_B \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{r_{x2}} \right) = \frac{V_{out}}{R_b} + \frac{V_{y1}}{r_{x2}} \quad (3.76)$$

$$V_B = \frac{R_a r_{x2} V_{out} + R_a R_b V_{y1}}{R_b r_{x2} + R_a r_{x2} + R_a R_b} \quad (3.77)$$

จากสมการที่ (3.77) กำหนดให้

$$A = R_b r_{x2} + R_a r_{x2} + R_a R_b \quad (3.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (3.78) ในสมการที่ (3.77) จะได้

$$V_B = \frac{R_a r_{x2} V_{out} + R_a R_b V_{y1}}{A} \quad (3.79)$$

จากวงจรในภาพที่ 3.7 สามารถเขียนสมการที่ขั้ว w_2 ได้ดังนี้

$$V_{w2} = \frac{i_{x2}}{Y_{T2}} = \frac{V_{y1} - V_B}{Y_{T2} r_{x2}} \quad (3.80)$$

ใช้ KCL ที่โหนด V_{out} จะได้

$$\frac{V_{w2} - V_{out}}{r_{w2}} = \frac{V_{out} - V_B}{R_b} \quad (3.81)$$

แทนสมการที่ (3.80) ลงในสมการที่ (3.81) จะได้

$$\frac{V_{y1} - V_B}{Y_{T2} r_{x2} r_{w2}} - \frac{V_{out}}{r_{w2}} = \frac{V_{out} - V_B}{R_b} \quad (3.82)$$

จากสมการที่ (3.82) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_B = \frac{Y_{T2} r_{x2} (R_b + r_{w2}) V_{out} - R_b V_{y1}}{Y_{T2} r_{x2} r_{w2} - R_b} \quad (3.83)$$

แทนสมการที่ (3.79) ลงในสมการที่ (3.83) จะได้

$$\frac{R_a r_{x2} V_{out} + R_a R_b V_{y1}}{A} = \frac{Y_{T2} r_{x2} (R_b + r_{w2}) V_{out} - R_b V_{y1}}{Y_{T2} r_{x2} r_{w2} - R_b} \quad (3.84)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{y1}} = \frac{\left[R_a R_b^2 - R_a R_b r_{x2} Y_{T2} - A R_b \right]}{\left[R_a r_{x2}^2 r_{w2} Y_{T2} - R_a R_b r_{x2} - A Y_{T2} r_{x2} (R_b + r_{w2}) \right]} \quad (3.85)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ (3.78) ลงในสมการที่ (3.85) จะได้

$$\frac{V_{out}}{V_{y1}} = \frac{R_a R_b^2 - R_a R_r r_{w2} Y_{T2} - (R_b r_{x2} + R_a r_{x2} + R_a R_b) R_b}{R_a r_{x2}^2 r_{w2} Y_{T2} - R_a R_r r_{w2} - (R_b r_{x2} + R_a r_{x2} + R_a R_b) Y_{T2} r_{w2} (R_b + r_{w2})} \quad (3.86)$$

จากสมการที่ (3.86) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{y1}} = \frac{\left(\frac{R_b}{R_a} + 1 + Y_{T2} r_{w2} \right)}{1 + Y_{T2} \left(\frac{R_b r_{x2}}{R_a} + r_{x2} + R_b + \frac{r_{x2} r_{w2}}{R_a} + r_{w2} \right)} \quad (3.87)$$

จากสมการที่ (3.87) พิจารณาค่าโพล Y_{T2} ในเทอมส่วน ถ้ากำหนด r_{x2} และ r_{w2} มีค่าน้อยมากๆ โดย R_a และ R_b มีค่ามากกว่า r_{x2} และ r_{w2} และค่าความถี่ใช้งานของวงจรมีค่าน้อยกว่าหรือประมาณ $\frac{1}{2\pi C_{T2} R_b}$ พบว่าโพลดังกล่าวมีค่าน้อยมากๆ และจะส่งผลกระทบต่อความถี่ที่สูงกว่าความถี่ใช้งานของวงจรถัดไป จึงทำให้ไม่ต้องคิดผลกระทบของโพล และ จากสมการที่ (3.87) พิจารณาค่าซีโร Y_{T2} ในเทอมเศษ ถ้ากำหนด r_{x2} และ r_{w2} มีค่าน้อยมากๆ โดย R_a และ R_b มีค่ามากกว่า r_{x2} และ r_{w2} และค่าความถี่ใช้งานของวงจรมีค่าน้อยกว่าหรือประมาณ $\frac{1}{2\pi C_{T2} r_{w2}}$ พบว่าซีโรดังกล่าวมีค่าน้อยมากๆ และจะส่งผลกระทบต่อความถี่ที่สูงกว่าความถี่ใช้งานของวงจรถัดไป จึงทำให้ไม่ต้องคิดผลกระทบของซีโร สามารถประมาณสมการได้ดังสมการที่ (3.88)

$$\frac{V_{out}}{V_{y1}} = \frac{R_b}{R_a} + 1 \quad (3.88)$$

จากสมการที่ (3.88) สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$V_{out} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) V_{y1} \quad (3.89)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการที่ (3.75) ลงในสมการที่ (3.89) เพื่อหาสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_{out})
จะได้สมการที่ (3.90)

$$V_{out} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left[\frac{s^2 \frac{C_2}{C_2 + C_A} v_{in2} + s \frac{g_{m2}}{C_A + C_2} v_{in3} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)} v_{in1}}{s^2 + s \frac{G_A + g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \right] \quad (3.90)$$

โดยที่ $C_A = C_{+1} + C_{-2} + C_{y1} + C_{y2}$ และ $G_A = G_{+1} + G_{-2} + G_{y1} + G_{y2}$

จากสมการที่ (3.90) จะสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตเพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ที่ต้องการ โดยไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และไม่ต้องเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน แต่ละแบบ ดังนี้

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำ ดังสมการที่ (3.91)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left[\frac{\frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}}{s^2 + s \frac{G_A + g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \right] \quad (3.91)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูง ดังสมการที่ (3.92)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left[\frac{s^2 \frac{C_2}{C_2 + C_A}}{s^2 + s \frac{G_A + g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \right] \quad (3.92)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่ ดังสมการที่ (3.93)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left[\frac{s \frac{g_{m2}}{C_A + C_2}}{s^2 + s \frac{G_A + g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \right] \quad (3.93)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = 0$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่ ดังสมการที่ (3.94)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left[\frac{s^2 \frac{C_2}{C_2 + C_A} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}}{s^2 + s \frac{G_A + g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \right] \quad (3.94)$$

เมื่อกำหนดให้ $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = -V_{in}$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่ ดังสมการที่ (3.95)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left[\frac{s^2 \frac{C_2}{C_2 + C_A} - s \frac{g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}}{s^2 + s \frac{G_A + g_{m2}}{C_A + C_2} + \frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \right] \quad (3.95)$$

จากสมการที่ (3.91) ถึง (3.95) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพดังสมการที่ (3.96) และ (3.97)

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 R (C_A + C_2)}} \quad (3.96)$$

และ

$$Q^* = \frac{1}{G_A + g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1} (C_A + C_2)}{C_1 R}} \quad (3.97)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์

เมื่อสังเคราะห์วงจรและได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว สามารถนำสมการความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพของวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติมาทำการออกแบบค่าอุปกรณ์ โดยจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจรดังต่อไปนี้

ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอจะออกแบบจากโครงสร้างไอซีที่ใช้งานจริง โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ คือ ไอซีเบอร์ LT1228 จำนวนสองตัวต่อร่วมกัน เมื่อพิจารณาไอซีเบอร์ LT 1228 เพื่อหาค่าอัตราขยายกระแสของวงจรความนำถ่ายโอนหรือ g_m เมื่อค่า $g_m = 10I_B$ และ I_B คือค่ากระแสไบอัสจากภายนอก

กรณีศึกษาการออกแบบวงจรที่ 1 การออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำผ่านและวงจรกรองผ่านความถี่สูงให้มีความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 200kHz และปัจจัยคุณภาพเท่ากับ 1 สามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหาค่าความถี่คัตออฟได้จากสมการที่ (3.31) และปัจจัยคุณภาพได้จากสมการที่ (3.32)

จากสมการที่ (3.31) และ(3.32) แทนค่า $g_m = 10I_B$ จะได้สมการความถี่คัตออฟดังสมการที่ (3.98) และ(3.99)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{10I_{B1}}{C_1 C_2 R}} \quad (3.98)$$

และ

$$Q = \frac{1}{10I_{B2}} \sqrt{\frac{10I_{B1} C_2}{C_1 R}} \quad (3.99)$$

จากสมการที่ (3.98) และ(3.99) กำหนดค่า I_{B1} และหาค่า I_{B2} เพื่อให้สามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติและปัจจัยคุณภาพได้อย่างอิสระจากกันด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และกำหนด $I_{B1} = 157.91 \mu A$, $C_1 = C_2 = 1nF$ และ $R = 1k\Omega$ โดยให้มีความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 200kHz และปัจจัยคุณภาพเท่ากับ 1

เมื่อ $Q=1$ จะหาค่า I_{B2} ได้จากสมการที่ (3.99)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{B2} = \frac{1}{10Q} \sqrt{\frac{10I_{B1}C_2}{C_1R}} \quad (3.100)$$

จากสมการที่ (3.100) กำหนดให้ $I_{B1} = 157.91 \mu A$, $C_1 = C_2 = 1nF$ และ $R = 1k\Omega$ จะหาค่า I_{B2} ได้ดังนี้

$$I_{B2} = \frac{1}{(10)(1)} \sqrt{\frac{10(157.91 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-9})}{(1 \times 10^{-9})(1 \times 10^3)}} = 125.66 \mu A \quad (3.101)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอกฎเกณฑ์ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่านความถี่สูงมีความถี่ธรรมชาติเท่ากับ $200kHz$ จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = 157.91 \mu A$, $I_{B2} = 125.66 \mu A$ และกำหนดให้มีค่า $C_1 = C_2 = 1nF$ และ $R = 1k\Omega$

กรณีศึกษาการออกแบบวงจรที่ 2 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรหยุดแถบความถี่ ให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำเท่ากับ $120kHz$ และความถี่คัตออฟด้านสูงเท่ากับ $335kHz$ โดยที่สามารถหาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการที่ (3.100)

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \quad (3.102)$$

จากสมการที่ (3.102) สามารถคำนวณหาแบนด์วิดท์ได้ดังนี้

$$BW = 335kHz - 120kHz = 215kHz \quad (3.103)$$

หาความถี่ธรรมชาติได้จากสมการที่ (3.104)

$$f_0 = \sqrt{f_{CL} \times f_{CH}} \quad (3.104)$$

จากสมการที่ (3.104) สามารถคำนวณหาความถี่ธรรมชาติได้ดังนี้

$$f_0 = \sqrt{(120 \times 10^3) \times (335 \times 10^3)} = 200.50kHz \quad (3.105)$$

หาค่าปัจจัยคุณภาพได้จาก สมการที่ (3.106)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (3.106)$$

จากสมการที่ (3.106) สามารถคำนวณหาปัจจัยคุณภาพได้ดังนี้

$$Q = \frac{200.50 \times 10^3}{215 \times 10^3} = 0.93 \quad (3.107)$$

จากสมการที่ (3.98) เมื่อ $\omega = 2\pi f$ จะหาค่า ปัจจัยคุณภาพได้จาก สมการที่ (3.108)

$$I_{B1} = \frac{C_1 C_2 R (2\pi f)^2}{10} \quad (3.108)$$

จากสมการที่ (3.108) กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ และ $R = 1\text{k}\Omega$ จะหาค่า I_{B1} ได้จากสมการที่ (3.109) ดังนี้

$$I_{B1} = \frac{(1 \times 10^{-9})(1 \times 10^{-9})(1 \times 10^3)(2\pi \times 200.50 \times 10^3)^2}{10} = 158.70 \mu\text{A} \quad (3.109)$$

จากสมการที่ (3.100) สามารถหา I_{B2} ได้ดังนี้

$$I_{B2} = \frac{1}{(10)(0.93)} \sqrt{\frac{10(158.70 \times 10^{-6})(1 \times 10^{-9})}{(1 \times 10^{-9})(1 \times 10^3)}} = 135.46 \mu\text{A} \quad (3.110)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรองความถี่ที่นำเสนอ กรณีฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ผ่าน และกรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คutoff ที่ด้านต่ำเท่ากับ 120kHz ความถี่คutoff ด้านสูงเท่ากับ 335kHz จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = 158.70 \mu\text{A}$, $I_{B2} = 135.46 \mu\text{A}$ และกำหนดให้ $C_1 = 1\text{nF}$, $C_2 = 1\text{nF}$ และ $R = 1\text{k}\Omega$

จากการสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่ที่ได้ รวมทั้งการวิเคราะห์สมณะของวงจรทั้งหมดที่ผ่านมา จะนำไปทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจรเพื่อยืนยันผลในบทที่ 4 และสรุปอภิปรายผลวิทยานิพนธ์ในบทที่ 5 ต่อไป

บทที่ 4

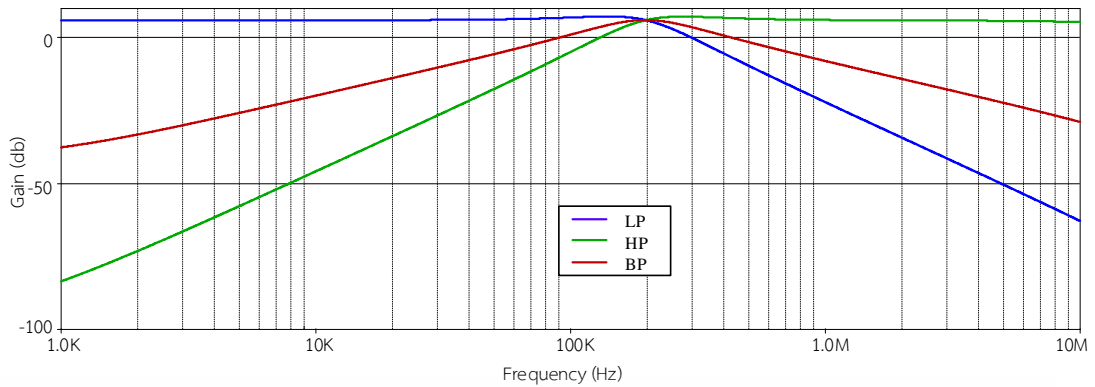
ผลการวิจัย

ในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ เพื่อเป็นการยืนยันผลการทำงานของวงจรว่ามีคุณสมบัติเป็นไปตามวัตถุประสงค์ และเป็นไปตามหลักการที่ได้สังเคราะห์วิเคราะห์ และออกแบบไว้ในบทที่ 3 ซึ่งจะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง พร้อมทั้งอภิปรายผลจากการทดสอบเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

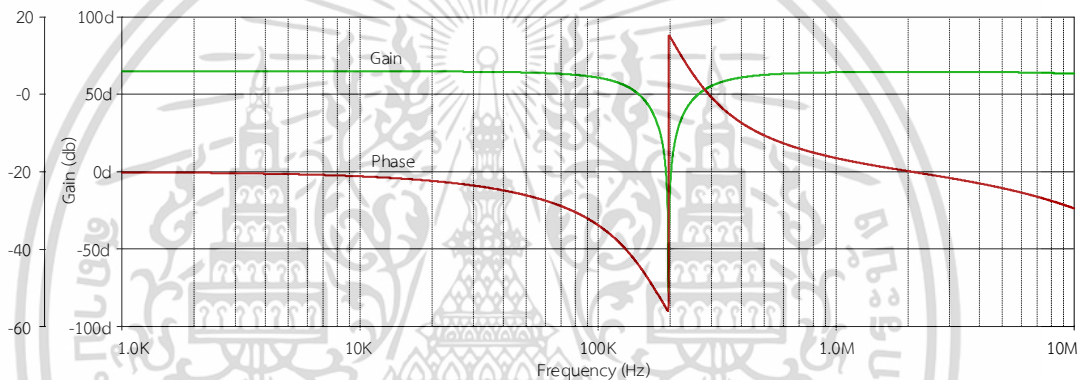
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้อุปกรณ์ LT1228 จำนวนสองตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานขนาด $1\text{ k}\Omega$ จำนวนสามตัว คือ R_1 , R_2 และ R_3 และตัวเก็บประจุขนาด 1 nF จำนวนสองตัว คือ C_1 และ C_2 โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5\text{V}$ แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์ 50 mVp-p มีการจ่ายกระแสไบอัสให้อุปกรณ์ I_{B1} มีค่าเท่ากับ $157.91\text{ }\mu\text{A}$ และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ $125.66\text{ }\mu\text{A}$ ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ f_0 ของวงจรจากการคำนวณในทางอุดมคติ คือ 200 kHz และปัจจัยคุณภาพ หรือ Q เท่ากับ 1 และอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 2 เท่า (6 dB)

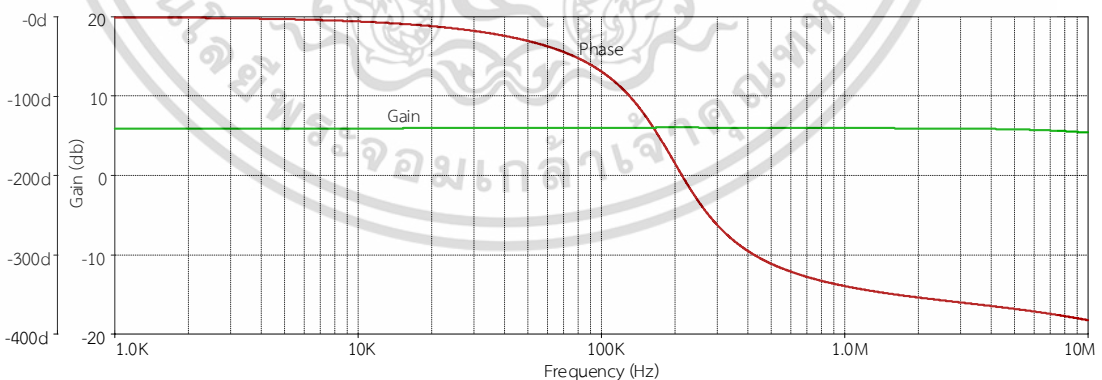
การทดสอบผลการตอบสนองทางความถี่โดยป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ เพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันการทำงานตามตารางที่ 1.1 พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 5 ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ โดยเลือกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายสัญญาณที่อินพุตของวงจร ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.8)-(3.12) ผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดและเฟส แสดงดังภาพที่ 4.1, 4.2 และ 4.3



ภาพที่ 4.1 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่



ภาพที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่



ภาพที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

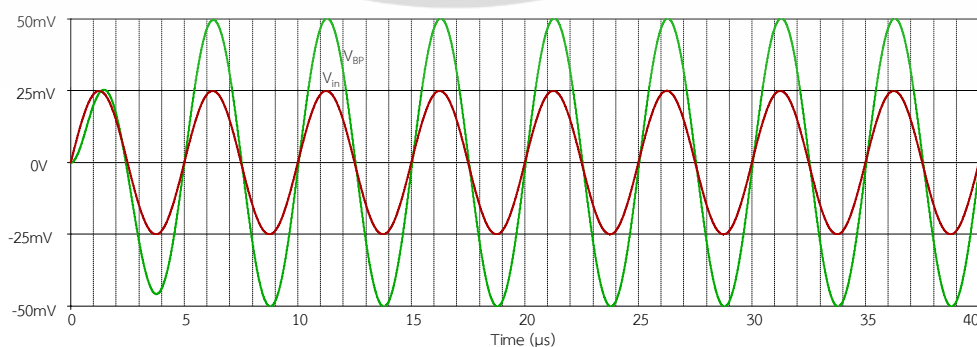
จากภาพที่ 4.1 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ วงจรทำงานตอบสนองความถี่ f_0 เท่ากับ 197 kHz (คาดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.5) และ Q เท่ากับ 0.99 (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1) อัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ สำหรับฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ คือ 6.02dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.33) 6.01dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.17) และ 6.05dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.83) ตามลำดับ

จากภาพที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ อัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรรองหยุดแถบความถี่ ที่ความถี่ต่ำและความถี่สูง คือ 5.97dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.50) และ 5.73dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 4.50) ตามลำดับ มีสาเหตุมาจากการที่วงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ผลกระทบเนื่องจากความต้านทานและความจุแฝงในตัว LT1228 ซึ่งได้วิเคราะห์และอธิบายไว้ในบทที่ 3

จากภาพที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ อัตราขยายช่วงแถบผ่านของกรองผ่านทุกความถี่ ที่ความถี่ต่ำ ความถี่สูง และความถี่กลาง คือ 5.94dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.00) 5.95dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.83) และ 6.05dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.83) ตามลำดับ พบว่าเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ จะเปลี่ยนจาก 0° ที่ความถี่ต่ำเป็น -360° ที่ความถี่สูง

เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ 50mVp-p ความถี่ f_0 เท่ากับ 200kHz ให้กับวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) ในสภาวะชั่วขณะของรูปคลื่นจากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสภาวะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าการตอบสนองทางเวลาจากสภาวะการทำงานของวงจรตั้งแต่เริ่มต้นจนเข้าสู่สภาวะเสถียร ค่าแรงดันเอาต์พุตใหญ่กว่าอินพุตประมาณสองเท่า ซึ่งมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ ดังภาพที่ 4.4 และพบว่าความเพี้ยนโดยรวมของสัญญาณฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD) ของแรงดันเอาต์พุตฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ร้อยละ 0.046

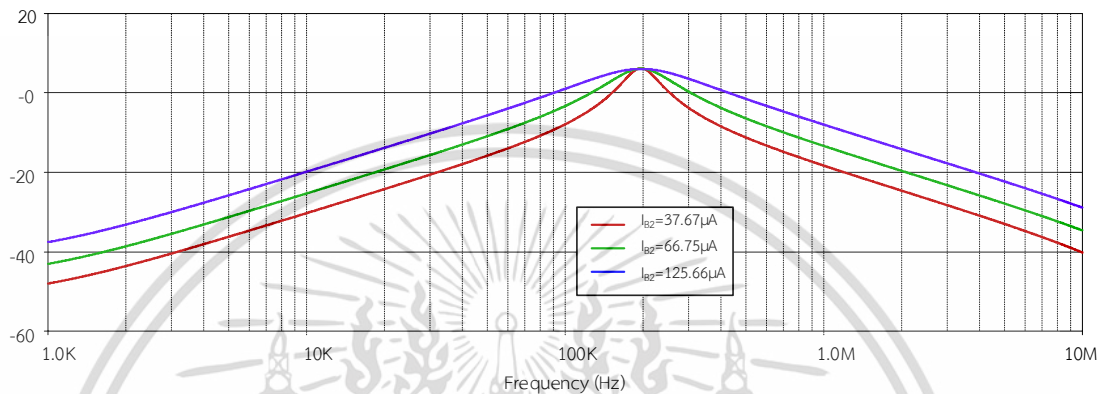


ภาพที่ 4.4 สัญญาณไซน์อินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ที่ความถี่ f_0

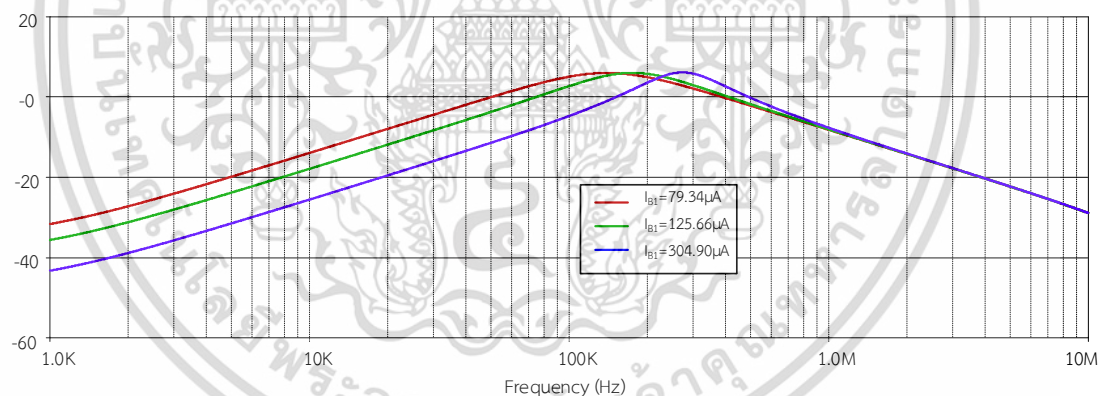
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นเป็นประโยชน์ในการนำ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรที่นำเสนอสามารถควบคุมตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติผ่านกระแสไบอัส I_{B2} โดยค่าที่ทดสอบมีค่าเท่ากับ $37.67\mu\text{A}$, $66.75\mu\text{A}$ และ $125.66\mu\text{A}$ ตามลำดับ โดย I_{B1} เท่ากับ $157.91\mu\text{A}$ จากการเปรียบเทียบผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B2} จะได้ผลการทดลองดังภาพที่ 4.5 ซึ่งจะแปรผันตามค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 3.40, 1.88 และ 1.00 ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.32)



ภาพที่ 4.5 เปรียบเทียบผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B2}

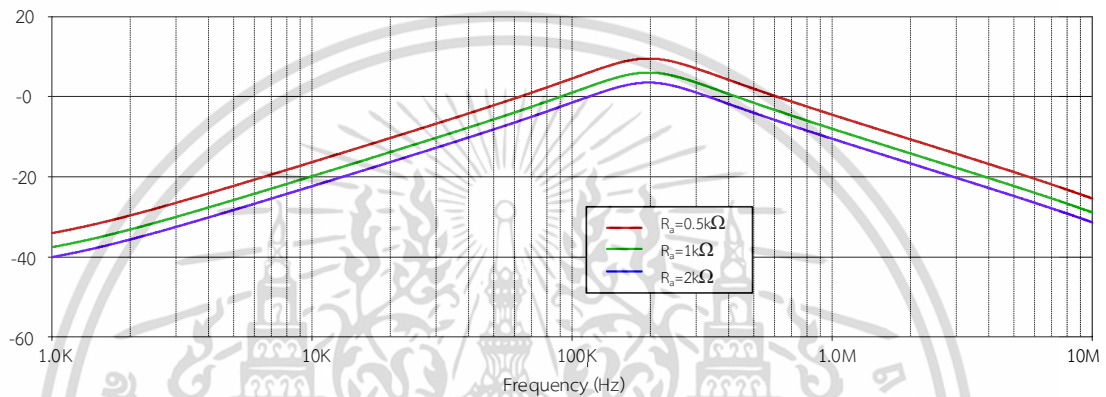


ภาพที่ 4.6 ผลการควบคุมความถี่ธรรมชาติฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B1}

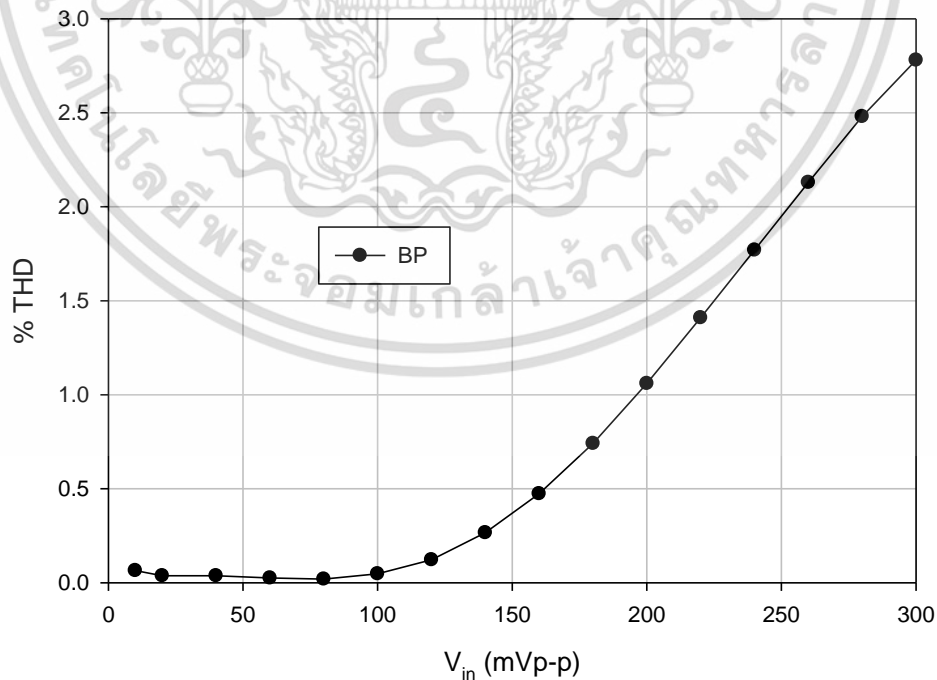
จากภาพที่ 4.6 เปรียบเทียบค่าตัวประกอบคุณภาพจากผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B1} โดยค่าที่ทดสอบมีค่าเท่ากับ $79.34\mu\text{A}$, $125.66\mu\text{A}$ และ $304.90\mu\text{A}$ ตามลำดับ โดย I_{B2} เท่ากับ $125.66\mu\text{A}$ ส่งผลให้ความถี่ธรรมชาติเปลี่ยนเป็น 139.64kHz , 175.39kHz , 272.90kHz ตามลำดับ และส่งผลให้ตัวประกอบคุณภาพเปลี่ยนเป็น 0.71, 0.89, และ 1.37 ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม การปรับ I_{B1} จะส่งผลกระทบต่อความถี่ธรรมชาติและตัวประกอบคุณภาพด้วย ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.31) และ (3.32)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรที่นำเสนอ โดยไม่ส่งผลกับความถี่ธรรมชาติ และตัวประกอบคุณภาพ ต้องปรับค่าที่อุปกรณ์ R_3 ทดลองโดยปรับค่า R_3 ผ่านฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ กำหนดให้ R_3 มีค่า $0.5\text{k}\Omega$, $1\text{k}\Omega$ และ $2\text{k}\Omega$ ตามลำดับ โดยที่ R_1 เท่ากับ $1\text{k}\Omega$ จากภาพที่ 4.7 แสดงผลการเปรียบเทียบด้วยการควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่าน โดยปรับค่า R_3 ผลที่ได้คือ 9.57dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.31), 6.05dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.48), และ 3.55dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.79), ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม ก็ปรับค่า R_3 ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.89)



ภาพที่ 4.7 เปรียบเทียบผลการควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านโดยปรับค่า R_3



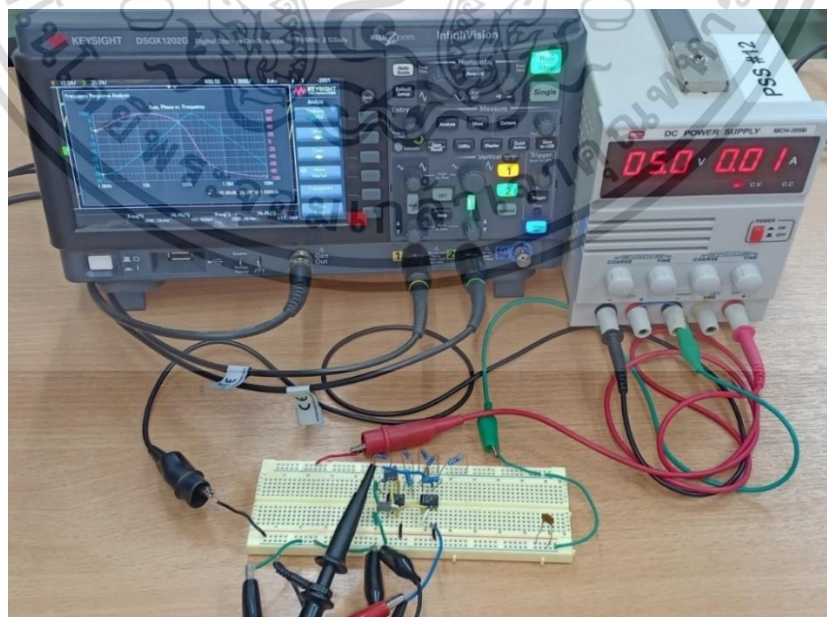
ภาพที่ 4.8 ความผิดเพี้ยนฮาร์โมนิกของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบย่านการรับระดับแรงดันสัญญาณอินพุต (Input dynamic Range) ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ที่ชั่ววินาทีของวงจรที่ความถี่ 200 kHz และปรับสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10 mVp-p ถึง 300 mVp-p ป้อนกระแสไบอัสคงที่ $I_{B1} = 157.91 \mu\text{A}$ และ $I_{B2} = 125.66 \mu\text{A}$ จากการทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ วัดที่จุดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต เพื่อหาค่าผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) ผลการจำลองการทำงาน แสดงดังรูปที่ 4.8 พบว่าสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่จะมีค่าไม่เป็นเชิงเส้น เมื่อสัญญาณอินพุตมีขนาดมากกว่า 180 mVp-p โดยมีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกเกินร้อยละ 1 และเมื่อค่าแรงดันอินพุตที่ป้อนสูงขึ้น จะส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสูงขึ้นตามไปด้วย

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

เพื่อทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ด้วยการต่อวงจรจริง การทดสอบจะใช้ไอซีสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ เบอร์ LT1228 และใช้อุปกรณ์ต่อรวมต่างๆ ค่าเดียวกับทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice คือ การต่อวงจรร่วมกับตัวต้านทานขนาด 1 k Ω จำนวนสามตัว คือ R_1 , R_2 และ R_3 และตัวเก็บประจุขนาด 1 nF จำนวนสองตัว คือ C_1 และ C_2 โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5\text{V}$ แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์ 50 mVp-p มีการจ่ายกระแสไบอัสให้อุปกรณ์ I_{B1} มีค่าเท่ากับ 157.91 μA และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ 125.66 μA ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ f_0 ของวงจรจากการคำนวณในทางอุดมคติ คือ 200 kHz และปัจจัยคุณภาพ หรือ Q เท่ากับ 1 และอัตราขยายช่วงแถบผ่านเท่ากับ 2 เท่า (6 dB) แสดงดังภาพที่ 4.9

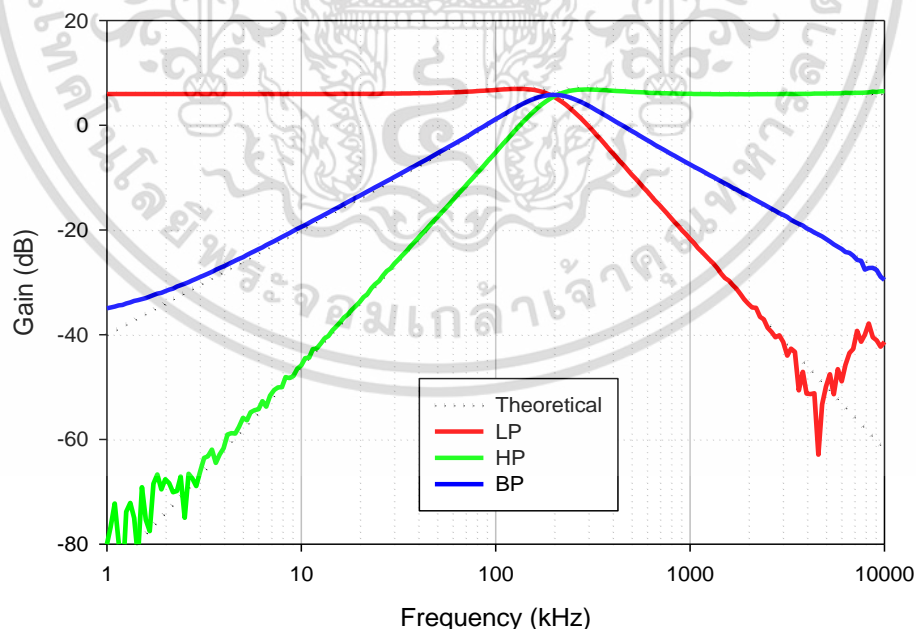


ภาพที่ 4.9 การต่อวงจรเพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดสอบจะปรับค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจรที่ 1kHz - 1MHz จากนั้นวัดค่าสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจร หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรในแต่ละช่วงความถี่โดยมีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบดังนี้

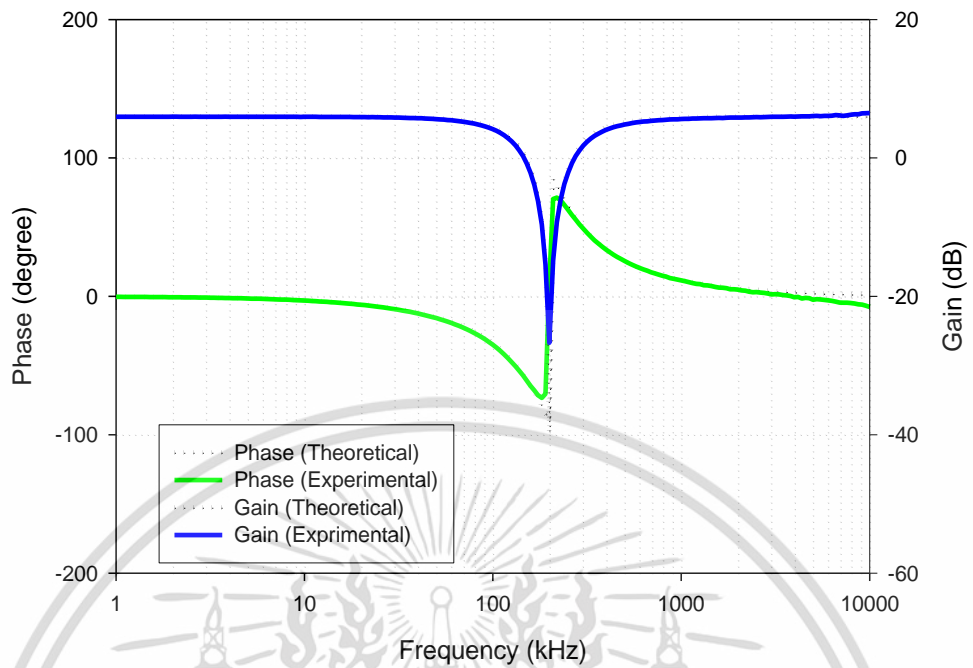
1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Power Supply) ยี่ห้อ MCH รุ่น MCH-305B
2. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้าดิจิทัลลออสซิลโลสโคป (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ KEYSIGHT รุ่น DSOX1102G
3. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter) ยี่ห้อ FLUKE รุ่น 115

จากการทดสอบและบันทึกผลสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงในรูปแบบอัตราส่วนเอาต์พุตต่ออินพุตของแต่ละช่วงความถี่ฟังค์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตได้จาก $20\log(V_{out}/V_{in})$ มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) ได้ค่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 199.53kHz และค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 1.05 พบว่าผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริง คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.23 และร้อยละ 5 ตามลำดับ ดังแสดงในภาพที่ 4.10, 4.11 และ 4.12

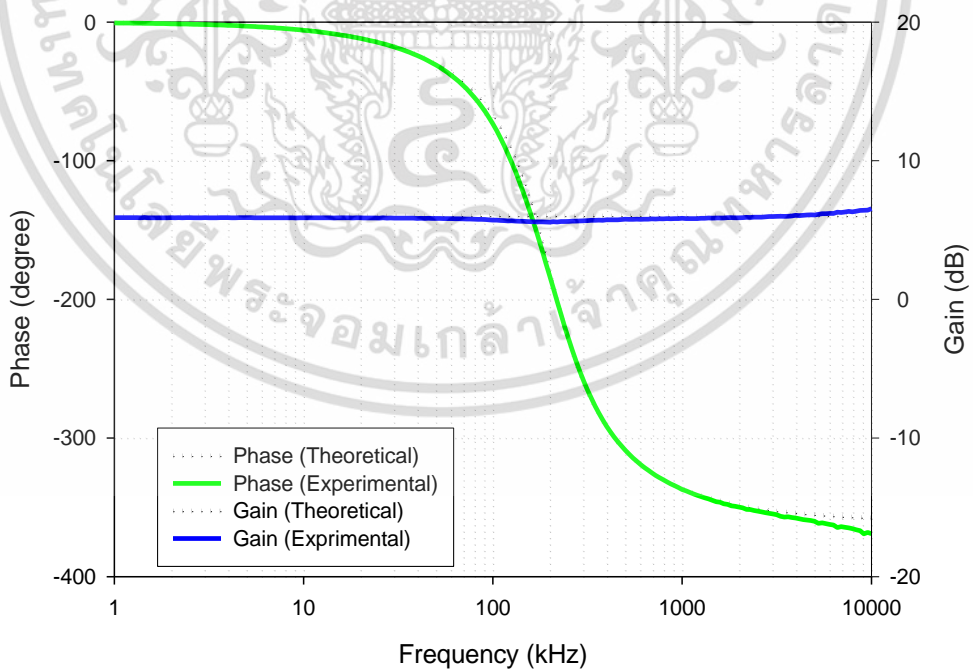


ภาพที่ 4.10 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่จากการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.11 ผลตอบสนองความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริง เทียบกับอุดมคติ



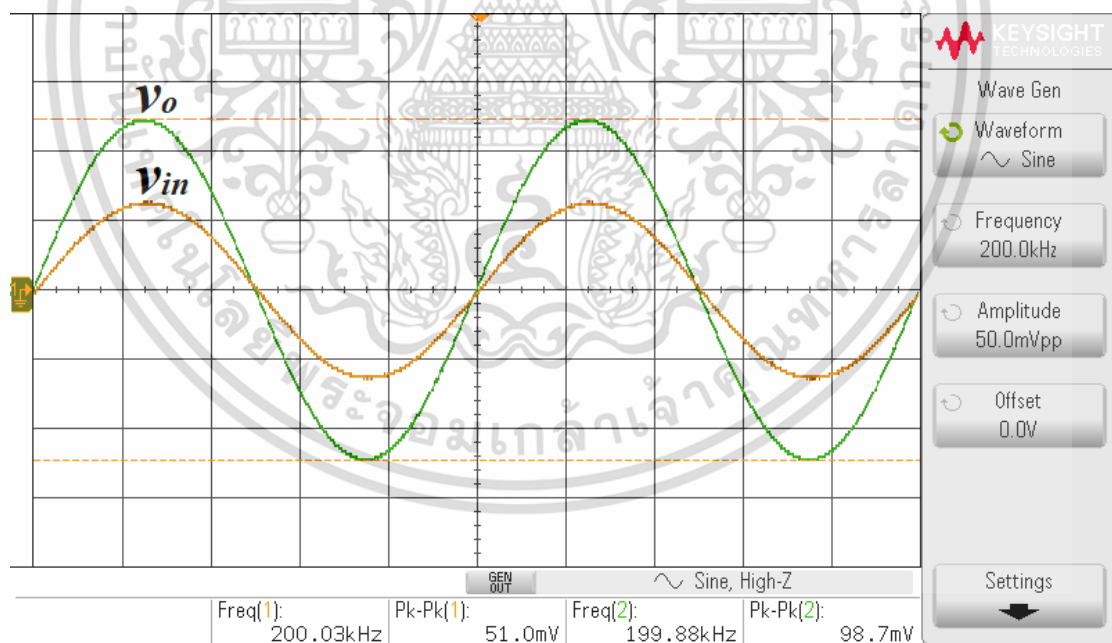
ภาพที่ 4.12 ผลตอบสนองความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่จากการต่อวงจรจริง เทียบกับอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 4.10 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่พังก์ชั้นกรองผ่านความถี่ต่ำ พังก์ชั้นกรองผ่านความถี่สูง และพังก์ชั้นกรองผ่านแถบความถี่จากการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ พบว่าอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ สำหรับพังก์ชั้นกรองผ่านความถี่ต่ำ พังก์ชั้นกรองผ่านความถี่สูง และพังก์ชั้นกรองผ่านแถบความถี่ คือ 5.95dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.16) 5.92dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.66) และ 5.79dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 3.82) ตามลำดับ

จากภาพที่ 4.11 ผลตอบสนองความถี่และเฟสของพังก์ชั้นกรองหยุดแถบความถี่จากการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ อัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรกรองหยุดแถบความถี่ ที่ความถี่ต่ำและความถี่สูง คือ 5.95dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.16) และ 5.92dB (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.66) ตามลำดับ มีสาเหตุมาจากกรณีที่ว่าวงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ผลกระทบเนื่องจากความต้านทานและความจุแฝงในตัว LT1228 ซึ่งได้วิเคราะห์และอธิบายไว้ในบทที่ 3

จากภาพที่ 4.12 ผลตอบสนองความถี่และเฟสของพังก์ชั้นกรองผ่านทุกความถี่จากการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ พบว่าเฟสของพังก์ชั้นกรองผ่านทุกความถี่ จะเปลี่ยนจาก 0° ที่ความถี่ต่ำ เป็น -360° ที่ความถี่สูง

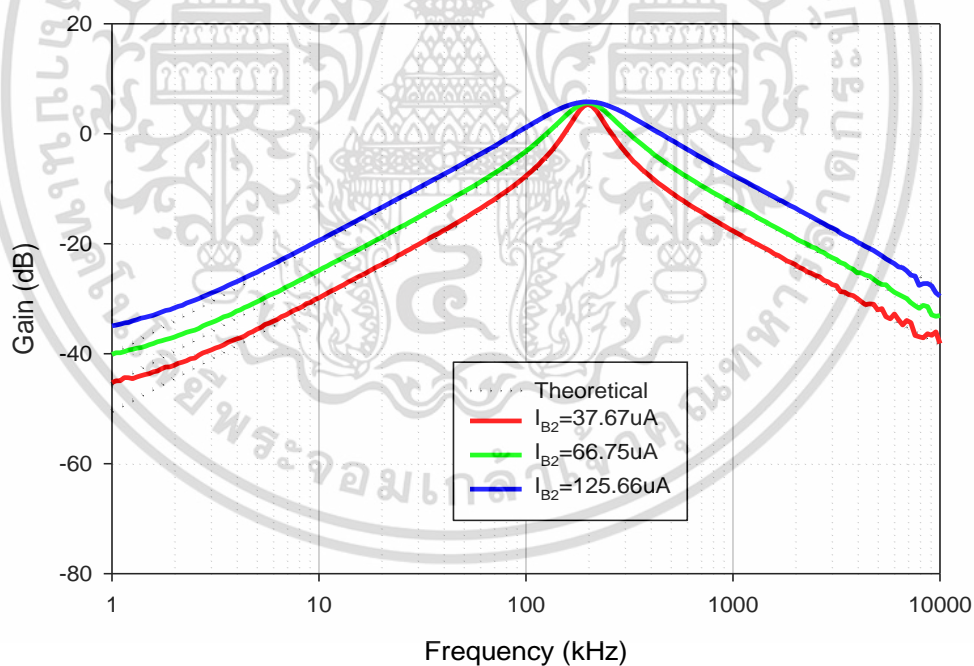


ภาพที่ 4.13 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของพังก์ชั้นกรองผ่านแถบความถี่ที่ความถี่ f_0 จากการต่อวงจรจริง

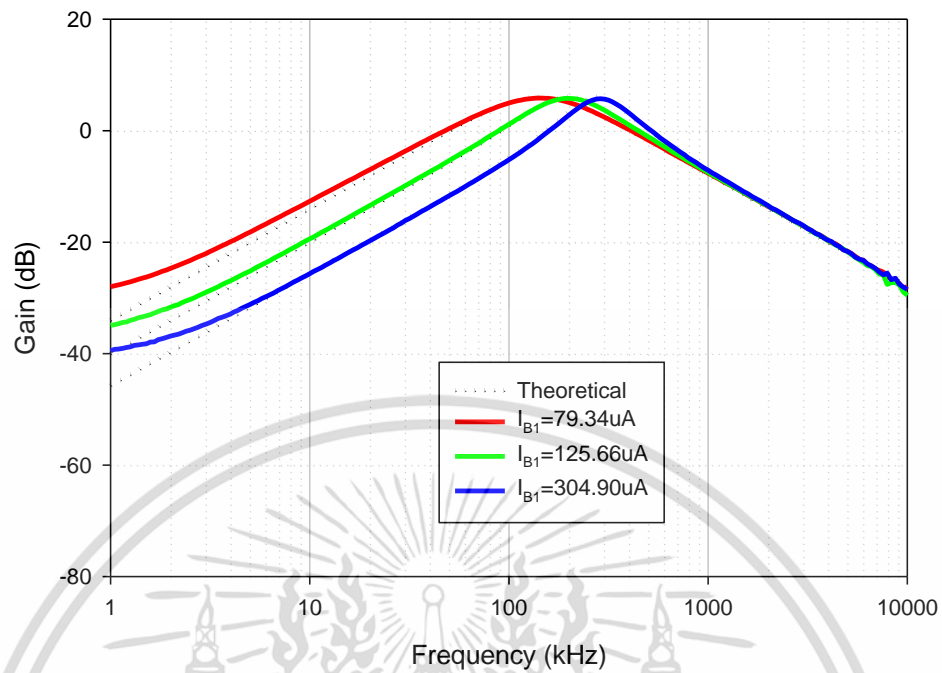
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 4.13 แสดงการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ โดยที่ป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ 50mVp-p ความถี่เท่ากับ 200kHz ให้กับวงจร พบว่าสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตเป็นสัญญาณไซน์ในช่วงความถี่กลาง ($f_0 = 200\text{kHz}$) ในขณะที่แรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ คือ 98.7mVp-p ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าแรงดันอินพุตประมาณสองเท่า และพบว่าความเพี้ยนโดยรวมของสัญญาณฮาร์มอนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD) ของแรงดันเอาต์พุตฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ร้อยละ 0.191

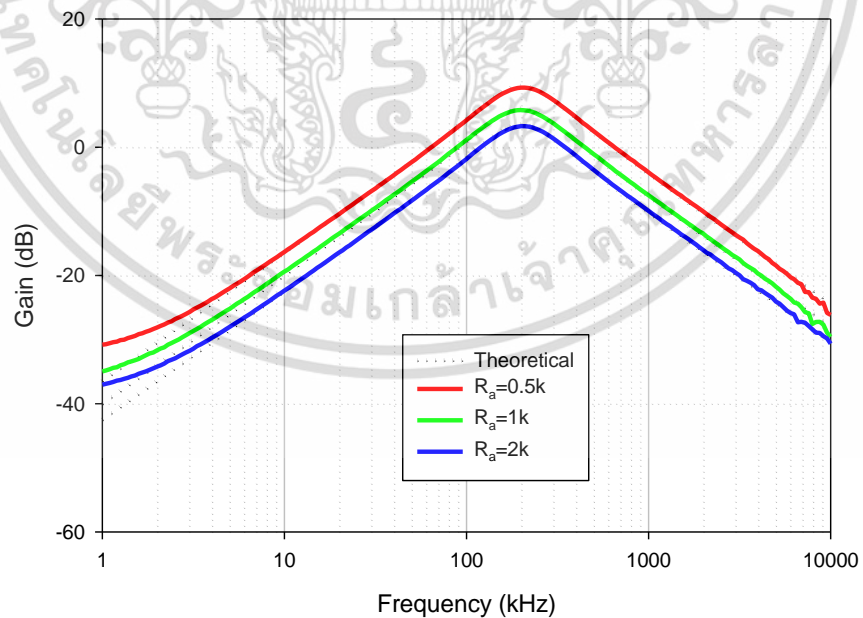
เพื่อยืนยันว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมการตอบสนองความถี่ได้ด้วยวิธีการอเล็กทรอนิกส์ และสามารถควบคุมตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ โดยไม่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติ ตามที่คาดการณ์ไว้ในสมการที่ (3.32) จึงทำการทดสอบด้วยการป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ขนาด 50mVp-p ปรับกระแส I_{B2} ที่จ่ายให้วงจรโดยกำหนดให้ I_{B2} มีค่า 37.67 μA , 66.75 μA และ 125.66 μA ตามลำดับ โดยที่ I_{B1} มีค่า 157.91 μA ผลการทดสอบแสดงดังภาพที่ 4.14 โดยค่าปัจจัยคุณภาพแปรผันตรงตาม I_{B2} คือ 2.69, 2.15 และ 1.05 ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.32)



ภาพที่ 4.14 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อปรับค่า I_{B2} ทดสอบโดยการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ



ภาพที่ 4.15 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อปรับค่า I_{B1} ทดสอบโดยการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ



ภาพที่ 4.16 ผลตอบสนองอัตราขยายช่วงแถบผ่านฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อปรับค่า R_a ทดสอบโดยการต่อวงจรจริงเทียบกับอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

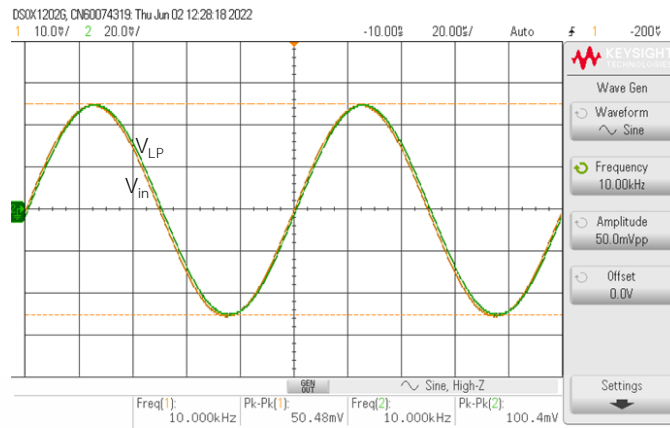
จากภาพที่ 4.15 เปรียบเทียบผลการควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B1} โดยกำหนดให้ I_{B1} มีค่าเท่ากับ 79.34 μ A, 125.66 μ A และ 304.90 μ A ตามลำดับ โดย I_{B2} เท่ากับ 125.66 μ A ส่งผลให้ความถี่ธรรมชาติเปลี่ยนเป็น 144.54kHz, 199.53kHz และ 288.40kHz ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.31) และ (3.32) อย่างไรก็ตาม การปรับ I_{B1} จะส่งผลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพด้วย ดังนั้น ในขั้นตอนการออกแบบเชิงปฏิบัติ ความถี่ธรรมชาติควรได้รับการปรับทางอิเล็กทรอนิกส์ก่อนโดยการปรับค่า I_{B1} จากนั้นแบนด์วิดท์หรือค่าตัวประกอบคุณภาพจะถูกปรับทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่าน I_{B2}

การควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรที่นำเสนอ โดยที่แบนด์วิดท์มีค่าคงที่ ต้องปรับค่าที่ R_a เนื่องจากการปรับค่า R_b จะส่งผลต่อความถี่ในช่วงความถี่สูง เมื่อทดลองโดยปรับค่า R_a ผ่านฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ กำหนดให้ R_a มีค่า 0.5k Ω , 1k Ω และ 2k Ω ตามลำดับ โดยที่ R_b เท่ากับ 1k Ω

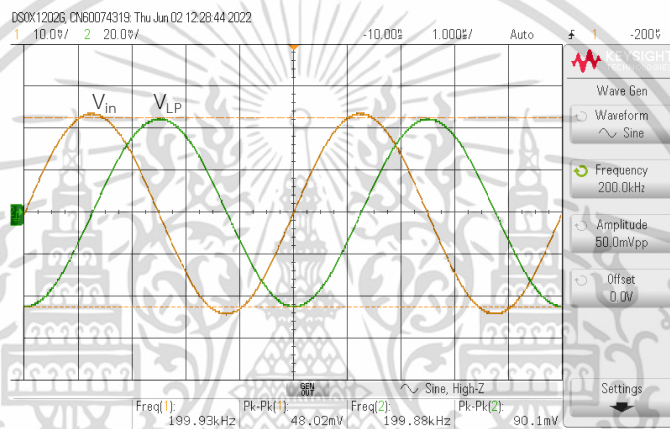
จากภาพที่ 4.16 แสดงผลการเปรียบเทียบด้วยการควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่าน โดยปรับค่า R_a ผลที่ได้คือ 9.30 dB (คาบเคลื่อนร้อยละ 2.52), 5.79dB (คาบเคลื่อนร้อยละ 3.82) และ 3.27dB (คาบเคลื่อนร้อยละ 7.10) ตามลำดับ ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.89) และจากผลการทดลองพบว่าการใช้ค่า R_a ที่สูง ค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันไฟฟ้าจะค่อนข้างสูง ดังนั้น หากต้องการกำหนดค่า R_b ให้ลดลงจะต้องลดค่า R_a ด้วย เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าที่สูงขึ้น นอกจากนี้ หากกำหนดให้ R_b มีค่าต่ำ จะทำให้แบนด์วิดท์ของวงจรที่เสนอกว้างขึ้นได้ ผลการทดลองยืนยันว่าอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจร สามารถควบคุมได้ตามที่คาดไว้ในสมการ (3.16)

จากสมการที่ (3.25) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10$ kHz ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะประมาณสองเท่าของอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 200$ kHz หรือมากกว่า f_0 คือ $f = 1$ MHz สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลง เป็นช่วงหยุดแถบความถี่ ดังภาพที่ 4.17

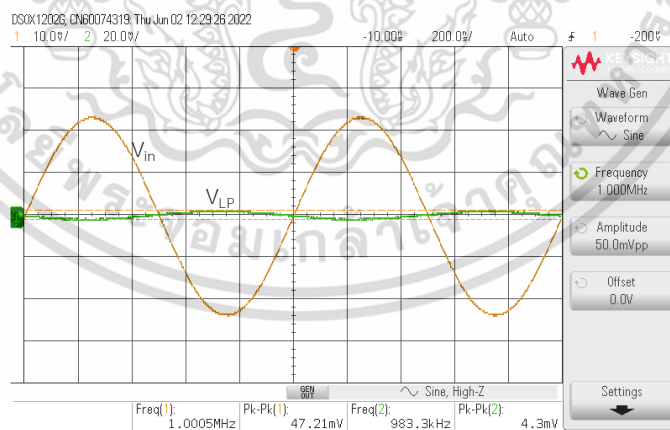
จากสมการที่ (3.25) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10$ kHz สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลงเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 200$ kHz หรือมากกว่า f_0 คือ $f = 1$ MHz ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะสูงขึ้นประมาณสองเท่าของอินพุต เป็นช่วงผ่านแถบความถี่ ดังภาพที่ 4.18



(ก)



(ข)

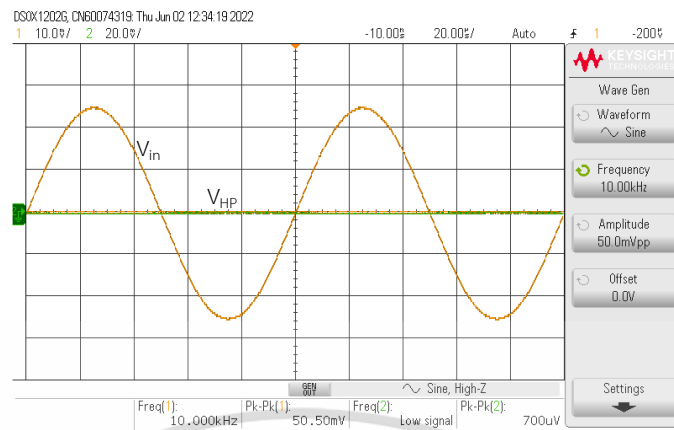


(ค)

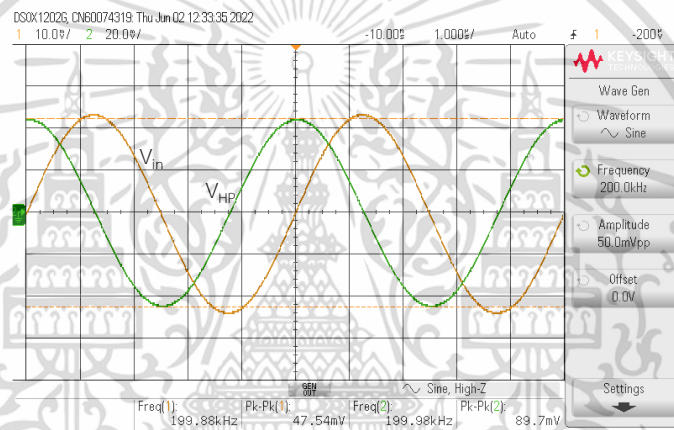
ภาพที่ 4.17 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

(ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

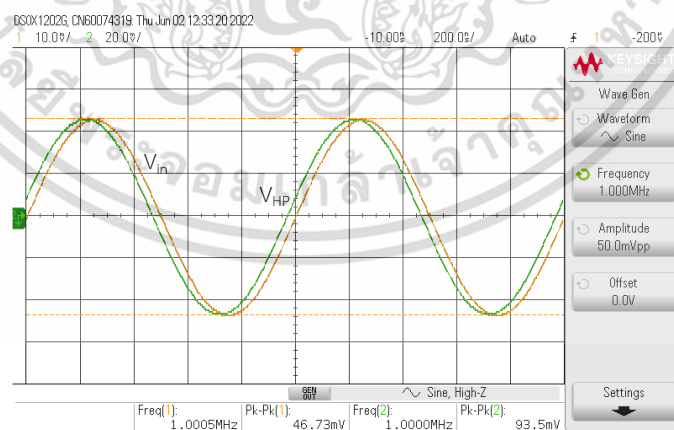
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

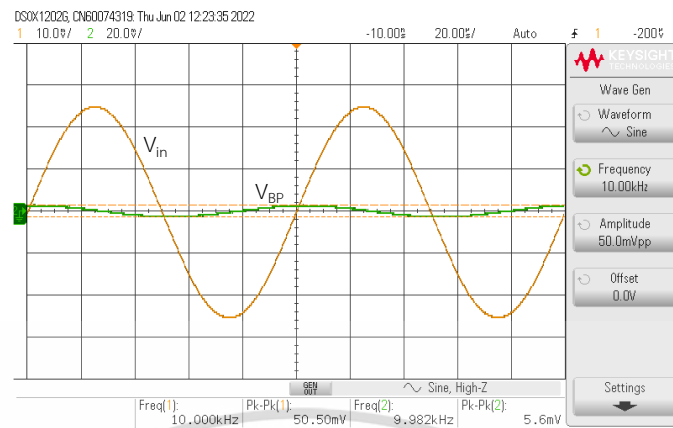


(ค)

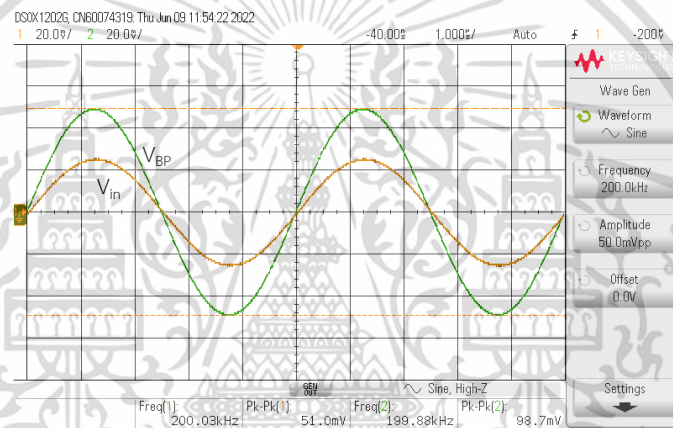
ภาพที่ 4.18 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

(ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

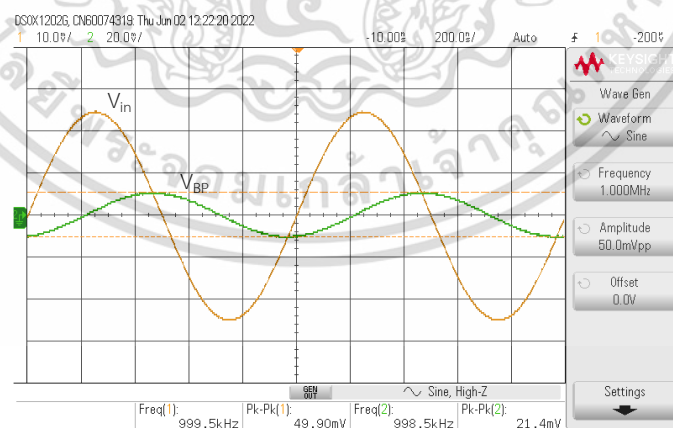
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

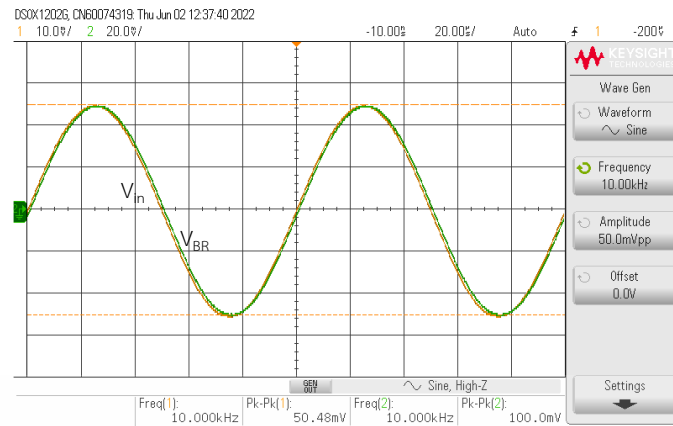


(ค)

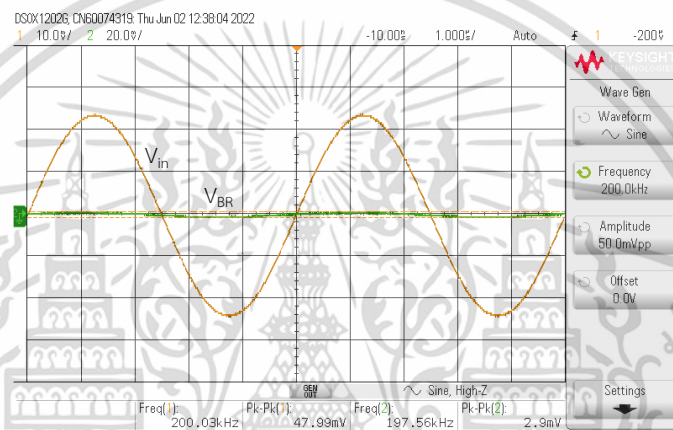
ภาพที่ 4.19 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

(ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

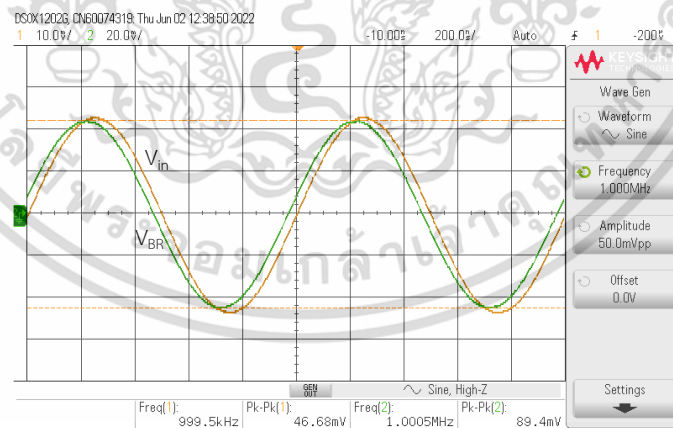
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

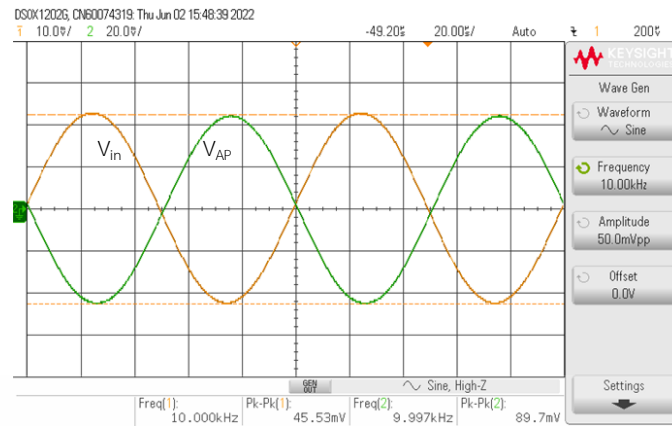


(ค)

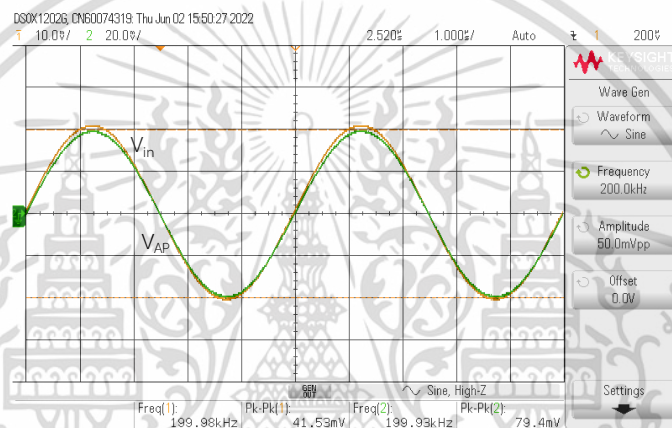
ภาพที่ 4.20 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

(ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

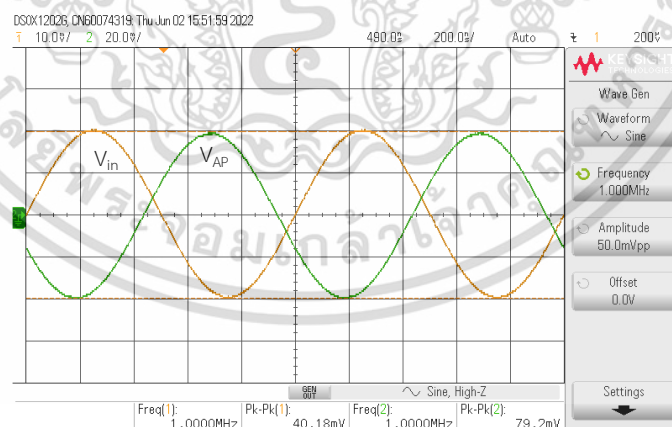
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

ภาพที่ 4.21 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่
 (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 200\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.25) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in2} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10\text{kHz}$ และมากกว่า f_0 คือ $f = 1\text{MHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้มีค่าต่ำเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 200\text{kHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตประมาณสองเท่าของอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ ดังภาพที่ 4.19

จากสมการที่ (3.25) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10\text{kHz}$ และมากกว่า f_0 คือ $f = 1\text{MHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเป็นสองเท่าของอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 200\text{kHz}$ สัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ ดังภาพที่ 4.20

จากสมการที่ (3.25) เมื่อกำหนดให้ขั้วอินพุต $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in3} = -V_{in}$ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎี คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10\text{kHz}$ และมากกว่า f_0 คือ $f = 200\text{kHz}$ และ $f = 1\text{MHz}$ ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ทุกความถี่จะประมาณสองเท่าของอินพุต ส่วนเฟสของสัญญาณแต่ละความถี่จะถูกลี้นเฟสแตกต่างกันไป ดังภาพที่ 4.21

บทที่ 5

สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ โดยเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำทำให้สะดวกต่อการนำไปต่อ คัดเคลื่อนหรือขับโหลดได้โดยตรง มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง และสามารถควบคุมค่าตัวประกอบ คุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ จากนั้นทำการสังเคราะห์ วิเคราะห์ และออกแบบวงจร จากกรอบแนวคิด โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์ LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟจำนวน 2 ตัว ต่อ ร่วมกับตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว ตัวต้านทานจำนวน 3 ตัว วงจรสามารถตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้ จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตของวงจร โดยที่ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ไม่ ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า และวงจรเพิ่มแรงดันสองเท่าอินพุตเพิ่มเติม สามารถ ควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยสามารถปรับค่าความถี่ธรรมชาติและปัจจัย คุณภาพได้ด้วย I_{B1} และ I_{B2} และสามารถควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้ด้วยการปรับค่า R_a ผู้วิจัยได้ นำวงจรที่ออกแบบทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSpice และต่อวงจรจริง เมื่อได้ผลการทดสอบ แล้วว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ออกแบบไว้ จึงนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง สรุปผล อภิปราย ผล และข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice โดยใช้อุปกรณ์ LT1228 จำนวน 2 ตัว ต่อร่วมกับตัวต้านทานขนาด $1\text{ k}\Omega$ จำนวน 3 ตัว คือ R_1 , R_a และ R_b และตัว เก็บประจุขนาด 1 nF จำนวน 2 ตัว คือ C_1 และ C_2 โดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5\text{V}$ แหล่งจ่ายสัญญาณไซน์ 50 mVp-p มีการจ่ายกระแสไบอัสให้อุปกรณ์ I_{B1} มีค่าเท่ากับ $157.91\mu\text{A}$ และ I_{B2} มีค่าเท่ากับ $125.66\mu\text{A}$ ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ (f_0) ของวงจรจากการคำนวณในทางอุดมคติ คือ 200 kHz และปัจจัยคุณภาพ (Q) เท่ากับ 1 จะได้อัตราขยายสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับสองเท่า วงจร สามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 5 ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรอง ผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุก ความถี่ ตอบสนองความถี่ f_0 เท่ากับ 197 kHz (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ Q เท่ากับ 0.99 (คาดเคลื่อนจากการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 1) เมื่อป้อนแรงดันอินพุต สัญญาณไซน์ 50mVp-p ความถี่ $f_0 = 200\text{kHz}$ เพื่อทดสอบผลตอบแทนของเวลาจากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสถานะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าตั้งแต่เริ่มต้นจนเข้าสู่สถานะเสถียร ค่าแรงดันสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดประมาณสองเท่าของสัญญาณอินพุต มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถควบคุมตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ โดยไม่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติผ่านกระแสไบอัส I_{B2} โดยค่าที่ทดสอบมีค่าเท่ากับ $37.67\mu\text{A}$, $66.75\mu\text{A}$ และ $125.66\mu\text{A}$ ตามลำดับ โดย I_{B1} เท่ากับ $157.91\mu\text{A}$ ซึ่งจะแปรผันตามค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 3.40, 1.88 และ 1.00 ตามลำดับ การควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B1} โดยค่าที่ทดสอบมีค่าเท่ากับ $79.34\mu\text{A}$, $125.66\mu\text{A}$ และ $304.90\mu\text{A}$ ตามลำดับ โดย I_{B2} เท่ากับ $125.66\mu\text{A}$ ส่งผลให้ความถี่ธรรมชาติเปลี่ยนเป็น 139.64kHz, 175.39kHz, 272.90kHz ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม การปรับ I_{B1} จะส่งผลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพด้วย และการควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรที่นำเสนอ โดยที่แบนวิดคงที่ ต้องปรับค่าที่อุปกรณ์ R_a ทดลองโดยปรับค่า R_a ผ่านฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ กำหนดให้ R_a มีค่า $0.5\text{k}\Omega$, $1\text{k}\Omega$ และ $2\text{k}\Omega$ ตามลำดับ โดยที่ R_b เท่ากับ $1\text{k}\Omega$ การควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่าน โดยปรับค่า R_a ผลที่ได้คือ 9.57dB, 6.05dB และ 3.55dB ตามลำดับ

ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงเพื่อเป็นการแสดงถึงความสามารถในการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง ใช้อุปกรณ์เช่นเดียวกับการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSpice การทดสอบจะปรับค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจรที่ 1kHz - 1MHz ได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ได้ค่าความถี่ธรรมชาติเท่ากับ 199.53kHz และค่าตัวประกอบคุณภาพเท่ากับ 1.05 พบว่าผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงเบี่ยงเบนไปจากผลการคำนวณในทางทฤษฎีร้อยละ 0.23 และร้อยละ 5 ตามลำดับ เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ 50mV ความถี่ $f_0 = 200\text{kHz}$ เพื่อทดสอบผลตอบแทนของเวลาจากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสถานะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าตั้งแต่เริ่มต้นจนเข้าสู่สถานะเสถียร ค่าแรงดันสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดประมาณสองเท่าของสัญญาณอินพุต มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ และพบว่าความเพี้ยนโดยรวมของสัญญาณฮาร์โมนิกส์ (Total Harmonic Distortion : THD) ของแรงดันเอาต์พุตฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ร้อยละ 0.191 การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ สามารถควบคุมตัวประกอบคุณภาพของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ โดยไม่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติผ่านกระแสไบอัส I_{B2} โดยค่าที่ทดสอบมีค่าเท่ากับ $37.67\mu\text{A}$, $66.75\mu\text{A}$ และ

$125.66\mu\text{A}$ ตามลำดับ โดย I_{B1} เท่ากับ $157.91\mu\text{A}$ จากผลการทดสอบค่าปัจจัยคุณภาพแปรผันตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาม I_{B2} คือ 2.69, 2.15 และ 1.05 ตามลำดับ การควบคุมความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โดยปรับค่า I_{B1} โดยค่าที่ทดสอบมีค่าเท่ากับ 79.34 μA , 125.66 μA และ 304.90 μA ตามลำดับ โดย I_{B2} เท่ากับ 125.66 μA ส่งผลให้ความถี่ธรรมชาติเปลี่ยนเป็น 144.54 kHz, 199.53 kHz และ 288.40 kHz ตามลำดับ ดังนั้น การปรับ I_{B1} จะส่งผลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพด้วย ดังนั้น ในขั้นตอนการออกแบบเชิงปฏิบัติ ความถี่ธรรมชาติควรได้รับการปรับทางอิเล็กทรอนิกส์ก่อนโดยการปรับค่า I_{B1} จากนั้นแบนด์วิดท์หรือค่าตัวประกอบคุณภาพจะถูกปรับทางอิเล็กทรอนิกส์ผ่าน I_{B2} และการควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรที่นำเสนอ โดยที่แบนด์วิดท์ที่ต้องปรับค่าที่อุปกรณ์ R_a ทดลองโดยปรับค่า R_a ผ่านฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ กำหนดให้ R_a มีค่า 0.5 k Ω , 1 k Ω และ 2 k Ω ตามลำดับ โดยที่ R_b เท่ากับ 1 k Ω การควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่าน โดยปรับค่า R_a ผลที่ได้คือ 9.30 dB (คาตเคลื่อนร้อยละ 2.52), 5.79 dB (คาตเคลื่อนร้อยละ 3.82) และ 3.27 dB (คาตเคลื่อนร้อยละ 7.10) ตามลำดับ และจากผลการทดลองพบว่าการใช้ค่า R_a ที่สูง ค่าความคลาดเคลื่อนของแรงดันไฟฟ้าจะค่อนข้างสูง ดังนั้น ค่า R_b จะลดลง (ต้องลดค่า R_a ด้วย) เพื่อให้ได้แรงดันไฟฟ้าที่สูงขึ้น นอกจากนี้ หากกำหนดให้ R_b มีค่าต่ำ จะทำให้แบนด์วิดท์ของวงจรที่เสนอกว้างขึ้นได้

ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ที่นำเสนอ นั้น มีสมรรถนะการทำงานของวงจรสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทั้งในทางทฤษฎีและการต่อวงจรจริง ยืนยันผลได้จากการทดสอบผ่านโปรแกรม PSpice และการต่อวงจรจริง

5.2 อภิปรายผลการวิจัย

จากการศึกษางานวิจัยที่มีผู้วิจัยก่อนหน้าได้นำเสนอไว้ถึงจุดเด่นและข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 1-2 นั้น พบว่างานวิจัยที่นำเสนอตรงตามขอบเขตการวิจัยและสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดของงานวิจัยก่อนหน้า และเพื่อเปรียบเทียบจุดเด่นและข้อจำกัดงานวิจัยที่ได้ศึกษา ผู้วิจัยได้เปรียบเทียบแสดงรายละเอียดดังตารางที่ 5.1 จะพบว่างานวิจัยที่นำเสนอมีจุดเด่นโดยสรุป ดังนี้

1. ใช้อุปกรณ์ LT1228 จำนวน 2 ตัว ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์
2. วงจรสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
3. ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำทำให้สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือซิปโหลดได้โดยตรง
4. ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์
5. ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า
6. มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง
7. ควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่
8. ควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9. สามารถตอบสนองได้ครบทุกฟังก์ชันพื้นฐาน ได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

ดังนั้นจากคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันได้ว่า งานวิจัยนี้ได้พัฒนาแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้า ทำให้สะดวกต่อการนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ตลอดจนสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานที่หลากหลายต่อไป

5.3 การเปรียบเทียบโครงสร้างวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันแบบต่างๆ

จากตารางที่ 5.1 งานวิจัยที่มีผู้ศึกษาก่อนหน้านี้ ได้แก่ 1. (Kumngern, et al. 2008) 2. (Horng, 2003 : 185-191) 3. (Chang, et al. 1994 : 2112-2113) 4. (Horng, et al. 1996 : 534-546) 5. (Horng, et al. 1997 : 151-156) 6. (Chang, et al. 1999 : 305-309) 7. (Horng, 2004 : 406-409) 8. (Ranjan, et al. 2011 : 439052) 9. (Herencsar, et al. 2009 : 307-310) 10. (Pathak, et al. 2013 : 987867) 11. (Horng, 2001 : 153-157) 12. (Chang, et al. 2003 : 401-406) 13. (Chiu, et al. 2007 : 649-652) 14. (Shah, et al. 2005 : 197-203) 15. (Chang, et al. 2005 : 221-227) 16. (Hua-Pin, et al. 2008 : 1794-1798) 17. (Kilinc, et al. 2007 : 84-86) 18. (Myderrizi, et al. 2011 : 1074-1081) 19. (Satansup, et al. 2012) 20. (Tangsrirat, et al. 2011 : 703-707) 21. (Hou, et al. 1999 : 929-932) 22. (Pushkar, et al. 2013 : 478213) 23. (Siripongdee, et al. 2017 : 14002) 24. (Sangyaem, et al. 2017 : 14-25) 25. (Supavarasuwat, et al. 2018 : 290-299) 26. (Chaichana, et al. 2017 : 2017) 27. (Siripongdee, et al. 2015) 28. (Pimpol, et al. 2018 : 1-4) 29. (Kumngern, et al. 2011 : 79-82) 30. (Suwanjan, et al. 2017 : 454-457) งานวิจัยที่ 25. พบว่ามีข้อดี คือ เป็นอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีในเชิงพาณิชย์ สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ความต้านทานที่เอาต์พุตต่ำทำให้สะดวกต่อการนำไปต่อคาตเคสหรือขับโหลดได้โดยตรง ไม่ต้องการการแมชชิงกันของอุปกรณ์ ไม่ต้องการการป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสองเท่า มีผลการทดลองจากอุปกรณ์จริง และสามารถควบคุมค่าตัวประกอบคุณภาพได้อย่างอิสระจากความถี่ เช่นเดียวกับงานวิจัยที่นำเสนอ แต่อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้ยังมีข้อจำกัด คือ ไม่สามารถควบคุมอัตราขยายช่วงแถบผ่านของวงจรได้

ตารางที่ 5.1 การเปรียบเทียบโครงสร้างวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่สองโหมดแรงดันที่ศึกษากับงานที่นำเสนอ

ลำดับที่	อุปกรณ์ แอคทีฟ	จำนวน อุปกรณ์ แอคทีฟ	จำนวน $R+C$	ขาของอุปกรณ์ พาสซีฟ ถูกต่อ ลงกราวด์ ทั้งหมด	อุปกรณ์แอคทีฟ สำเร็จรูปที่มีใน เชิงพาณิชย์	ควบคุมการ ทำงานได้ด้วยวิธี ทาง อิเล็กทรอนิกส์	ความต้านทานที่ เอาต์พุตมีค่าต่ำ	ไม่ต้องการการ แมชซิ่งกันของ อุปกรณ์	ไม่ต้องการการ ป้อนสัญญาณ อินพุตเป็นสอง เท่า	ผลการทดลอง จากอุปกรณ์จริง	ควบคุมค่าตัว ประกอบ คุณภาพได้อย่าง อิสระจาก ความถี่	ควบคุม อัตราขยายช่วง แถบผ่านของ วงจร
1	OTA	6	0+2	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
2	OTA+CCII	3	0+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
3	CCII+VF	4	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
4	CCII	2	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
5	CCII	2	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
6	CCII	2	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
7	CCII	2	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
8	CCCII	2	0+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
9	CCTA	1*	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
10	CDBA	2*	4+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
11	CFA & VF	2	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
12	DDCC	2	2+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
13	DDCC	3	2+2	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
14	FTFN&CFA	2*	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
15	FDCCII	1	3+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
16	FDCCII	2	2+2	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
17	OTRA	1	4+4	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่
18	DXCCII	1	4+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่

ตารางที่ 5.1 (ต่อ)

ลำดับที่	อุปกรณ์ แอดทิฟ	จำนวน อุปกรณ์ แอดทิฟ	จำนวน R+C	ขาของอุปกรณ์ พาสซีฟ ถูกต่อ ลงกราวด์ ทั้งหมด	อุปกรณ์แอกทิฟ สำเร็จรูปที่มีใน เชิงพาณิชย์	ควบคุมการ ทำงานได้ด้วยวิธี ทาง อิเล็กทรอนิกส์	ความต้านทานที่ เอาต์พุตมีค่าต่ำ	ไม่ต้องการการ แมชชิงกันของ อุปกรณ์	ไม่ต้องการการ ป้อนสัญญาณ อินพุตเป็นสอง เท่า	ผลการทดลอง จากอุปกรณ์จริง	ควบคุมค่าตัว ประกอบ คุณภาพได้อย่าง อิสระจาก ความถี่	ควบคุม อัตราขยายช่วง แถบผ่านของ วงจร
19	VDTA	1	0+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
20	DVCC	1	2+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
21	CFA**	1	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
22	VD-DIBA	1	1+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
23	LT1228	1	1+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
24	VDDDA	2*	0+2	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
25	VDDDA	3*	0+2	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่
26	VDDDA	1	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
27	VDDDA	1	1+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่
28	VDTA	1	1+2	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
29	OTA	9	0+3	ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
30	LT1228	1	2+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่	ไม่ใช่	ใช่	ไม่ใช่
งานที่ นำเสนอ	LT1228	2	3+2	ไม่ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่	ใช่

* CCTA ในลำดับที่ 9 สร้างขึ้นจากไอซีเชิงพาณิชย์สองตัวคือ OPA861 และ MAX435

CDBA ในลำดับที่ 10 มีโครงสร้างจากไอซีเชิงพาณิชย์ AD844 สองตัว

FTFN ในลำดับที่ 14 มีโครงสร้างจากไอซีเชิงพาณิชย์ AD844 สองตัว

VDDDA ในลำดับที่ 24-25 มีโครงสร้างจากไอซีเชิงพาณิชย์สองตัวคือ LT1228 และ AD830

** ในลำดับที่ 21 จำเป็นต้องเชื่อมต่อวงจรกรองที่นำเสนอใหม่เพื่อรับฟังก์ชันการกรองหลายอย่าง

5.4 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

จากแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ควบคุมขนาดสัญญาณเอาต์พุตได้โดยใช้อุปกรณ์ที่มีในเชิงพาณิชย์ที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทำงานของวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่ศึกษาก่อนหน้าพบว่าสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดซึ่งทำให้งานวิจัยนี้มีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้น เพื่อให้มีการพัฒนาให้ดีขึ้นไปอีก และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ต่อไป ผู้วิจัยจึงขอเสนอแนะความคิดเห็นในการพัฒนาและปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังต่อไปนี้

1. ออกแบบให้วงจรมีความต้านทานทางด้านอินพุตสูง เพื่อให้วงจรมีประสิทธิภาพการทำงานสูง เมื่อนำวงจรอื่นมาต่อร่วมกับวงจรที่นำเสนอ
2. ออกแบบให้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานต่อลงกราวด์
3. ออกแบบวงจรไม่ทำให้วงจรแบบกลับเฟสเพิ่มเติม
4. พัฒนาให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบอิเล็กทรอนิกส์ ที่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ประโยชน์เพื่อควบคุมการเลือกฟังก์ชันการทำงานได้ง่าย

บรรณานุกรม

- จิรสุดา โกษิยาภรณ์. 2554. วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- ปิยะ ศุภวาราสุวัฒน์. 2561. “วงจรกรองความถี่หลายฟังก์ชันอันดับที่สองโหมดแรงดัน โดยใช้วงจรขยายชนิดอินพุตแตกต่าง.” วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2552. การสังเคราะห์และออกแบบอุปกรณ์ขยายป้อนกลับกระแสที่สามารถควบคุมด้วยกระแส และการประยุกต์ใช้งาน. กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
- มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2544. ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน. กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
- ศุภชัย คลังทอง. 2554. “วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนและยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์อาร์ซี.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.
- อัจฉราวรรณ เนื่องนิต. 2546. “วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแสที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ CCII’s.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Biolek D., Senani R., Biolkova V., and Kolka Z., 2008. “Active elements for analog signal processing, classification, review and new proposals.” *Radioengineering*. : 15-32.
- Chaichana, A., Sangyaem, S., & Jaikla, W. (2017). Multifunction Voltage-Mode Filter Using Single Voltage Differencing Differential Difference Amplifier. *MATEC Web Conf.*, 95, 14003.
- Chang, C.-M., & Chen, H.-P. (2005). Single FDCCII-Based Tunable Universal Voltage-Mode Filter. *Circuits, Systems and Signal Processing*, 24(2), 221-227. doi:10.1007/s00034-004-0422-7
- Chang, C.-M., & Chen, H.-P. (2003). Universal capacitor-grounded voltage-mode filter with three inputs and a single output. *International Journal of Electronics - INT J ELECTRON*, 90, 401-406. doi:10.1080/00207210310001612068

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Chang, C.-M., & Tu, S.-H. (1999). Universal voltage-mode filter with four inputs and one output using two CCII s. *International Journal of Electronics*, 86(3), 305-309. doi:10.1080/002072199133445
- Chang, C., & Lee, M.-S. (1994). Universal voltage-mode filter with three inputs and one output using three current conveyors and one voltage follower. *Electronics Letters*, 30, 2112-2113.
- Chiu, W., & Horng, J. (2007). High-Input and Low-Output Impedance Voltage-Mode Universal Biquadratic Filter Using DDCCs. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 54(8), 649-652. doi:10.1109/TCSII.2007.899460
- Herencsar, N., Koton, J., & Vrba, K. (2009). Single CCTA-Based Universal Biquadratic Filters Employing Minimum Components. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 1, 307-310. doi:10.7763/IJCEE.2009.V1.48
- Horng, J.-W. (2004). Voltage-Mode Universal Biquadratic Filters Using CCII s. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, E87A, 406-409.
- Horng, J.-W. (2003). High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs and one CCII. *International Journal of Electronics*, 90(3), 185-191. doi:10.1080/00207210310001595365
- Horng, J.-W. (2001). Voltage-mode multifunction filter using one current feedback amplifier and one voltage follower. *International Journal of Electronics*, 88(2), 153-157. doi:10.1080/00207210010001673
- Horng, J.-W., Lee, M.-H., Cheng, H.-C., & Chang, C.-W. (1997). New CCII-based voltage-mode universal biquadratic filter. *International Journal of Electronics*, 82(2), 151-156. doi:10.1080/002072197136156
- Horng, J.-W., Tsai, C.-C., & Lee, M.-H. (1996). Novel universal voltage-mode biquad filter with three inputs and one output using only two current conveyors. *International Journal of Electronics*, 80(4), 543-546. doi:10.1080/002072196137174

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Hou, C.-L., Huang, C.-C., Lan, Y.-S., Shaw, J.-J., & Chang, C.-M. (1999). Current-mode and voltage-mode universal biquads using a single current-feedback amplifier. *International Journal of Electronics*, 86(8), 929-932.
doi:10.1080/002072199132923
- Hua-Pin, C., & Yi-Zhen, L. (2008, 20-23 Oct. 2008). High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filter using FDCCIs. Paper presented at the 2008 9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology.
- Jaikla, W., Buakhong, U., Siripongdee, S., Khateb, F., Sotner, R., Silapan, P., Chaichana, A. (2021). Single Commercially Available IC-Based Electronically Controllable Voltage-Mode First-Order Multifunction Filter with Complete Standard Functions and Low Output Impedance. *Sensors*, 21, 7376.
doi:10.3390/s21217376
- Kilingç, S., Keskin, A. U., & Çam, U. (2007). Cascadable Voltage-Mode Multifunction Biquad Employing Single OTRA. *Frequenz*, 61, 84 - 86.
- Klungtong, S., Thanapatay, D., & Jaikla, W. (2017). Three-Input Single-Output Voltage-Mode Multifunction Filter with Electronic Controllability Based on Single Commercially Available IC. *Active and Passive Electronic Components*, 2017, 5240751. doi:10.1155/2017/5240751
- Kumngern, M., Somdunyanok, M., & Prommee, P. (2008). High-Input Impedance Voltage-Mode Multifunction Filter with Three-Input Single-Output Based on Simple CMOS OTAs.
- Kumngern, M., & Torteanchai, U. (2011, 25-28 Sept. 2011). Voltage-mode MISO OTA-C biquad filter. Paper presented at the 2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications.
- LT1228 “LT1228 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control.” Linear Technology Corporation, [Online]. Available : <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1228fd.pdf>.

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Myderrizi, I., Minaei, S., & Yuce, E. (2011). DXCCII-based grounded inductance simulators and filter applications. *Microelectronics Journal*, 42(9), 1074-1081. doi:<https://doi.org/10.1016/j.mejo.2011.06.008>
- Pathak, J. K., Singh, A. K., & Senani, R. (2013). New Voltage Mode Universal Filters Using Only Two CDBAs. *ISRN Electronics*, 2013, 987867. doi:10.1155/2013/987867
- Pushkar, K. L., Bhaskar, D. R., & Prasad, D. (2013). A New MISO-Type Voltage-Mode Universal Biquad Using Single VD-DIBA. *ISRN Electronics*, 2013, 478213. doi:10.1155/2013/478213
- Pimpol, J., Channumsin, O., & Tangsrirat, W. (2018, 4-7 July 2018). MISO Universal Filter Employing Single VDTA. Paper presented at the 2018 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST).
- Pushkar, K. L., Bhaskar, D. R., & Prasad, D. (2013). A New MISO-Type Voltage-Mode Universal Biquad Using Single VD-DIBA. *ISRN Electronics*, 2013, 478213. doi:10.1155/2013/478213
- Ranjan, A., & Paul, S. K. (2011). Voltage Mode Universal Biquad Using CCCII. *Active and Passive Electronic Components*, 2011, 439052. doi:10.1155/2011/439052
- Sangyaem, S., Siripongdee, S., Jaikla, W., & Khateb, F. (2017). Five-inputs single-output voltage mode universal filter with high input and low output impedance using VDDDA. *Optik*, 128, 14-25. doi:<https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2016.09.113>
- Satansup, J., & Tangsrirat, W. (2012). Single VDTA-Based Current-Mode Electronically Tunable Multifunction Filter.
- Shah, N. A., & Malik, M. A. (2005). Voltage/Current-Mode Universal Filter Using FTFN and CFA. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 45(2), 197-203. doi:10.1007/s10470-005-4013-8
- Siripongdee, S., & Jaikla, W. (2017). Universal Filter Using Single Commercially Available IC: LT1228. *MATEC Web of Conferences*, 95, 14002. doi:10.1051/matecconf/20179514002
- Siripongdee, S., & Jaikla, W. (2015). Single VDDDA-based voltage-mode multifunction second order filter for analog signal processing.

บรรณานุกรม (ต่อ)

Supavarasuwat, P., Kumngern, M., Sangyaem, S., Jaikla, W., & Khateb, F. (2018).

Cascadable independently and electronically tunable voltage-mode universal filter with grounded passive components. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 84, 290-299.

doi:<https://doi.org/10.1016/j.aeue.2017.12.002>

Suwanjan, P., Siripongdee, S., & Jaikla, W. (2017, 17-19 Nov. 2017). Three-Inputs

Single-Output Voltage-Mode Universal Filter with Orthogonal Control Using Single Commercially Available IC. Paper presented at the 2017 European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS).

Tangsrirat, W., & Channumsin, O. (2011). Voltage-mode multifunctional biquadratic filter using single DVCC and minimum number of passive elements. *Indian Journal of Pure and Applied Physics*, 49, 703-707.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Research Article

Design of Electronically Controllable Multifunction Active Filter with Amplitude Controllability Using Two Commercially Available ICs

Narumol Onanong,¹ Piya Supavarasuwat ,¹ Daungkamol Angamnuaysiri,² Surapong Siripongdee,¹ Amornchai Chaichana,¹ Winai Jaikla,¹ and Peerawut Suwanjan¹

¹Department of Engineering Education, School of Industrial Education and Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand

²Program of Robot and Smart Electronics Engineering, Faculty of Engineering and Industrial Technology, Phetchaburi Rajabhat University, Phetchaburi 76000, Thailand

Correspondence should be addressed to Piya Supavarasuwat; piya.su@kmitl.ac.th

Received 12 April 2022; Revised 13 June 2022; Accepted 16 July 2022; Published 4 August 2022

Academic Editor: Raj Senani

Copyright © 2022 Narumol Onanong et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

In this contribution, the design and analysis of an active multifunction biquad filter that provides five voltage-mode filtering configurations in the same core filtering circuit are presented. The design emphasizes using the commercially available ICs, LT1228, which are easy for off-the-shelf implementation and cheaper compared with the chip implementation. The proposed multifunction filter is realized from two commercial LT1228 ICs as the active function block, combined with five passive elements (three resistors and two capacitors) with three input voltage nodes and a single output voltage node. The following advantages are given for this design: (i) it provides high-pass (HP), low-pass (LP), band-stop (BS), band-pass (BP), and all-pass (AP) filtering functions; (ii) orthogonal and electronic tuning of the natural frequency (ω_0) and bandwidth (the quality factor: Q); (iii) output voltage node of the proposed circuit is low impedance; (iv) passband voltage gain is controllable; and (v) matching condition and extra double gain voltage-mode amplifier are not required. The effect of the parasitic element in LT1228 on the filter performance is analyzed and included to strengthen the design idea. The PSpice simulation results using LT1228 with ± 5 V and the experimental results tested from the hardware implementation are given to prove the validity of the designed multifunction filter.

1. Introduction

Filters are one of the most important circuits in analog signal processing systems. They are used extensively in many fields, such as electronics, communication systems, control systems, measurement systems, and instrumentation [1]. It can be said that most of the electronic devices in the above works have filters as part of the circuit. For this reason, the filter circuit is continuously developed, researched, and implemented. In particular, a frequency filter that can provide several responses or multiple functions in the same circuit structure has received a lot of attention [2–6]. It is called a multifunction filter circuit. The design of an analog active

multifunction filter in the category of multiple-input single-output (MISO) type continues to gain popularity [7, 8]. This is due to the filtering functions, high-pass (HP), low-pass (LP), band-stop (BS), band-pass (BP), and all-pass (AP), which can be selected by controlling on or off the input signals at the input voltage nodes. This feature can be controlled by the digital approach by employing a microcontroller or microprocessor. The voltage-mode analog active filters are always designed to obtain a low-output impedance feature, which makes it convenient to connect with other circuits without the need for buffers. In addition, the filtering parameters should be able to control by an electronic method. Nowadays, electronic devices tend to use

a microcontroller or microprocessor to control all functions of these devices. Nevertheless, the MISO voltage-mode filtering topology necessitates reconnection of the inputs once a specific input must be grounded, and another port must be disconnected from ground to be used as a new voltage input. Solely voltage-mode filtering solutions with a single input and a single output (SIMO) can be referred to as "no-reconnect" solutions. In exchange, a low-impedance node lacks a voltage response.

Electronic circuit design using active building blocks (ABBs) is very popular. As it provides a great deal of convenience and flexibility for designers, the circuits designed using active building blocks are simple in structure and often contain a few passive devices [9–11]. Currently, there are a variety of active building blocks with bipolar junction transistor structures or C-MOS transistor structures. Its advantage is that it can operate at a low power supply and low power consumption. In addition, the transistor level-based circuits can work at high frequencies as well. However, the circuits realized at the transistor level are most efficient when they are fabricated into an integrated circuit. The cost of fabricating an integrated circuit into a chip is also expensive. For these reasons, it is always found that the performance of the circuits realized at the transistor or C-MOS level will be verified through simulation only due to cost reasons. In addition, the implementation of circuits into the chip should be manufactured in large quantities to achieve break-even. Therefore, using the commercially available active building blocks to realize the new active circuits with a few amounts for specific applications is more interesting and cheaper. It can be easily purchased commercially ICs in the electronic market. It is also easy to implement cheap circuits for real performance testing [12–14]. An interesting commercial active building block is the LT1228. An LT1228 has an internal structure that consists of the operational transconductance amplifier (OTA) and the current feedback amplifier (CFA). So, it can be used in a variety of applications, such as being used in voltage-mode circuit design, where the output terminal is low impedance, and the input terminals are high impedance. It is also electronically controllable, making it easy to control circuit operations with a microcontroller or microprocessor.

According to the study, the MISO multifunction active filters employing various active building blocks have been presented [15–44]. However, those studies may still have some disadvantages. For example, the ABB is not easily realized from the commercially available ICs [15, 22, 26, 27, 29–34, 36, 40–43]; the filtering parameters are not controlled electronically [17–21, 24–32, 34, 35]; the output impedance node is not low [15, 16, 18–23, 29, 30, 32–37, 40–44]; the matching condition is needed for selecting the filtering functions [20, 28, 31–34, 42, 43]; the extra double gain amplifier is needed [33, 41, 43, 44], and the performance of the proposed multifunction active filters is verified through simulation only [15, 16, 19, 22, 24, 26, 27, 29–34, 36, 37, 40–44]; the quality factor cannot be controlled without affecting the natural frequency [15–38, 40–42, 44]; and the passband gain of the proposed filters cannot be controlled [15–30, 32–44].

The comparison of the proposed commercially available IC-based MISO multifunction active filter and others is given in Table 1.

For the reasons presented above, a commercially available LT1228 IC-based multifunction active filter is proposed in this research paper. The rest of this research contribution is prepared as follows: the basic concept of the commercially available LT1228 IC and the proposed voltage-mode MISO multifunction active filter are given in Section 2, while Section 3 presents, in detail, the analysis and study of the effect of the parasitic impedances in LT1228. The simulation results obtained from the PSpice program are depicted in Section 4. In Section 4, the experimental results obtained from the real circuit test are shown and discussed. Finally, the conclusion of this study is depicted in Section 5.

2. Principle of the Proposed Circuit

2.1. Active Building Block and Its Properties. The commercially available LT1228 IC is a voltage input and current/voltage output active building block that consists of a cascading connection of the transconductance amplifier and the current feedback amplifier [45, 46]. It has five terminals where v_+ and v_- are the high-impedance (ideally infinity) voltage input terminals. The y is a high-impedance (ideally infinity) current output terminal of the transconductance amplifier, and this terminal is also the voltage input terminal of the current feedback amplifier section. The low-impedance (ideally zero) terminals x and w in LT1228 are the voltage input and output of the current feedback amplifier, respectively. The LT1228 electrical circuit symbol is depicted in Figure 1(a), while the equivalent circuit of LT1228 is shown in Figure 1(b). The pin configuration of the LT1228 is an 8-pin dual-in-line package IC as shown in Figure 2. The LT1228 terminal characteristics are presented in the following equation [46]:

$$\begin{pmatrix} I_{v+} \\ I_{v-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{pmatrix}, \quad (1)$$

where R_T denotes the transresistance gain of LT1228 and g_m denotes the transconductance gain. For ideal consideration, R_T is an infinite value. g_m of LT1228 depends on the DC bias current I_B as depicted in the following equation [46]:

$$g_m = 10I_B. \quad (2)$$

Equation (2) indicates that the LT1228-based circuits are electronically tuned, which makes it easy to control circuit parameters with a microcontroller or microprocessor.

2.2. Proposed Multifunction Active Filter. This design focuses on employing the LT1228 IC to obtain the electronic control of the natural frequency and bandwidth (the quality factor), which will be easy for off-the-shelf implementation and

TABLE 1: Comparison of this MISO multifunction active filter and other works.

Ref	ABB	No. of ABB	No. of R+C	All grounded passive elements	Commercial IC	Electronic tune	Low output impedance	No need of matching condition	No need of double input	Experimental result	Control Q without affecting f_0	Passband gain control
15	OTA	6	0+2	Yes	Yes	Yes	No	Yes	Yes	No	No	No
16	OTA+CCII	3	0+2	No	Yes	Yes	No	Yes	Yes	No	No	No
17	CCII+VF	4	3+2	No	Yes	No	Yes	Yes	Yes	Yes	No	No
18	CCII	2	3+2	No	Yes	No	No	Yes	Yes	Yes	No	No
19	CCII	2	2+2	No	Yes	No	No	Yes	Yes	No	No	No
20	CCII	2	3+2	No	Yes	No	No	No	Yes	Yes	No	No
21	CCII	2	2+2	No	Yes	No	No	Yes	Yes	Yes	No	No
22	CCII	2	0+2	No	No	Yes	No	Yes	Yes	No	No	No
23	CCTA	1	2+2	No	Yes	Yes	No	Yes	Yes	Yes	Yes	No
24	CDBA	2	4+2	No	Yes	No	Yes	Yes	Yes	No	Yes	No
25	CFA and VF	2	2+2	No	Yes	No	Yes	Yes	Yes	Yes	No	No
26	DDCC	2	2+2	No	No	No	Yes	Yes	Yes	No	No	No
27	DDCC	3	2+2	Yes	No	No	Yes	Yes	Yes	No	No	No
28	FTFN and CFA	2	3+2	No	Yes	No	Yes	No	Yes	Yes	Yes	No
29	FDCCH	1	3+2	No	No	No	No	Yes	Yes	No	Yes	No
30	FDCCH	2	2+2	Yes	No	No	No	Yes	Yes	No	No	No
31	OTRA	1	4+4	No	No	No	Yes	No	Yes	No	No	Yes
32	DXCCII	1	4+2	No	No	No	No	No	Yes	No	Yes	No
33	VDFA	1	0+2	No	No	Yes	No	No	No	No	No	No
34	DVCC	1	2+2	No	No	No	No	No	Yes	No	No	No
35	CFA**	1	3+2	No	Yes	No	No	Yes	Yes	Yes	No	No
36	VD-DIBA	1	1+2	No	No	Yes	No	Yes	Yes	Yes	No	No
37	LTI228	1	1+2	No	Yes	Yes	No	Yes	Yes	No	No	No
38	VDDDA	2	0+2	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No	No
39	VDDDA	3*	0+2	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	No
40	VDDDA	1	2+2	No	Yes	Yes	No	Yes	Yes	No	Yes	No
41	VDDDA	1	1+2	No	Yes	Yes	No	Yes	No	No	Yes	No
42	VDFA	1	1+2	No	No	Yes	No	No	Yes	No	Yes	No
43	OTA	9	0+3	Yes	Yes	Yes	No	No	No	No	Yes	No
44	LTI228	1	2+2	No	Yes	Yes	No	Yes	No	No	Yes	No
This work	LTI228	2	3+2	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes

*The CCTA in [23] is constructed from two commercial ICs, OPA861 and MAX435. The CDBA in [24] is structured from two commercial ICs of AD844. The FTFN in [28] is constructed from two commercial ICs of AD844. The VDDDA in [38, 39] is constructed from two commercial ICs, LTI228 and AD830. **In [35], reconnection of the proposed filter to obtain several filtering functions is required.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

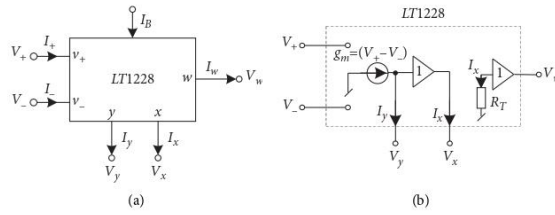


FIGURE 1: LT1228. (a) Electrical symbol. (b) Equivalent circuit.

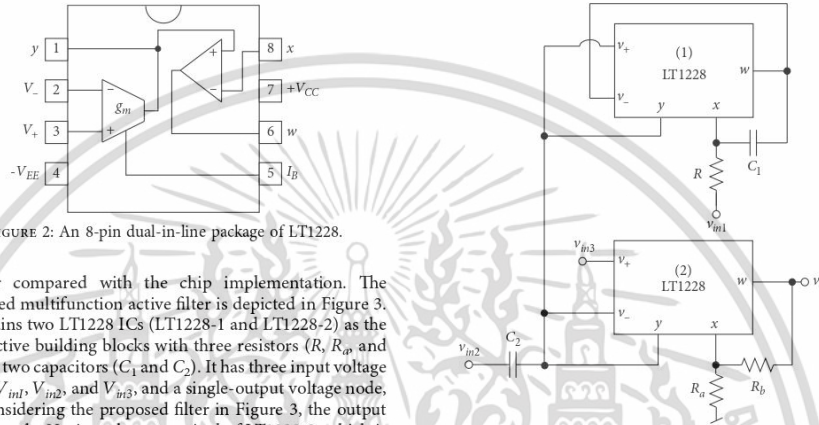


FIGURE 2: An 8-pin dual-in-line package of LT1228.

cheaper compared with the chip implementation. The presented multifunction active filter is depicted in Figure 3. It contains two LT1228 ICs (LT1228-1 and LT1228-2) as the main active building blocks with three resistors (R , R_a , and R_b) and two capacitors (C_1 and C_2). It has three input voltage nodes, V_{in1} , V_{in2} , and V_{in3} , and a single-output voltage node, V_o . Considering the proposed filter in Figure 3, the output voltage node, V_o , is at the w terminal of LT1228-2, which is low impedance. So, the output voltage node of the proposed active filter designed in Figure 3 can be directly connected to the next stage without using any voltage buffers. The input voltage node, V_{in3} , is also high impedance. However, the input voltage nodes, V_{in2} and V_{in1} , are not high impedance. Moreover, some passive elements in the proposed circuit are floating, which can be considered as the drawback when it is compared to the MISO filters proposed in [15, 27, 30, 38, 39, 43]. Considering the ideal properties of the LT1228, the equation of V_o of the proposed circuit is obtained as follows:

$$v_o = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left(\frac{s^2 v_{in2} + (s g_{m2} v_{in3} / C_2) + (g_{m1} v_{in1} / C_1 C_2 R)}{s^2 + (s g_{m2} / C_2) + (g_{m1} / C_1 C_2 R)} \right) \quad (3)$$

Based on the denominator of equation (3), the natural frequency (ω_0) of the active filter designed in Figure 3 is obtained as follows:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R}} \quad (4)$$

Subsequently, the quality factor (Q) of the proposed multifunction active filter designed in Figure 3 is obtained as follows:

FIGURE 3: Proposed multifunction active filter.

$$Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1} C_2}{R C_1}} \quad (5)$$

The passband voltage gain of the proposed multifunction active filter designed in Figure 3 is given as follows:

$$G_p = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \quad (6)$$

The filtering parameters, ω_0 and Q , which appear in equations (4) and (5), indicate that the control of Q can be done electronically via the transconductance, g_{m2} of LT1228-2 without affecting ω_0 . Moreover, ω_0 can be electronically adjusted via the transconductance, g_{m1} of LT1228-1. For practical design, ω_0 should be first tuned electronically by g_{m1} , and then, the bandwidth or the Q should be electronically adjusted through g_{m2} . In addition, it is observed from equation (6) that the passband gain of all filtering functions can be controlled via the resistor, R_a or R_b , without affecting ω_0 and Q . So, if the input magnitude signal driven to the proposed multifunction active filter is at a low level, the amplitude of the output voltage can be controlled without using any additional amplifiers.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Considering the output voltage depicted in (3), five second-order filtering functions can be achieved as follows:

- (i) The band-pass biquad function can be realized from the proposed active filter designed in Figure 3 by driving the input voltage signal to node v_{in3} and connecting nodes v_{in1} and v_{in2} to the ground
- (ii) The low-pass biquad function can be realized from the proposed active filter designed in Figure 3 by driving the input voltage signal to node v_{in1} and connecting nodes v_{in2} and v_{in3} to the ground
- (iii) The high-pass biquad function can be realized from the proposed active filter designed in Figure 3 by driving the input voltage signal to node v_{in2} and connecting nodes v_{in1} and v_{in3} to the ground
- (iv) The band-stop biquad function can be realized from the proposed active filter designed in Figure 3 by driving the input voltage signal to nodes v_{in1} , v_{in1} and v_{in2} and then connecting node v_{in3} to the ground
- (v) The all-pass biquad function can be realized from the proposed active filter designed in Figure 3 by driving the input voltage signal to nodes v_{in1} and v_{in1} and driving the inverting input voltage signal to node v_{in3} . An inverting amplifier with unity gain is required for the all-pass function.

It is found from the above statement that the presented multifunction active filter designed in Figure 3 can provide five responses, named band-pass filter, low-pass filter, high-pass filter, band-stop filter, and all-pass filter, in the same circuit without the need for the double gain amplifier and the passive element matching condition. Moreover, the selection of the output voltage-mode filtering functions can be done by the digital approach employing a microcontroller or microprocessor.

In the case of the all-pass function, the phase response is given as follows:

$$\theta_{AP} = -2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega g_{m2} C_1 R}{g_{m1} - \omega^2 C_1 C_2 R} \right). \quad (7)$$

Equation (7) indicates that the phase difference in the input and output waveform for the AP function is shifted from 0° at low frequencies to -360° at high frequencies with a flat amplitude response where the phase of the output voltage waveform lags the phase of the input voltage waveform.

3. Analysis and Study of the Parasitic Effects on the Proposed Filter

In this section, the effect of the LT1228 parasitic element on the performance of the presented voltage-mode versatile active filter designed in Figure 3 is analyzed and studied. The commercially available LT1228 IC with the parasitic elements at the LT1228 input and output terminals can be drawn in Figure 4. The capacitance and resistance connecting in parallel configuration appear at the high-impedance input and output terminals V_+ (R_+ // C_+), V_- (R_- //

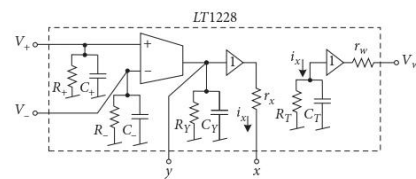
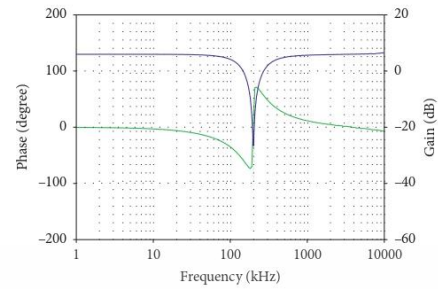




FIGURE 6: Experimental setup.



Phase (Theoretical)
Phase (Experimental)
Gain (Theoretical)
Gain (Experimental)

FIGURE 8: Experiment gain response of band-stop function.

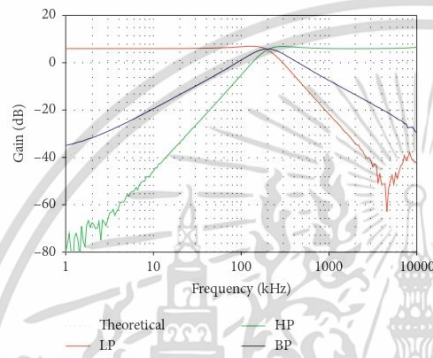


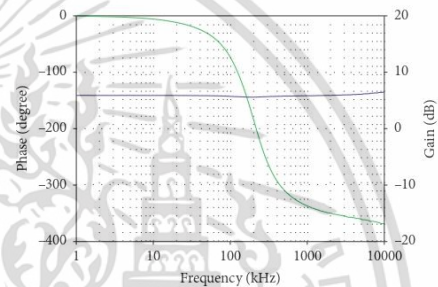
FIGURE 7: Experiment gain responses of LP, HP, and BP functions.

and

$$R_{eq} = \frac{r_{x1}r_{w1}R}{g_{m1}R_{T1}(r_{x1}/R)(r_{w1}/R_1)} \quad (10)$$

From equation (10), the frequency limitations at low frequencies of the proposed filter (especially for the BP and HP functions) stem from the resistance, R_{eq} . To reduce this effect at low frequencies, the value of the external resistor, R , should be low. However, if R_{T1} and R_1 are greater than r_{x1} , r_{w1} , and R , then $R_{eq} \approx 0$ and $L_{eq} \approx C_1R/g_{m1}$. The effect of the parasitic resistances at the first LT1228 is negligible (we also want to shorten the equation of the output voltage too).

At high frequencies, there are two poles/zeros (we will consider them as the poles) that appear at the inductance simulator. If r_{w1} is more less than R_1 and r_{x1} is more less than R_{T1} , these pole frequencies are $f_{p1} \approx 1/(2\pi C_1r_{w1})$ and $f_{p2} \approx 1/(2\pi C_{T1}r_{x1})$. The CFA in the second LT1228, R_a , and R_b is constructed as the voltage amplifier. If R_{T2} is greater than r_{x2} , r_{w2} , and R_b , the bandwidth of the amplifier is determined by $1/(2\pi C_{T2}R_b)$ [47]. From the simulation in [47], it is



Phase (Theoretical)
Phase (Experimental)
Gain (Theoretical)
Gain (Experimental)

FIGURE 9: Experiment gain and phase response of all-pass function.

indicated that $C_y = 6$ pF, $R_y = 8$ M Ω , $C_- = C_+ = 3$ pF, $R_T = 197.66$ k Ω , $C_T = 5.95$ pF, $r_x = 46.92$ Ω , and $r_w = 19.80$ Ω [47]. If R_b and C_1 used in the proposed circuit are 1 k Ω and 1 nF, the pole frequencies, f_{p1} and f_{p2} , and bandwidth of the amplifier are approximately 2.68 GHz, 570.09 MHz, and 26.75 MHz, respectively. Thus, if the bandwidth of the proposed filter is less than 26.75 MHz, the effect of the parasitic elements, C_{-1} , R_{-1} , C_{T1} , R_{T1} , r_{w1} , and r_{x1} at the first LT1228 and R_{T2} , C_{T2} , r_{x2} , and r_{w2} at the second LT1228, is neglected. So, the most effect is caused by the parasitic elements, $C+1$, $R+1$, $Cy1$, $Ry1$, $C-2$, $R-2$, $Cy2$, and $Ry2$. Thus, the output voltage of the presented multifunction active filter with parasitic elements is obtained by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

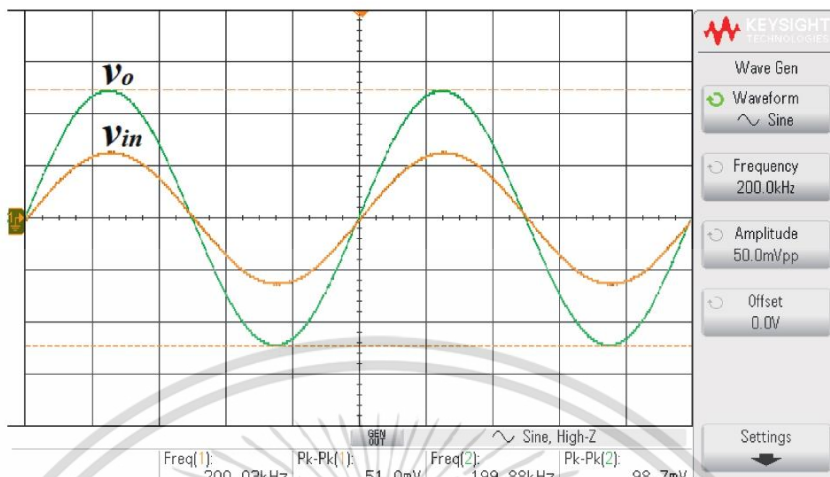


FIGURE 10: Measured input and output waveform of the BP filter.

$$v_o = \left(\frac{R_b}{R_a} + 1 \right) \left[\frac{s^2 (C_2/C_2 + C_A)v_{in2} + s(g_{m2}/C_A + C_2)v_{in3} + (g_{m1}/C_1 R(C_A + C_2))v_{in1}}{s^2 + s(G_A + g_{m2}/C_A + C_2) + (g_{m1}/C_1 R(C_A + C_2))} \right] \quad (11)$$

where $C_A = C_{+1} + C_{-2} + C_{y1} + C_{y2}$ and $G_A = G_{+1} + G_{-2} + G_{y1} + G_{y2}$. From equation (11), the natural frequency with the parasitic effect is given as follows:

$$\omega_0^* = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 R(C_A + C_2)}} \quad (12)$$

Subsequently, the quality factor with the parasitic effect is given as follows:

$$Q^* = \frac{1}{G_A + g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1}(C_A + C_2)}{C_1 R}} \quad (13)$$

It is observed that the parasitic elements in the LT1228 affect the passband gain, phase response, natural frequency, quality factor, and the operating limitations at low and high frequencies. As discussed above, the value of the external resistor, R_b should be low to reduce the parasitic effect at low frequencies. Also, the external resistor R_b should be low to enhance the bandwidth of the proposed circuit. In addition, to control the passband voltage gain with constant bandwidth, the value of R_a should be adjusted [47].

4. Experiment and Simulation Results

The proposed filter is verified with the hardware setup as depicted in Figure 6. The experiment is carried out using the supply voltages $\pm 5V$. The filter is designed to obtain $f_0 = 200\text{ kHz}$, $Q = 1$, and the passband $G_p = 2$ by choosing $I_{B1} = 157.91\ \mu\text{A}$, $I_{B2} = 125.66\ \mu\text{A}$, $R = R_a = R_b = 1\ \text{k}\Omega$, and $C_1 = C_2 = 1\ \text{nF}$. The magnitude frequency response of the proposed active filter for the functions, LP, HP, and BP filter, obtained from the experiment is illustrated in Figure 7. The experimental result shows $f_0 = 199.53\ \text{kHz}$ (0.23% error) and $Q = 1.05$ (5% error). The passband voltage gains of the proposed active filter for the functions, LP, HP, and BP filter, obtained from the experiment are 5.95 dB (1.16% error), 5.92 dB (1.66% error), and 5.79 dB (3.82% error), respectively. The magnitude and phase frequency response of the band-stop filtering function obtained from the experiment is depicted in Figure 8. The experimental passband voltage gains of the band-stop function at low and high frequencies are 5.95 (1.16% error) and 5.92 (1.66% error), respectively. The error of the experimental filtering parameters is caused by the parasitic resistances and capacitances in the commercial LT1228 IC as analyzed and discussed in Section 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

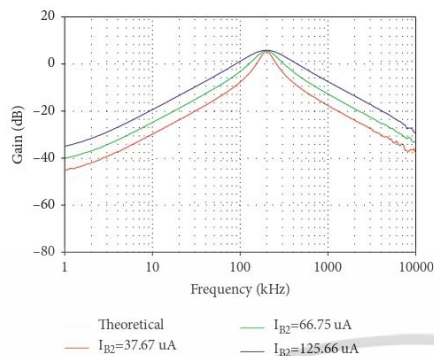


FIGURE 11: Experimental magnitude frequency response of BP function when I_{B2} is varied.

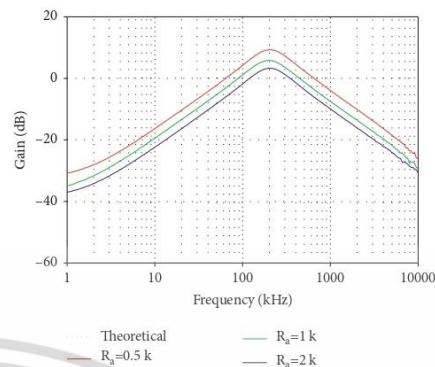


FIGURE 13: Experimental magnitude frequency response of BP function when R_a is varied.

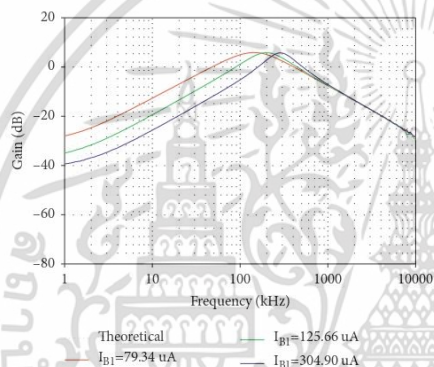


FIGURE 12: Experimental magnitude frequency response of BP function when I_{B1} is varied.

The gain and phase frequency behavior of the AP function obtained is depicted in Figure 9. The inverting unity gain amplifier is implemented by AD844 and two resistors ($0.47\text{ k}\Omega$). It is seen that the phase behavior of the AP function is shifted from 0° at low frequencies to -360° at high frequencies with a flat amplitude response. The measured sinusoidal input and output waveform of the BP filter is illustrated in Figure 10, where the frequency of the sinusoidal input voltage is 200 kHz @ 50 mV_{p-p} . It is found that the sinusoidal input and output voltage signals are in phase at the center frequency ($f = 200\text{ kHz}$), while the BP output voltage is 98.7 mV_{p-p} , which is around twice as large as the input. The total harmonic distortion (THD) of the BP output voltage is 0.191% . As expected in equation (5), the control of

the Q is done without affecting the f_0 by setting I_{B2} to $37.67\text{ }\mu\text{A}$, $66.75\text{ }\mu\text{A}$, and $125.66\text{ }\mu\text{A}$ ($I_{B1} = 157.91\text{ }\mu\text{A}$). This advantageous feature is confirmed by the experimental result in Figure 11. The experimental quality factors obtained from these values of I_{B2} are, respectively, varied to 2.69, 2.15, and 1.05. From the experimental result in Figure 12, changing I_{B1} to $79.34\text{ }\mu\text{A}$, $125.66\text{ }\mu\text{A}$, and $304.90\text{ }\mu\text{A}$ ($I_{B2} = 125.66\text{ }\mu\text{A}$) results in the natural frequency changing to 144.54 kHz , 199.53 kHz , and 288.40 kHz , respectively. However, adjusting I_{B1} will also affect the quality factor. So, in the practical design step, the natural frequency should be first tuned electronically by I_{B1} , and then, the bandwidth or the Q is electronically adjusted through I_{B2} . As mentioned in Section 3, the frequency limitation at high frequency of the proposed filter depends on the resistor, R_b . So, to control the passband voltage gain with constant bandwidth, the value of R_a should be adjusted [47]. The control of passband gain is experimentally verified via the BP function by adjusting the value of R_a to $0.5\text{ k}\Omega$, $1\text{ k}\Omega$, and $2\text{ k}\Omega$, respectively ($R_b = 1\text{ k}\Omega$), as depicted in Figure 13. The experimental passband gains for these R_a values are 9.30 dB (2.52% error), 5.79 dB (3.82% error), and 3.27 dB (7.10% error), respectively. It is found that at a high value of R_a , the voltage gain error is quite high. So, the R_b can be decreased (R_a must be decreased too) to get a higher voltage gain. Also, if R_b is set to a low value, it can make the proposed circuit's bandwidth wider. The experimental result confirms that the passband gain is controllable as expected in equation (6). The step response of the low-pass filter is shown in Figure 14 for an input step amplitude of 50 mV_{p-p} ($f = 15\text{ kHz}$).

In addition, the PSpice software is used to evaluate the performance of the proposed multifunction active filter. The macro-model of PSpice is at level 3. The input dynamic range of the proposed filter is evaluated by testing the THD of the output voltage versus the amplitude of the input voltage for band-pass filtering functions. Figure 15 depicts the

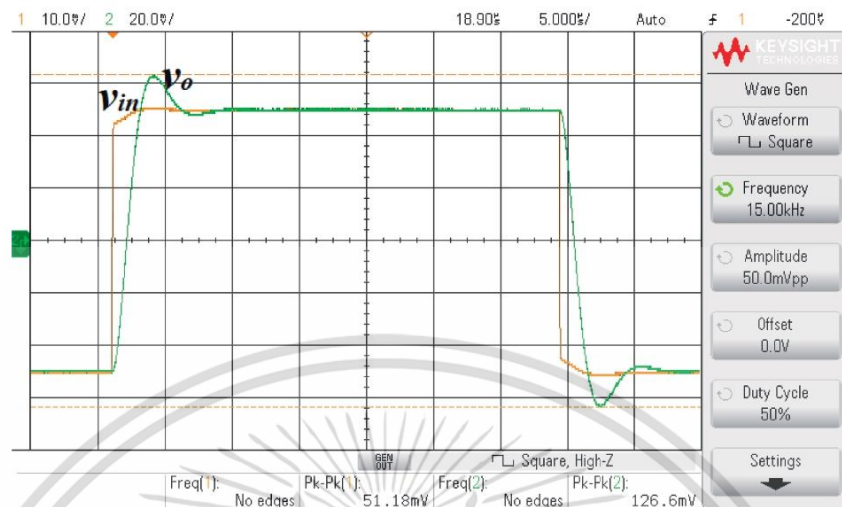


FIGURE 14: Measured input and output waveform of LP filter.

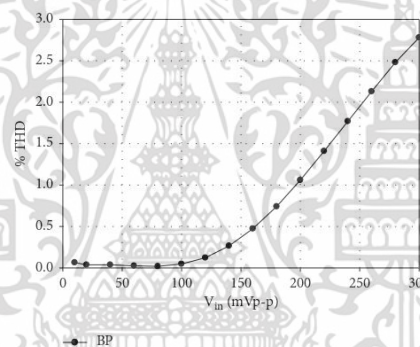


FIGURE 15: Simulated THD of the band-pass filter versus the input amplitude at $f = 200$ kHz.

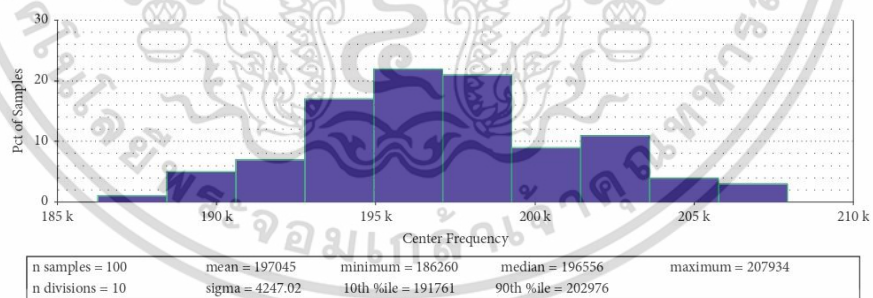


FIGURE 16: Histogram of Monte Carlo analysis of the band-pass filter with $\pm 5\%$ passive element tolerance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dependence of THD on the amplitude of the sinusoidal input voltage signal obtained through simulation, where the frequency of the sinusoidal input signal was 200 kHz. When the input voltage is less than $180 \text{ mV}_{\text{p-p}}$, the THD of the band-pass filtering function falls below 1 percent. The band-pass function of the proposed multifunction filter is analyzed using the Monte Carlo method to examine the influence of passive elements on the performance of the circuit. In this simulation, the Gaussian variation of the resistance and capacitance is 5%, while the other active elements are identical to those observed in the previous experiment. Statistical analysis is performed on the Monte Carlo 100 simulation. After 100 runs, the band-pass filter's center frequency varies between 186.26 kHz and 207.93 kHz, with a standard deviation of 4247.02 Hz as depicted in Figure 16.

5. Conclusions

In this design, the voltage-mode versatile biquadratic filter with amplitude controllability using the commercially available LT1228 ICs is proposed. The proposed filter contains two LT1228 ICs, three resistors (R_a , R_b , and R_c), and two capacitors (C_1 and C_2). The low-impedance output voltage node of the proposed circuit is achieved, which is able to connect to other circuits without the need for external buffer circuits. Five standard filter responses, including HP, BP, BS, LP, and AP filtering functions, can be obtained in the same core filtering structure without any matching conditions and a double gain amplifier. With this advantage feature, the filtering function of the proposed versatile active filter can be chosen by the digital approach. Both parameters (f_0 and Q) can be electronically adjusted by I_{B1} and I_{B2} . Moreover, Q can be tuned by the bias current, I_{B1} , without affecting the parameter, f_0 . The passband gain is controllable by adjusting the resistors R_a and R_b without disturbing the parameters, Q and f_0 . However, the inverting unity gain amplifier is required for the AP filtering function. The input voltage nodes, v_{in2} and v_{in1} , are not high impedance. The simulation results from the PSpice program and experiment results from the hardware test are carried out to investigate the proposed multifunction active filter. With the supply voltages $\pm 5 \text{ V}$ and choosing $I_{B1} = 157.91 \mu\text{A}$, $I_{B2} = 125.66 \mu\text{A}$, $R = R_a = R_b = 1 \text{ k}\Omega$, and $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$, the natural frequency obtained from the experiment is 199,53 kHz (0.23% error). The quality factor obtained from the experiment is 1.05 (5% error).

Data Availability

No data were used to support the findings of this study.

Conflicts of Interest

The authors declare that they have no conflicts of interest.

Acknowledgments

This work was supported by King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KREF016301).

References

- [1] L. Safari, G. Barile, G. Ferri, and V. Stornelli, "High performance voltage output filter realizations using second generation voltage conveyor," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 28, 2018.
- [2] M. T. Abuelma'atti and N. R. Almutaini, "New current-feedback operational-amplifier based shadow filters," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 86, pp. 471–480, 2016.
- [3] R. Gupta and S. S. Gupta, "New universal filter using only current followers as active elements," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 60, no. 3, pp. 251–256, 2006.
- [4] R. Senani, V. K. Singh, A. K. Singh, and D. R. Bhaskar, "Novel electronically controllable current-mode universal biquad filter," *IEICE Electronics Express*, vol. 1, no. 14, pp. 410–415, 2004.
- [5] N. Pandey and S. K. Paul, "Differential difference current conveyor transconductance amplifier: a new analog building block for signal processing," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2011, Article ID 361384, 2011.
- [6] G. Barile, L. Safari, L. Pantoli, V. Stornelli, and G. Ferri, "Electronically tunable first order AP/LP and LP/HP filter topologies using electronically controllable second generation voltage conveyor (CVCII)," *Electronics*, vol. 10, no. 7, p. 822, 2021.
- [7] M. T. Abuelma'atti, and A. Bentrchia, "A new mixed-mode OTA-C filter/oscillator circuit," *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, vol. 3, pp. 211–221, 2008.
- [8] B. Singh, A. K. Singh, and R. Senani, "A new universal biquad filter using differential difference amplifiers and its practical realization," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 75, no. 2, pp. 293–297, 2013.
- [9] R. Senani, D. R. Bhaskar, and P. Kumar, "Two-CFOA-grounded-Capacitor first-order all-pass filter configurations with ideally infinite input impedance," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 137, Article ID 153742, 2021.
- [10] M. T. Abuelma'atti, S. K. Dhar, and Z. J. Khalifa, "New two-CFOA-based floating immittance simulators," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 91, pp. 479–489, 2017.
- [11] V. Stornelli, G. Barile, L. Pantoli et al., "A new VCII application: sinusoidal oscillators," *Journal of Low Power Electronics and Applications*, vol. 11, no. 3, p. 30, 2021.
- [12] S. Maheshwari and M. S. Ansari, "Catalog of realizations for DXCCII using commercially available ICs and applications," *Radioengineering*, vol. 21, pp. 281–289, 2012.
- [13] E. Minaei and S. Minaei, "Realization of arbitrary current transfer functions based on commercially available CCII + s," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 42, no. 7, pp. 659–670, Jul 2014.
- [14] S. Jaikla and W. Jaikla, "Electronically controllable grounded inductance simulators using single commercially available IC: LT1228," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 76, pp. 1–10, 2017.
- [15] M. Kumngern, M. Somdunyanok, and P. Prommee, *High-Input Impedance Voltage-Mode Multifunction Filter with Three-Input Single-Output Based on Simple CMOS OTAs*, IEEE, Vientiane, Laos, 2008.
- [16] J. W. Horng, "High input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using two OTAs and one CCII," *International Journal of Electronics*, vol. 90, no. 3, pp. 185–191, 2003.

- [17] C. Lee and M.-S. Lee, "Universal voltage-mode filter with three inputs and one output using three current conveyors and one voltage follower," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 25, pp. 2112-2113, 1994.
- [18] J.-W. Horng, C.-C. Tsai, and M.-H. Lee, "Novel universal voltage-mode biquad filter with three inputs and one output using only two current conveyors," *International Journal of Electronics*, vol. 80, no. 4, pp. 543-546, 1996.
- [19] J.-W. Horng, M.-H. Lee, H.-C. Cheng, and C.-W. Chang, "New CCII-based voltage-mode universal biquadratic filter," *International Journal of Electronics*, vol. 82, no. 2, pp. 151-156, 1997.
- [20] C.-M. Tu and S.-H. Tu, "Universal voltage-mode filter with four inputs and one output using two CCII s," *International Journal of Electronics*, vol. 86, no. 3, pp. 305-309, 1999.
- [21] J.-W. Horng, "Voltage-mode universal biquadratic filters using CCII s," *IEICE - Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. E87A, pp. 406-409, 2004.
- [22] A. Ranjan and S. K. Paul, "Voltage mode universal biquad using CCCII," *Active and Passive Electronic Components*, vol. 2011, Article ID 439052, 2011.
- [23] N. Herencsar, J. Koton, and K. Vrba, "Single CCTA-based universal biquadratic filters employing minimum components," *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 1, pp. 307-310, 2009.
- [24] J. K. Pathak, A. K. Singh, and R. Senani, "New voltage mode universal filters using only two CDBAs," *ISRN Electronics*, vol. 2013, Article ID 987867, 2013.
- [25] J.-W. Horng, "Voltage-mode multifunction filter using one current feedback amplifier and one voltage follower," *International Journal of Electronics*, vol. 88, no. 2, pp. 153-157, 2001.
- [26] C.-M. Chen and H.-P. Chen, "Universal capacitor-grounded voltage-mode filter with three inputs and a single output," *International Journal of Electronics*, vol. 90, no. 6, pp. 401-406, 2003.
- [27] W. Horng and J. Horng, "High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filter using DDCCs," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 8, pp. 649-652, 2007.
- [28] N. A. Malik and M. A. Malik, "Voltage/current-mode universal filter using FTN and CFA," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 45, no. 2, pp. 197-203, 2005.
- [29] C.-M. Chen and H.-P. Chen, "Single FDCCII-based tunable universal voltage-mode filter," *Circuits, Systems, and Signal Processing*, vol. 24, no. 2, pp. 221-227, 2005.
- [30] C. Hua-Pin and L. Yi-Zhen, "High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filter using FDCCII s," in *Proceedings of the 2008 9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology*, pp. 1794-1798, IEEE, Beijing, China, October 2008.
- [31] S. Kilinc, A. U. Keskin, and U. Cam, "Cascadable voltage-mode multifunction biquad employing single OTRA," *Frequenz*, vol. 61, pp. 84-86, 2007.
- [32] I. Myderrizi, S. Minaei, and E. Yuce, "DXCCII-based grounded inductance simulators and filter applications," *Microelectronics Journal*, vol. 42, no. 9, pp. 1074-1081, 2011.
- [33] J. Satansup and W. Tangsrirat, "Single VDTA-based voltage-mode electronically tunable universal filter," in *Proceedings of the 27th International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications ITC-CSCC 2012*, Hokkaido, Japan, July 2012, <https://conference.researchbib.com/?action=viewConferenceSearch&country=jp>.
- [34] W. Tangsrirat and O. Channumsin, "Voltage-mode multifunctional biquadratic filter using single DVCC and minimum number of passive elements," *Indian Journal of Pure and Applied Physics*, vol. 49, pp. 703-707, 2011.
- [35] C. L. Hou, C. C. Huang, Y. S. Lan, J. J. Shaw, and C. M. Chang, "Current-mode and voltage-mode universal biquads using a single current-feedback amplifier," *International Journal of Electronics*, vol. 86, no. 8, pp. 929-932, 1999.
- [36] K. L. Pushkar, D. R. Bhaskar, and D. Prasad, "A new MISO-type voltage-mode universal biquad using single VD-DIBA," *ISRN Electronics*, vol. 2013, Article ID 478213, 2013.
- [37] S. Jaikla and W. Jaikla, "Universal filter using single commercially available IC: LT1228," *MATEC Web of Conferences*, vol. 95, Article ID 14002, 2017.
- [38] S. Sangyaem, S. Siripongdee, W. Jaikla, and F. Khateb, "Five-inputs single-output voltage mode universal filter with high input and low output impedance using VDDDA s," *Optik*, vol. 128, pp. 14-25, 2017.
- [39] P. Pupavarasuwat, M. Kummern, S. Sangyaem, W. Jaikla, and F. Khateb, "Cascadable independently and electronically tunable voltage-mode universal filter with grounded passive components," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 84, pp. 290-299, 2018.
- [40] A. Chaichana, S. Sangyaem, and W. Jaikla, "Multifunction voltage-mode filter using single voltage differencing differential difference amplifier," *MATEC Web of Conferences*, vol. 95, Article ID 14003, 2017.
- [41] S. Siripongdee and W. Jaikla, "Single VDDDA-based voltage-mode multifunction second order filter for analog signal processing," in *Proceedings of the 2015 International Conference on Intelligent Informatics and Biomedical Sciences (ICIBMS)*, Okinawa, Japan, November 2015.
- [42] J. Pimpol, O. Channumsin, and W. Tangsrirat, "MISO universal filter employing single VDTA," in *Proceedings of the 2018 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST)*, pp. 1-4, IEEE, Langkawi, Malaysia, September 2011.
- [43] M. Kummern and U. Torteanchai, "Voltage-mode MISO OTA-C biquad filter," in *Proceedings of the 2011 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, pp. 79-82, IEEE, Langkawi, Malaysia, September 2011.
- [44] P. Suwanjan, S. Siripongdee, and W. Jaikla, "Three-inputs single-output voltage-mode universal filter with orthogonal control using single commercially available IC," in *Proceedings of the 2017 European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS)*, pp. 454-457, IEEE, Bern, Switzerland, November 2017.
- [45] S. Klungtong, D. Thanapatay, and W. Jaikla, "Three-input single-output voltage-mode multifunction filter with electronic controllability based on single commercially available IC," *Active and Passive Electronic Components*, vol. 2017, Article ID 5240751, 2017.
- [46] LT1228, "100MHz Current Feedback amplifier with DC gain control," Linear technology, CA, USA, 2012, https://www.analog.com/media/en/technical_documentation/data-sheets/1228fd.pdf.
- [47] W. Jaikla, U. Buakhong, S. Siripongdee et al., "Single commercially available IC-based electronically controllable voltage-mode first-order multifunction filter with complete standard functions and low output impedance," *Sensors*, vol. 21, no. 21, p. 7376, 2021.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นางสาวนฤมล อ่อนอนงค์
วัน-เดือน-ปีเกิด	3 เมษายน 2538
สถานที่เกิด	จังหวัดกรุงเทพมหานคร
ที่อยู่ปัจจุบัน	100/52 ซอยฉลองกรุง 53/4 แขวงลำปลาทิว เขตลาดกระบัง จังหวัดกรุงเทพมหานคร 10520
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2561 สำเร็จการศึกษา ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาวิชาครุศาสตร์วิศวกรรม คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2565 กำลังศึกษา ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยี สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	ครูผู้ช่วย วิทยาลัยสารพัดช่างสมุทรสงคราม อำเภอเมือง จังหวัดสมุทรสงคราม พ.ศ. 2565 - ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้