

õ öó ð ö: ð öö ö
ö ž ö ó ó ö
ð ð ù ú üö ù

EK@F: 7E: 3@6 67E9@A8F: D77Z@BGF E:@9>7ZAGFBGF
HA>F397?A678DEF AD67D?G>F;8G@5F:A@8>F7DI ;F:
7>75FDA@5E 5A@FDA>>34;>FK GE:@9 5A?? 7D5;3>>K 3HB;>34>7;5



üü ý öö
G@5 ;FF: 3 4G3= A@9

ť ť ő ő üü ó ő
ň ù ő
ó ó ő ó
ó ÷ ő ÷ ó ő ő
ž ž\$ (5
=?;F>Z" \$Z76Z? Z\$#Z"*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

EK@F: TE E 3@6 6TE:9@A8F: D77Z@BGF E,@9>7ZAGFBGF
HA>F397? A678DEF AD67D?G>F;8G@5F:A@8>FTD
I ;F: 7>75FDA@5E 5A@FDA>>34;>FK GE:@9
5A?? 7D5;3>>K 3HB;>34>7;5



G@5 ;FF: 3 4G3=: A@9

3F: TE E EG4? ;FF76 ;@B3DF;3>8G>8>>? 7@
A8F: 7D7CGD7? 7@FE 8ADF: 7679D77A8
? 3FF7DA8E5;7@57 ;@;@6GEFD3> 76G53F:A@
;@7>75FD@53> 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 ;@F;FGF7A8FT5 @A>A9K >36=D343@9
\$" \$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



5ABKD9. F \$" \$2

E5: AA>A8;@6GF3D3> 76G53F;A@3@6 F75 @A>A9K

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลาย
หน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่ง
เอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้
ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์

นักศึกษา

นางสาวอัญชิษฐา บัวคง

รหัสประจำตัว

64603063

ปริญญา

ครุศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

พ.ศ.

2565

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รองศาสตราจารย์ ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รองศาสตราจารย์ ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับ
หนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีใน
เชิงพาณิชย์ วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยไอซี LT1228 จำนวนหนึ่งตัว ตัวเก็บประจุหนึ่งตัว และตัว
ต้านทานสองตัว มีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ ซึ่งเหมาะสำหรับการนำไปต่อкасцептโนโหมด
แรงดันโดยไม่ต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ วงจรที่นำเสนอสามารถตอบสนองการทำงานได้ 4 ฟังก์ชัน คือ
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่าน
ทุกความถี่แบบกลับเฟส สามารถปรับอัตราขยายได้ทั้งวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านความถี่
สูง สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ด้วย
คุณสมบัตินี้ทำให้วงจรที่นำเสนอสะดวกต่อการควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ ผลการทดสอบ
สมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงโดยใช้
แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ± 5 โวลต์ $C = 1\text{nF}$ และ $I_B = 100\ \mu\text{A}$ พบว่าวงจรทำงาน
สอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ โดยผลการทดสอบวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส
สามารถเลื่อนเฟสสัญญาณจาก 0 องศา ไปยัง -180 องศา ตั้งแต่ความถี่ต่ำ (1kHz) จนถึงความถี่สูง
(1MHz) ความถี่ธรรมชาติที่ได้จากการจำลองและทดสอบเท่ากับ 156.4kHz (ผิดพลาด 1.7%) และ
158.48kHz (ผิดพลาด 0.42%) ตามลำดับ ส่วนค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ธรรมชาติที่ได้จากการ
จำลองและทดสอบเท่ากับ -90.95° (ผิดพลาด 1.05%) และ -87.39° (ผิดพลาด 2.9%) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Synthesis and Design of Three-Input Single-Output Voltage Mode First Order Multifunction Filter with Electronics Controllability Using Commercially Available IC
Student	Miss Unchittha Buakhong
Student ID.	64603063
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electrical Communication Engineering
Year	2022
Thesis Advisor Assoc.	Assoc. Prof. Dr. Winai Jaikla
Thesis Co-Advisor	Assoc. Prof. Dr. Peerawut Suwanjan

ABSTRACT

The synthesis and design of a three-input, single-output voltage mode first-order multifunction filter with electronics controllability using commercially available IC is presented in this thesis. The proposed filter consists of a single LT1228 as an active device with two resistors and one capacitor. The output voltage node has a low impedance, resulting in easy cascadeability with other voltage-mode configurations without using buffer circuits. The proposed filter provides four output voltage functions, which are low-pass (LP), high-pass (HP), inverting all-pass (AP-), and non-inverting all-pass (AP+) responses. The pass-band voltage gain of the LP and HP functions can be controlled by adjusting the value of resistors without affecting the natural frequency and phase response. The control of natural frequency and phase response can be conducted electronically through the bias current (I_B), which is easily controlled by a microcontroller. The proposed filter's performance was simulated and tested using a $\pm 5V$ voltage supply, $C = 1nF$, and $I_B = 100\mu A$. The simulated and measured results agree well with theoretical expectations. For AP- experimental result, the lagging phase response for 1kHz to 1MHz frequency changes from 0 to -180 degree. The simulated and experimental natural frequencies were 156.4kHz (1.7% error) and 158.48kHz (0.42% error), respectively. At natural frequency, the simulated and experimental phase shifts were -90.95° (1.05% error) and -87.39° (2.9% error), respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี เนื่องจากบุคคลหลายท่านได้กรุณาให้ความช่วยเหลือ โอกาส ข้อมูล ข้อเสนอแนะ คำปรึกษา ความเห็น และความปรารถนาดีแก่ผู้วิจัย ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วินัย ใจกล้า ที่ได้มอบสิ่งต่างๆ ให้ผู้วิจัยนับตั้งแต่วันที่ขอรับคำปรึกษา ให้ความรู้ คำแนะนำ ในเชิงวิชาการด้วยความเต็มใจเสมอ และเป็นแบบอย่างที่ดีให้แก่ผู้วิจัย ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ รศ.ดร.วิสุทธิ สุนทรกนกพงศ์ รศ.ดร.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์ และ อาจารย์ ดร.ภมร ศิลาพันธ์ ที่ให้ความกรุณาตรวจสอบ ชี้แนะจุดที่บกพร่องด้วยความเมตตาเสมอมา เพื่อให้ผู้วิจัยนำไปปรับปรุงวิทยานิพนธ์ให้มีความถูกต้องสมบูรณ์ ขอขอบพระคุณเจ้าหน้าที่งาน บัณฑิตศึกษาและบุคลากรในคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมและเทคโนโลยีทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือ และอำนวยความสะดวกในการติดต่อสอบถามข้อมูลต่างๆ ขอขอบคุณเพื่อนทุกคนที่คอยให้คำปรึกษา และกำลังใจ ขอกราบขอบพระคุณ คุณชุตินันท์ ศรีวิลาศ และครอบครัว สำหรับความอบอุ่นและ แรงผลักดันที่มอบให้ และคอยอำนวยความสะดวกตลอดเวลาที่ผู้วิจัยจัดทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่ และครอบครัว ผู้เป็นที่รักคอยเป็นกำลังใจให้เสมอมา ทั้งให้การสนับสนุนการศึกษา ความเข้าใจ และความช่วยเหลือในทุกด้านมาโดยตลอด จนทำให้ผู้วิจัย มีความมุ่งมั่นที่จะสำเร็จการศึกษา

ประโยชน์อันพึงมีและความรู้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ก่อให้เกิดประโยชน์แก่บุคคลต่างๆ รวมทั้งนักศึกษารุ่นน้อง ด้วยอันสงสที่ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านด้วยความเคารพยิ่ง หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

อัญชิษฐา บัวคง

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 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	7
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรรองความถี่.....	8
2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรเลื่อนเฟส.....	13
2.3 หลักการทั่วไปของวงจรขยายความนำถ่ายโอน.....	18
2.4 หลักการทั่วไปของวงจรขยายป้อนกลับกระแส.....	20
2.5 หลักการทั่วไปของไอซี LT1228.....	22
2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	37
3.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่หนึ่งโหมดแรงดัน แบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ LT1228.....	38
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่กรณีอุดมคติ.....	46
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	52
3.4 การออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันรองความถี่ที่ปรับความถี่ธรรมชาติและ ค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	65
บทที่ 4 ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล.....	68
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE.....	68
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....	76
4.3 ผลการออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันรองความถี่ที่ปรับความถี่ธรรมชาติและ ค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์.....	88
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ.....	90
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	90
5.2 อภิปรายผลงานวิจัย.....	92
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย.....	94
บรรณานุกรม.....	95
ภาคผนวก.....	98
ภาคผนวก ก โปรแกรมควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์.....	99
ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการทำวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์.....	103
ประวัติผู้เขียน.....	129

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ผลการศึกษาโครงสร้างวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งที่ได้มีการนำเสนอไว้.....	2
1.2 การป้อนสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้วงจรรองความถี่ตามต้องการ.....	4
3.1 การกำหนดสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้วงจรรองความถี่ตามต้องการ.....	40
4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจาก PSPICE.....	70
4.2 ผลตอบสนองทางเวลาที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจาก PSPICE.....	72
4.3 ย่านการรับแรงดันอินพุตของฟังก์ชันกรองความถี่ที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1%.....	76
4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง.....	81
4.5 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ได้จากการคำนวณ เทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง.....	81
4.6 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านความถี่สูงที่ได้จากการคำนวณ เทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง.....	83
4.7 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสที่ได้จากการคำนวณ เทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง.....	85
4.8 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสที่ได้จากการคำนวณ เทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง.....	86
5.1 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจาก PSPICE และผลจากการต่อวงจรจริง.....	92
5.2 เปรียบเทียบคุณลักษณะของวงจรในงานวิจัยที่นำเสนอกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	93

สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร.....	4
2.1 วงจรกรองความถี่แบบสองพอร์ต.....	9
2.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ.....	11
2.3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง.....	11
2.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	12
2.5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่.....	12
2.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	13
2.7 แผนผังการทำงานการมอดูเลตแบบ SSB (Single Sideband) ด้วยวิธีการเลื่อนเฟส.....	14
2.8 เวกเตอร์ของซีโรสองตัวที่สมมาตรกัน.....	15
2.9 ตัวอย่างตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรเลื่อนเฟสอันดับที่หนึ่ง.....	15
2.10 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่งแบบกลับเฟส.....	17
2.11 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับที่หนึ่งแบบไม่กลับเฟส.....	18
2.12 สัญลักษณ์ของวงจรขยายความนำถ่ายไอออน.....	19
2.13 วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของวงจรขยายความนำถ่ายไอออน.....	19
2.14 สัญลักษณ์ของวงจรขยายป้อนกลับกระแส.....	21
2.15 วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของวงจรขยายป้อนกลับกระแส.....	21
2.16 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ AD844.....	22
2.17 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LT1228.....	22
2.18 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของไอซี LT1228.....	23
2.19 วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของไอซี LT1228.....	23
2.20 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ CCII 2 ตัว.....	24
2.21 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ OTRA 3 ตัว.....	26
2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ LT1228.....	27
2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ ZC-CCCFDTA และ CA.....	28
2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ Subtractor 2.....	30
2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ M-CCCCTA.....	31
2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดกระแสโดยใช้ DDCC 2 ตัว.....	32
2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ OTA 2 ตัว.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ OTRA.....	34
2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ VD-DIBA.....	35
3.1 แผนผังขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย.....	37
3.2 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับที่หนึ่ง โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	38
3.3 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทาน.....	43
3.4 การสังเคราะห์วงจรขยายสัญญาณ 2 ตัวที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ.....	44
3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่หนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ อุปกรณ์ LT1228 ที่ได้สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในรูปที่ 3.2.....	46
3.6 วงจรเทียบเคียงที่มีความต้านทานและความจุแฝงภายในอุปกรณ์ LT1228.....	53
3.7 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับที่หนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตในกรณี ที่มีผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝงภายในอุปกรณ์ LT1228 เมื่อแทนตัว อุปกรณ์ด้วยแอดมิตแตนซ์.....	54
3.8 การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์.....	66
3.9 แผนผังการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์.....	67
4.1 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านความถี่สูง.....	69
4.2 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส.....	69
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับไม่กลับเฟส.....	70
4.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่ต่ำที่ความถี่ f_0	71
4.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่สูงที่ความถี่ f_0	71
4.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชัน กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสที่ความถี่ f_0	71
4.7 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชัน กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสที่ความถี่ f_0	72
4.8 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำโดยปรับค่า I_B	73
4.9 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงโดยปรับค่า I_B	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.10 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสโดยปรับค่า I_B	74
4.11 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสโดยปรับค่า I_B	74
4.12 ผลกระทบจากอุณหภูมิที่มีผลต่อความถี่ธรรมชาติที่ฟังก์ชัน กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส.....	75
4.13 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน LP, HP, AP- และ AP+ เทียบกับแรงดัน อินพุตตั้งแต่ $10mV_{p-p} - 300mV_{p-p}$	76
4.14 การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง.....	77
4.15 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง GW INSTEK รุ่น GPS-3303.....	77
4.16 ออสซิลโลสโคป KEYSIGHT รุ่น DSOX1102G.....	78
4.17 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำจากการต่อวงจรจริง.....	79
4.18 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงจากการต่อวงจรจริง.....	79
4.19 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสจากการต่อวงจรจริง.....	80
4.20 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส จากการต่อวงจรจริง.....	80
4.21 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (ก) $f = 10kHz$, (ข) $f = 160kHz$ และ (ค) $f = 1MHz$	82
4.22 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง (ก) $f = 10kHz$, (ข) $f = 160kHz$ และ (ค) $f = 1MHz$	83
4.23 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 10kHz$, (ข) $f = 160kHz$ และ (ค) $f = 1MHz$	85
4.24 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_o ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส (ก) $f = 10kHz$, (ข) $f = 160kHz$ และ (ค) $f = 1MHz$	87
4.25 การเชื่อมต่อขาของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์.....	88
4.26 การต่อวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์.....	89

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่มีความสำคัญอย่างมากในทางวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม โดยเฉพาะในงานด้านประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก ตัวอย่างการใช้งานวงจรกรองความถี่ในระบบต่างๆ เช่น ระบบสื่อสาร ระบบอิเล็กทรอนิกส์ ระบบเครื่องมือวัด เป็นต้น (Psychalinos, et. al. 2018 : 360-367) วงจรกรองความถี่ได้มีการพัฒนาให้เป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง (Multifunction Filter) ที่มีข้อดีกว่าวงจรกรองความถี่ทั่วไป คือ สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานได้หลายแบบภายในโครงสร้างวงจรเดียวกัน เช่น กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ซึ่งวงจรกรองผ่านทุกความถี่หรือวงจรเลื่อนเฟสทำหน้าที่เลื่อนเฟสสัญญาณออกไป โดยที่ขนาดของสัญญาณไม่มีการเปลี่ยนแปลง (Yuce and Minaei, 2021 : 1-9) ด้วยเหตุนี้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งจึงถูกนำไปประยุกต์ใช้งานหลายรูปแบบ เช่น วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง วงจรออสซิลเลเตอร์ วงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่มีค่าปัจจัยคุณภาพสูง เป็นต้น (Ibrahim, et. al. 2003 : 525-536), (Kumngern. 2012 : 100-103)

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟโดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป (Active Building Blocks) ได้รับความนิยม เนื่องจากสามารถทดแทนวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ใช้ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ (Passive RLC filter) ได้ (Myderrizi, et. al. 2011 : 356-360) ซึ่งข้อดีของอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป คือ สะดวกในการออกแบบ โครงสร้างของวงจรไม่ซับซ้อน และสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยควบคุมด้วยกระแสหรือแรงดันแทนการปรับด้วยอุปกรณ์พาสซีฟ (Sanchez-sinencio et. al. 1988 : 936-949) ซึ่งในปัจจุบันการใช้เทคโนโลยี CMOS (Complementary Metal-Oxide Semiconductor) และ BJT (Bipolar Junction Transistor) ได้รับความนิยม จะมีข้อดีคือให้ประสิทธิภาพของวงจรสูง วงจรมีขนาดเล็กทำให้สามารถนำไปผลิตเป็นวงจรรวม (Integrated Circuit : IC) หรือไอซีได้ ส่งผลให้วงจรกินกำลังงานต่ำ (Comedang et. al. 2014 : 13-18) แต่อย่างไรก็ตามในการนำไปสร้างเป็นไอซีจะส่งผลให้มีค่าใช้จ่ายสูงและคุ่มค่าก็ต่อเมื่อผลิตในปริมาณมาก ดังนั้นการใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ในการออกแบบวงจรจึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่ง ตัวอย่างเช่น LT1228 ส่งผลให้มีค่าใช้จ่ายน้อยลงและเกิดความคุ่มค่าในการใช้งาน อีกทั้งสามารถนำไปออกแบบประยุกต์ใช้งานได้ง่ายและเหมาะกับการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ (Olšák and Biolek, 2000 : 191-194)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการศึกษาเกี่ยวกับการสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง โหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรแอกทีฟสำเร็จรูปที่ได้มีผู้นำเสนอไว้ในงานวิจัยก่อนหน้า (1-10) ดังแสดงในตารางที่ 1.1 แต่วงจรองความถี่เหล่านั้นบางวงจรยังมีข้อจำกัดดังนี้

1. ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 1 ตัว (1, 3-4, 6-8)
2. โครงสร้างของวงจรไม่ได้ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (1-2, 5, 7)
3. ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก (2, 7-9)
4. อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปมีกระแสเอาต์พุตหลายขีด (6)
5. ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน (1-3, 5-9)
6. ไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ (1, 4, 6-7)
7. ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (1-2, 4, 7-8)
8. ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสด้วยพารามิเตอร์หลายตัว (2, 7)
9. ความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ (3, 5-6, 8)

อ้างอิงระบบนามปี

(1) (Chaturvedi, et. al. 2020), (2) (Banerjee, et. al. 2020 : 271-274), (3) (Jaikla, et. al. 2019 : 22-35), (4) (Abaci and Yuce, 2018 : 140-146), (5) (Chinpark, et. al. 2018 : 192-195), (6) (Sotner, et. al. 2016 : 12-20), (7) (Banerjee, et. al. 2012), (8) (Shah, et. al. 2004 : 854-856), (9) (Linear Technology Corporation. 2012 : 1-22), (10) (Duangmalai, et. al. 2022)

ตารางที่ 1.1 ผลการศึกษาโครงสร้างวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งที่ได้มีการนำเสนอไว้

ลำดับ	จำนวนอุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูป	ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์	จำนวน R+C	ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขีด	ฟังก์ชันการทำงาน	ปรับอัตราขยายได้	ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์	ปรับมุมเลื่อนเฟสที่พารามิเตอร์เดียว	ความต้านทานเอาต์พุตต่ำ
1 Fig.9	2 DDCC	✗	1+1	✓	LP, HP, AP+	✗	✗	✓	✓
2	1 OTRA	✗	2+2	✓	LP, HP, AP-	LP, HP	✗	✗	✓
3	2 OTA	✓	1+1	✓	LP, HP, AP-	HP	✓	✓	✗
4	2 subtractor	✓	1+1	✓	LP, HP, AP+, AP-	✗	✗	✓	✓
5	1 M-CCCCTA	✗	1+1	✓	LP, HP, AP-	HP	✓	✓	✗
6	1 ZC-CCCFDFA, 1CA	✓	1+1	✗	HP, AP+, AP-	✗	✓	✓	✗
7	3 OTRA	✗	6+3	✓	LP, HP, AP+	✗	✗	✗	✓
8	2 CCI	✓	4+1	✓	LP, HP, AP+	LP	✗	✓	✗
9	1 LT1228	✓	6+1	✓	LP, HP, AP-	LP, HP	✓	✓	✓
10	1 VD-DIBA	✓	2+1	✓	LP, HP, AP+, AP-	LP, HP	✓	✓	✓

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

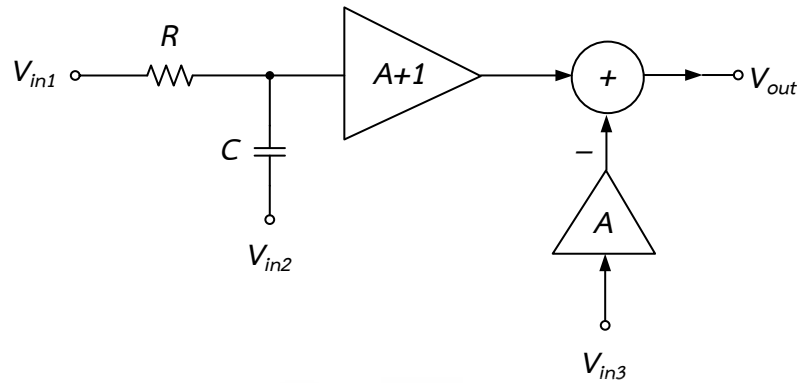
จากปัญหาที่ได้กล่าวมาข้างต้น ผู้วิจัยมีจุดมุ่งหมายเพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ให้ฟังก์ชันการทำงานพื้นฐานครบทุกฟังก์ชันและควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ใช้อุปกรณ์ในการออกแบบจำนวนน้อย มีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ อีกทั้งจะใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป LT1228 ที่มีโครงสร้างเป็นไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์เป็นอุปกรณ์หลักในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซี LT1228
2. เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะวงจรที่ได้สังเคราะห์เมื่อทำงานในกรณีอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ
3. เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบด้วยโปรแกรม PSPICE และทดสอบต่อวงจรจริง
4. เพื่อออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ที่ปรับความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยการควบคุมผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์

1.3 กรอบแนวคิดในการวิจัย

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ให้ฟังก์ชันการทำงานพื้นฐานครบทุกฟังก์ชันและควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ จะใช้หลักการของวงจรขนานของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC) และวงจรขยายสัญญาณ 2 ตัว ที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ ดังภาพที่ 1.1 โดยที่ A คืออัตราขยายของวงจร สามารถให้การตอบสนองการทำงานได้ 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส



ภาพที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

เมื่อวิเคราะห์วงจรที่ในภาพที่ 1.1 เพื่อหาสมการแรงดันเอาต์พุต จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตในสมการที่ (1.1)

$$V_{out} = \frac{(A+1)V_{in1} + (A+1)sCRV_{in2} - (sCR+1)AV_{in3}}{sCR+1} \quad (1.1)$$

จากสมการที่ (1.1) จะพบว่าสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการป้อนสัญญาณอินพุตตามตารางที่ 1.2 เพื่อให้ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ตามที่ต้องการ

ตารางที่ 1.2 การป้อนสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ตามต้องการ

ชนิดของวงจรกรองความถี่	ขั้ว V_{in1}	ขั้ว V_{in2}	ขั้ว V_{in3}
วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ	V_{in}	0	0
วงจรกรองผ่านความถี่สูง	0	V_{in}	0
วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส	V_{in}	0	V_{in}
วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	V_{in}	V_{in}

เมื่อกำหนดฟังก์ชันการทำงานของสัญญาณอินพุตตามตารางที่ 1.2 โดยต่อสัญญาณ (V_{in}) เป็นสัญญาณที่จ่ายขั้วอินพุตของวงจรหรือกราวด์ (0) เป็นขั้วอินพุตวงจรต่อลงกราวด์ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) ดังสมการที่ (1.2) และสมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านดังสมการที่ (1.3)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(A+1) \frac{1}{CR}}{s + \frac{1}{CR}} \quad (1.2)$$

และ

$$G_{LP} = A + 1 \quad (1.3)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูง (High Pass Filter) ดังสมการที่ (1.4) และสมการอัตราขยายช่วงแถบผ่านดังสมการที่ (1.5)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(A+1)s}{s + \frac{1}{CR}} \quad (1.4)$$

และ

$$G_{HP} = A + 1 \quad (1.5)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in2} = 0$ จะได้สมการสมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส (Inverting All Pass Filter) เมื่อ $A=1$ ดังสมการที่ (1.6) ผลตอบสนองทางขนาดและผลตอบสนองทางเฟสดังสมการที่ (1.7) และ (1.8) ตามลำดับ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{CR} - s}{s + \frac{1}{CR}} \quad (1.6)$$

$$|T(s)|_{AP-} = 1 \quad (1.7)$$

และ

$$\theta_{AP-} = -2 \tan^{-1} \omega CR \quad (1.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting All Pass Filter) เมื่อ $A=1$ ดังสมการที่ (1.9) ผลตอบสนองทางขนาดและผลตอบสนองทางเฟสดังสมการที่ (1.10) และ (1.11) ตามลำดับ

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s - \frac{1}{CR}}{s + \frac{1}{CR}} \quad (1.9)$$

$$|T(s)|_{AP+} = 1 \quad (1.10)$$

และ

$$\theta_{AP+} = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \omega CR \quad (1.11)$$

จากสมการที่ (1.11) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad (1.12)$$

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต - หนึ่งเอาต์พุต สามารถควบคุมการทำงานของความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
2. มีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ
3. สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานเอาต์พุต 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส โดยเลือกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายแรงดันที่อินพุตของวงจร
4. ทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง
5. ใช้ไอซี LT1228 เป็นอุปกรณ์แอคทีฟจำนวน 1 ตัวร่วมกับอุปกรณ์พาสซีฟ ได้แก่ ตัวต้านทานจำนวน 2 ตัว และตัวเก็บประจุจำนวน 1 ตัวในการสร้างวงจร
6. ขอบเขตย่านความถี่ที่ใช้งานไม่เกิน 10 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 คำนิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

เพื่อให้เกิดความเข้าใจที่ถูกต้องตามวัตถุประสงค์ของการวิจัย จึงกำหนดความหมายของคำศัพท์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการวิจัยดังนี้

1. วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Three-Input Single-Output Voltage Mode First Order Multifunction Filter) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถให้การตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบ ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส โดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแรงดัน เลือกรับการตอบสนองฟังก์ชันการทำงานโดยการเลือกป้อนสัญญาณอินพุตตามที่กำหนด

2. การควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง วิธีการปรับความถี่ธรรมชาติหรือความถี่โพล (Pole Frequency: ω_0) และค่ามุมการเลื่อนเฟสโดยการปรับค่ากระแสหรือแรงดันจากภายนอก

3. การสังเคราะห์และออกแบบ (Synthesis and Design) หมายถึง การนำอุปกรณ์แอกทีฟ LT1228 ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ มาต่อร่วมกันให้ได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์และนำวงจรมาปรับค่าอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลตอบสนองทางความถี่ที่ต้องการ

บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

วิทยานิพนธ์เรื่อง การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมด แร่งตันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ ผู้วิจัยมีวัตถุประสงค์เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ไอซี LT1228 ใน บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง โดยจะประกอบด้วยหัวข้อ ดังต่อไปนี้

- 2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองความถี่
- 2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรเลื่อนเฟส
- 2.3 หลักการทั่วไปของวงจรขยายความนำถ่ายโอน
- 2.4 หลักการทั่วไปของวงจรขยายป้อนกลับกระแส
- 2.5 หลักการทั่วไปของไอซี LT1228
- 2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

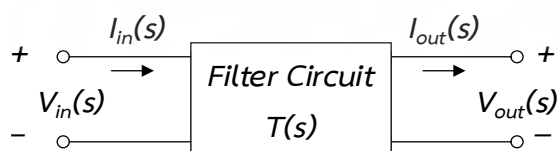
2.1 หลักการพื้นฐานของวงจรกรองความถี่

ในความหมายแบบกว้างวงจรกรอง (Filter) คือ อุปกรณ์ที่มีหน้าที่แยกสัญญาณที่ไม่ต้องการ ออกจากสัญญาณที่ต้องการ โดยในกรณีที่สัญญาณที่ต้องการและไม่ต้องการมีองค์ประกอบความถี่ ต่างกัน จะสามารถแยกสัญญาณออกจากกันได้ด้วยวงจรกรองเลือกความถี่ (Frequency Selective Filter) หรือวงจรกรองในโดเมนความถี่ (Frequency Domain Filter) ซึ่งวงจรกรองความถี่นั้นจะ ยอมให้สัญญาณเฉพาะบางช่วงความถี่ผ่านไปได้เท่านั้น การออกแบบวงจรกรองความถี่เริ่มมีขึ้นพร้อม กับพัฒนาการในช่วงเริ่มแรกของอุตสาหกรรมโทรคมนาคมในยุโรปและอเมริกาในปลายศตวรรษที่ 19 โดยนักวิจัยชาวอเมริกันชื่อแคมเบล และนักวิจัยชาวเยอรมันชื่อวากเนอร์ ได้พัฒนาวงจรขึ้นมาโดยมี วัตถุประสงค์เพื่อนำไปใช้ในระบบสื่อสารแบบมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ เพื่อขยายโครงข่ายระบบ โทรศัพท ต่อมาพัฒนาการของวงจรกรองความถี่มีความก้าวหน้าอย่างมาก มีนักวิจัยที่สำคัญ ได้แก่ โชเบล ฟอสเตอร์ เคาเออร์ นอร์ตัน และดาร์ลิ่งตัน ความต้องการของวงจรกรองความถี่ในช่วงความถี่สูง กระตุ้นให้เกิดการพัฒนาอุปกรณ์พาสซีฟสำหรับใช้ในวงจรกรองความถี่ คือ ขดลวดเหนี่ยวนำ ตัวเก็บ ประจุ และตัวต้านทาน วงจรกรองความถี่ถูกสร้างขึ้นมาจากอุปกรณ์เหล่านี้และถูกใช้งานอย่างมากใน ปัจจุบันในงานเฉพาะด้าน โดยเฉพาะงานที่ต้องการพิสัยพลวัตที่กว้างและสัญญาณรบกวนต่ำต่อมา เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำใช้งานที่ความถี่ต่ำจะมีความสูญเสียสูง จึงได้มีการพัฒนาวงจรกรองไร้ ขดลวดเหนี่ยวนำขึ้น โดยวงจรเหล่านี้จะประกอบด้วยวงจรขยาย ในยุคแรกประกอบด้วยหลอด สูญญากาศเป็นอุปกรณ์แอคทีฟ ต่อมาในยุคของวงจรรวมถูกสร้างขึ้นมาจากสารกึ่งตัวนำ คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายเชิงดำเนินการ หรือที่เรียกว่าออปแอมป์ โดยวงจรรองที่ประกอบด้วยออปแอมป์ ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ เรียกว่าวงจรรองแคทไฟแบบออปแอมป์-RC นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในการกรองสัญญาณความถี่ต่ำ เช่น สัญญาณเสียง วงจรรองความถี่แบบอื่นที่ได้รับความนิยมในปัจจุบัน คือ วงจรรอง MOSFET-C และวงจรรอง Gm-C โดยวงจรรอง MOSFET-C จะมีโครงสร้างลักษณะเดียวกับวงจรรองออปแอมป์-RC แต่ใช้ทรานซิสเตอร์ MOSFET แทนตัวต้านทาน ส่วนวงจรรอง Gm-C ประกอบด้วยอุปกรณ์ทรานส์คอนดักเตอร์ (Transconductor) ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ วงจรรองนี้สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่าวงจรรองที่ใช้ออปแอมป์ วงจรรองความถี่เป็นส่วนที่สำคัญมากในด้านวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์หลายๆ ด้าน เช่น ใช้ในเครื่องขยายภาคต้น ใช้ในตัวปรับเสียงของระบบเครื่องเสียง ใช้ในการกำจัดสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการ ใช้ในการกำจัดไซด์แบนในระบบสื่อสารแบบไซด์เดียว ใช้ในการดีมอดูเลตสัญญาณ ใช้ในระบบสื่อสารมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาและแบบแบ่งความถี่ ใช้แก้ปัญหาการสูญเสียในการส่งสัญญาณในสายส่งและสายเคเบิล ใช้ในอุปกรณ์การแพทย์ เช่น เยื่อประสาทเทียม เป็นต้น จนกล่าวได้ว่าไม่มีระบบอิเล็กทรอนิกส์แบบซับซ้อนระบบใดที่ไม่มีวงจรรองความถี่เป็นส่วนประกอบอยู่ด้วย (จิริยุทธ์ มหัทธนกุล. 2548 : 43-51)

2.1.1 ข้อกำหนดของวงจรรองความถี่

วงจรรองความถี่จัดเป็นวงจรแบบสองพอร์ตที่ให้ลักษณะสเปคตรัมของสัญญาณอินพุตก่อรูปเป็นสเปคตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ตามที่ต้องการ กล่าวคือ วงจรรองความถี่จะทำหน้าที่กรองแยกสัญญาณที่ต้องการออกมาจากสัญญาณที่ไม่ต้องการ ซึ่งในการวิเคราะห์วงจรจะพิจารณาการทำงานตลอดทั้งย่านความถี่ที่เรียกว่าการพิจารณาในรูปแบบของโดเมนความถี่ (Frequency Domain) และเรียกผลตอบสนองจากการพิจารณาโดเมนความถี่ว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response) ใช้สัญลักษณ์แทนด้วย $T(s)$ โดยทั่วไปจะแสดงในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุตที่สามารถเป็นได้ทั้งกระแสและแรงดัน โดยจะเรียกช่วงความถี่ที่วงจรรองยอมให้ผ่านว่าแถบความถี่ผ่าน (Pass Band) และช่วงความถี่ที่วงจรรองกั้นไม่ให้ผ่านว่าแถบความถี่หยุด (Stop Band) และเรียกความกว้างของแถบความถี่ผ่านว่าความกว้างแถบผ่านหรือแบนวิดธ์ (Bandwidth) (ศุภชัย คลังทอง. 2554 : 43-51)



ภาพที่ 2.1 วงจรรองความถี่แบบสองพอร์ต

จากภาพที่ 2.1 สมการถ่ายโอน (Transfer Function) หรือ $T(s)$ เป็นอัตราส่วนระหว่างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_{out}(s)/V_{in}(s)$ กล่าวคือลักษณะของฟังก์ชันถ่ายโอนที่ได้จะเป็นอัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุต 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 $\sigma = j\omega$ เมื่อวิเคราะห์วงจรภายใต้สภาวะคงตัวที่อินพุตเป็นคลื่นไซน์ σ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะทำให้ s มีค่าเท่ากับ $j\omega$ ดังนั้นจะเขียนสมการในรูปส่วนประกอบของขนาดและเฟสได้ดังนี้

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

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

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

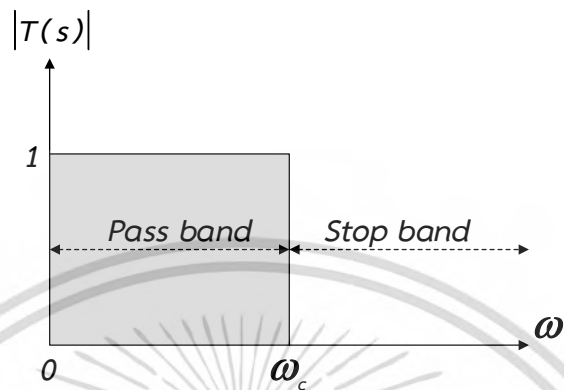
จากสมการที่ (2.3) จะพบว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับผลคูณขนาดของสัญญาณอินพุตกับขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ ดังนั้นถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ $T(j\omega)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ (ในทางอุดมคติ) ในช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_1 ถึง ω_2 ขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$ จะเท่ากับศูนย์ เรียกว่าช่วงแถบหยุด (Stop Band) ในลักษณะเดียวกันถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ $T(j\omega)$ มีค่าเท่ากับหนึ่ง (ในทางอุดมคติ) ในช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_1 ถึง ω_2 ขนาดของสัญญาณเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$ ก็จะมีค่าเท่ากับหนึ่งเป็นไปตามสมการ (2.3) เรียกว่าช่วงแถบผ่าน (Pass Band) ดังนั้นวงจรกรองความถี่จึงสามารถแบ่งประเภทได้โดยอาศัยคุณลักษณะของช่วงแถบผ่านความถี่ และช่วงแถบหยุดความถี่ อันเนื่องมาจากฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ $T(j\omega)$ ที่แตกต่างกันของวงจร ได้แก่

2.1.1.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass Filter : LPF) เป็นวงจรกรองที่มีความถี่ตั้งแต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

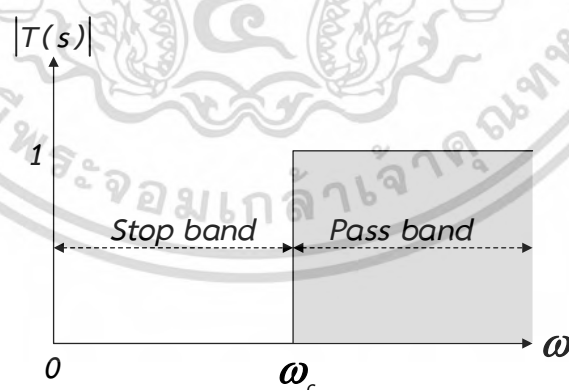
$\omega = 0$ ไปจนถึง $\omega = \omega_c$ เป็นช่วงแถบผ่านความถี่ โดย ω_c คือความถี่คัตออฟของวงจร (Cut-off Frequency) และตั้งแต่ช่วงความถี่ ω_c ไปจนถึงอนันต์เป็นช่วงแถบหยุดความถี่ โดยมีผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงในภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

2.1.1.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง

วงจรกรองผ่านความถี่สูง (High-pass Filter : HPF) เป็นวงจรกรองที่มีคุณลักษณะของผลตอบสนองเชิงความถี่ในทางกลับกันกับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ กล่าวคือช่วงความถี่ตั้งแต่ $\omega = 0$ ไปจนถึง $\omega = \omega_c$ เป็นช่วงแถบหยุดความถี่ และตั้งแต่ช่วงความถี่ ω_c ไปจนถึงอนันต์เป็นช่วงแถบผ่านความถี่ โดยมีผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงในภาพที่ 2.3



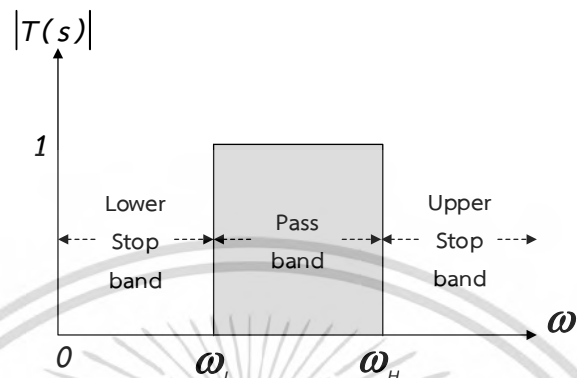
ภาพที่ 2.3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง

2.1.1.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter : BPF) เป็นวงจรกรองที่มีความถี่ตั้งแต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

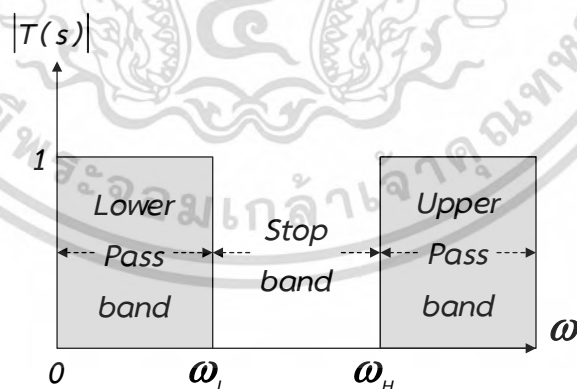
ω_L ไปจนถึง ω_H เป็นช่วงแถบผ่านความถี่ และช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า ω_L หรือช่วงความถี่ที่สูงกว่า ω_H เป็นช่วงแถบหยุดความถี่ ซึ่งช่วงผลต่างระหว่าง ω_H และ ω_L ถูกเรียกว่าแบนวิดธ์ (B_W) โดยมีผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงในภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

2.1.1.4 วงจรกรองหยุดแถบความถี่

วงจรกรองหยุดแถบความถี่ (Band-stop Filter : BSF) เป็นวงจรกรองที่มีคุณลักษณะของผลตอบสนองเชิงความถี่ในทางกลับกันกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ กล่าวคือช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_L ไปจนถึง ω_H เป็นช่วงแถบหยุดความถี่ และช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า ω_L หรือช่วงความถี่ที่สูงกว่า ω_H เป็นช่วงแถบผ่านความถี่ โดยมีผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงในภาพที่ 2.5

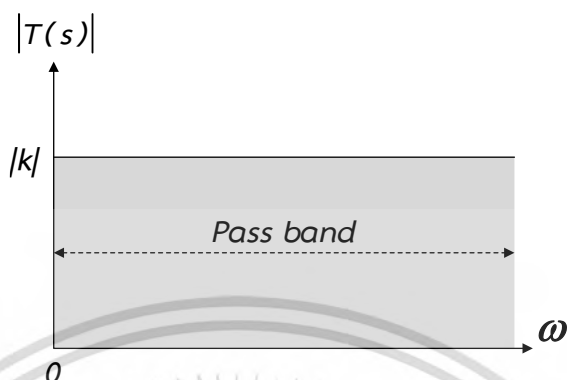


ภาพที่ 2.5 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่

2.1.1.5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass Filter : APF) วงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรกรองความถี่ที่จะยอมให้ทุกความถี่ผ่านไปได้ กล่าวคือผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ในการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

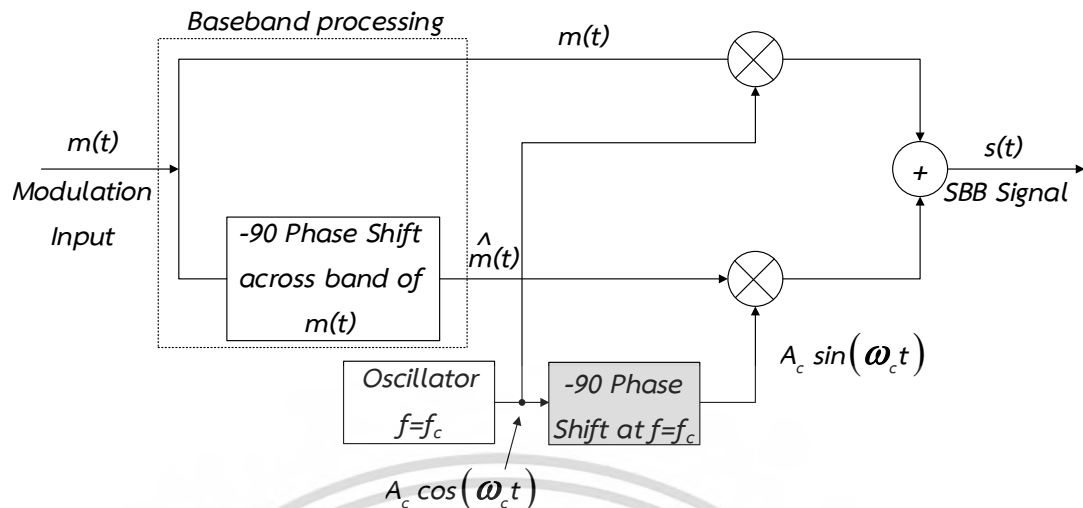
ความถี่ แต่ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ มีประโยชน์ในการนำไปใช้เป็น วงจรเลื่อนเฟส โดยมีผลตอบสนองเชิงความถี่แสดงในภาพที่ 2.6 เมื่อ $|k|$ คือ ค่าอัตราขยาย



ภาพที่ 2.6 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรเลื่อนเฟส

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass filter) หรือวงจรเลื่อนเฟส (Phase-shifter) เป็นวงจรที่มีความสำคัญและมีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เช่น ในวงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก อุปกรณ์เครื่องมือวัดเฟสมิเตอร์ ออสซิลโลสโคป วงจรมอดูเลชัน และวงจรในงานสื่อสารต่างๆ โดยจะทำหน้าที่เลื่อนเฟสให้หน้าหน้า (Lead) หรือล่าหลัง (Lag) โดยที่ขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณจะไม่เปลี่ยนแปลง ดังตัวอย่างภาพที่ 2.7 เป็นการมอดูเลตแบบ SSB (Single Sideband) โดยวิธีเลื่อนเฟส (Phase Shifting Method) จะมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณพาห่ออกไปเป็นสัญญาณพาห่อีกสัญญาณหนึ่ง เพื่อทำให้ได้สัญญาณพาห่ 2 สัญญาณจากแหล่งกำเนิดเดียวกันแล้วนำสัญญาณพาห่ที่ได้ทั้งสองไปมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสารซึ่งจะมีการใช้งานภาคเลื่อนเฟสนี้ ทั้งด้านส่งสัญญาณและด้านรับ (จิรัชศักดิ์ โททอง. 2547 : 1-2)

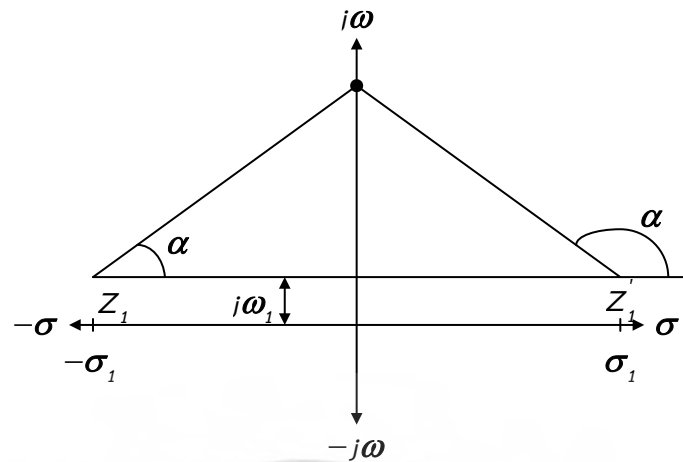


ภาพที่ 2.7 แผนผังการทำงานการมอดูเลตแบบ SSB (Single Sideband) ด้วยวิธีการเลื่อนเฟส

วงจรกรองผ่านทุกความถี่เป็นวงจรที่สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านวงจรได้ โดยผลตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับความถี่ แต่ผลตอบสนองทางเฟสของวงจรจะเป็นฟังก์ชันของความถี่ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจร ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้จากฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ ซึ่งฟังก์ชันการถ่ายโอน (Transfer Function) รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรเลื่อนเฟสจะมีรูปแบบดังนี้

2.2.1 ฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรเลื่อนเฟสอันดับหนึ่ง

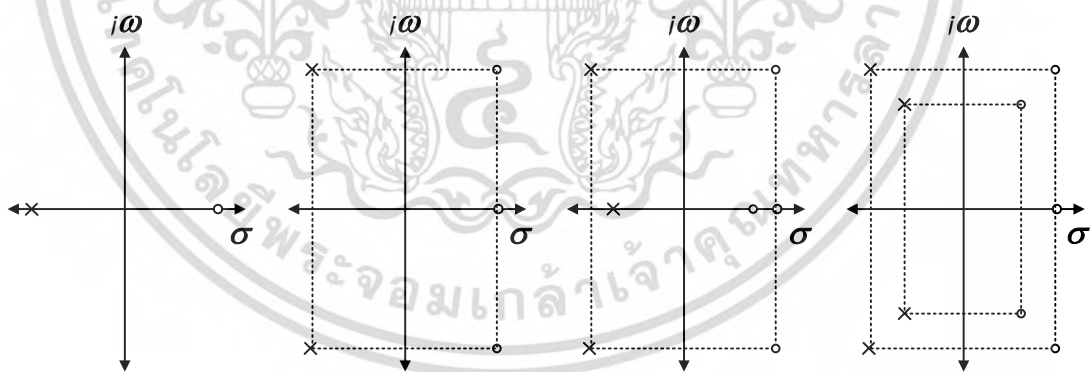
ฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรเลื่อนเฟสอันดับหนึ่งกรณีที่มีซีโรสองตัว โดยตัวแรกอยู่ทางด้านซ้ายมือของระนาบเอส $Z_1 = -\sigma + j\omega_1$ และซีโรอีกตัวนั้นสมมาตรกับซีโรตัวแรกเมื่อเทียบกับแกนจินตภาพ และอีกกรณีที่มีซีโรอีกตัวอยู่ทางด้านขวามือของระนาบเอส $Z_1 = \sigma + j\omega_1$ ดังภาพที่ 2.8 จะพบว่าเวกเตอร์ของทั้งสองมีขนาดเท่ากัน แต่จะแตกต่างกันตรงที่ค่าของเฟสจะตรงข้ามกัน



ภาพที่ 2.8 เวกเตอร์ของซีโรสองตัวที่สมมาตรกัน

ดังนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอน $H(s)$ มีโพลอยู่ทางซ้ายของระนาบเอส แต่มีซีโรจำนวนเท่ากันอยู่ทางด้านขวาของระนาบเอส ในลักษณะที่ซีโรและโพลสมมาตรกันเป็นคู่ๆ เมื่อเทียบแกนจินตภาพดังภาพที่ 2.9 จะทำให้ขนาดของเวกเตอร์แต่ละคู่เท่ากันทุกความถี่ และได้ผลตอบสนองทางขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอน ดังสมการที่ 2.5

$$|H(j\omega)| = K \quad (2.5)$$



ภาพที่ 2.9 ตัวอย่างตำแหน่งโพลและซีโรของวงจรเลื่อนเฟสอันดับหนึ่ง

จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนในรูปแบบทั่วไปของวงจรเลื่อนเฟสอันดับหนึ่งแบบกลับเฟสรูปแบบดังสมการที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H(s) = \frac{K(-s + \sigma_1)}{(s + \sigma_1)} \quad (2.6)$$

เมื่อ σ_1 เป็นจำนวนจริงบวก ซึ่งตำแหน่งของโพลและซีโรของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเลื่อนเฟสอันดับหนึ่งแบบกลับเฟสบนระนาบเอสมิ์ลักษณะดังภาพที่ 2.9 เมื่อแทน $s = j\omega$ ในสมการที่ (2.6) จะได้ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (2.7) - (2.9) ตามลำดับ

$$|H(j\omega)| = \frac{K|-j\omega + \sigma_1|}{|j\omega + \sigma_1|} \quad (2.7)$$

$$|H(j\omega)| = \frac{K\sqrt{\omega^2 + (\sigma_1)^2}}{\sqrt{\omega^2 + (\sigma_1)^2}} \quad (2.8)$$

$$|H(j\omega)| = K \quad (2.9)$$

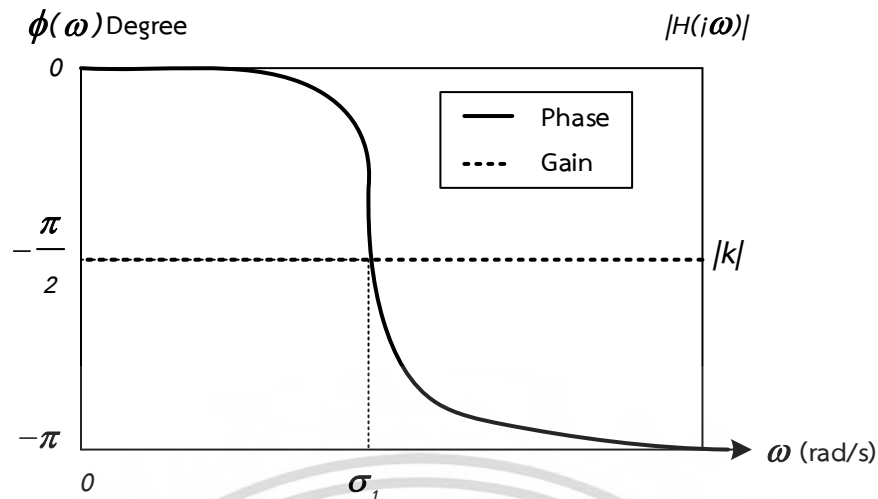
จากสมการที่ (2.9) พบว่า ไม่ว่าที่ความถี่ใดๆ ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเลื่อนเฟสจะมีค่าคงที่ตลอด ส่วนผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเลื่อนเฟสแบบกลับเฟสจะเป็นไปตามสมการที่ (2.10) และ (2.11) ตามลำดับ

$$\phi(\omega) = \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\sigma_1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \quad (2.10)$$

$$\phi(\omega) = -2 \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \quad (2.11)$$

จากสมการที่ (2.11) จะพบว่าวงจรเลื่อนเฟสแบบกลับเฟสเป็นฟังก์ชันของความถี่โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการเลื่อนเฟสกับค่าความถี่ได้ดังภาพที่ 2.10 ค่าการเลื่อนเฟสนี้จะเริ่มต้นที่ 0 องศา ที่ความถี่ 0 Hz และมีค่าลดลงเรื่อยๆ เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นโดยจะเลื่อนเฟสเท่ากับ -90 องศา ที่ความถี่ $\omega = \sigma_1$ ซึ่งความถี่ค่านี้เรียกว่าความถี่หักมุม (Corner Frequency) ของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.10 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบกลับเฟส

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปแบบทั่วไปของวงจรเลื่อนเฟสอันดับหนึ่งรูปแบบดังสมการที่ 2.12

$$H(s) = \frac{K(s - \sigma_1)}{(s + \sigma_1)} \quad (2.12)$$

เมื่อ σ_1 เป็นจำนวนจริงลบ เมื่อแทน $s = j\omega$ ในสมการที่ (2.12) จะได้ขนาดของฟังก์ชันถ่ายโอนดังสมการที่ (2.13) - (2.15) ตามลำดับ

$$|H(j\omega)| = \frac{K|j\omega - \sigma_1|}{|j\omega + \sigma_1|} \quad (2.13)$$

$$|H(j\omega)| = \frac{K\sqrt{(-\omega^2) + (-\sigma_1)^2}}{\sqrt{\omega^2 + (\sigma_1)^2}} \quad (2.14)$$

$$|H(j\omega)| = K \quad (2.15)$$

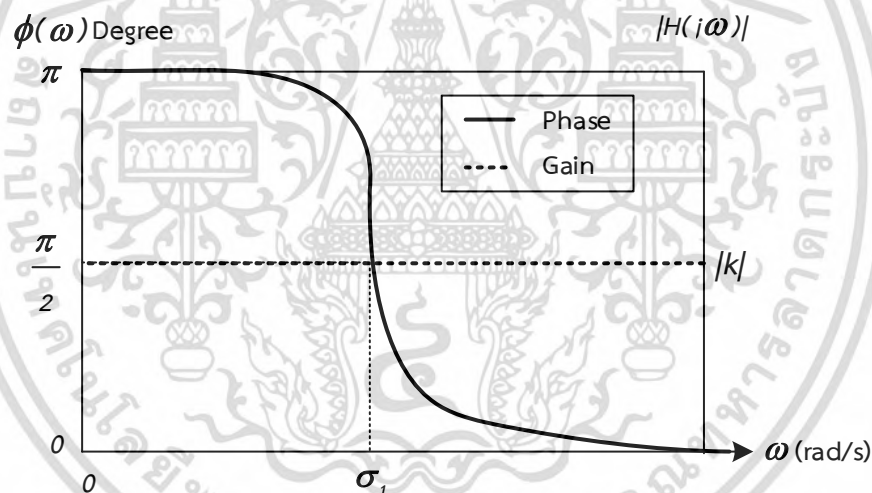
และจากสมการที่ (2.16) พบว่าไม่ว่าที่ความถี่ใดๆ ผลตอบสนองทางขนาดของวงจรเลื่อนเฟสจะมีค่าคงที่ตลอด ส่วนผลตอบสนองทางเฟสของวงจรเลื่อนเฟสแบบไม่กลับเฟสจะเป็นไปตามสมการที่ (2.16) และ (2.17) ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi(\omega) = 180^\circ + \tan^{-1}\left(-\frac{\omega}{\sigma_1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \quad (2.16)$$

$$\phi(\omega) = 180^\circ - 2 \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\sigma_1}\right) \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.17) จะพบว่าวงจรเลื่อนเฟสแบบไม่กลับเฟสเป็นฟังก์ชันของความถี่โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าการเลื่อนเฟสกับค่าความถี่ได้ดังภาพที่ 2.11 ค่าการเลื่อนเฟสนี้จะเริ่มต้นที่ 180 องศา ที่ความถี่ 0Hz และมีค่าลดลงเรื่อยๆ เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้นโดยจะเลื่อนเฟสเท่ากับ 90 องศา ที่ความถี่ $\omega = \sigma_1$ ซึ่งความถี่ค่านี้เรียกว่าความถี่หักมุม (Corner Frequency) ของวงจร



ภาพที่ 2.11 กราฟผลตอบสนองทางเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบไม่กลับเฟส

2.3 หลักการทั่วไปของวงจรขยายความนำถ่ายโอน

วงจรขยายความนำถ่ายโอน หรือ OTA (Operational transconductance amplifier) เป็นวงจรขยายชนิดหนึ่ง ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนผันแรงดันกระแส จัดได้ว่าเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่มีการทำงานในลักษณะแรงดันควบคุมแหล่งจ่ายกระแส (Voltage controlled current source : VCCS) อัตราการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า เรียกว่า ค่าความนำถ่ายโอน (Transconductance) หรือ g_m โดยทั่วไปวงจรขยายความนำถ่ายโอนจะสร้างขึ้นจากสารกึ่งตัวนำที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

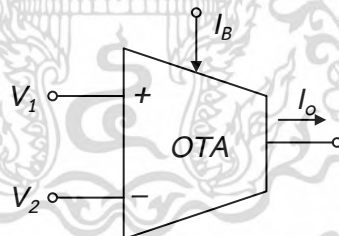
อยู่ในรูปแบบของวงจรรวมและมีคุณสมบัติพื้นฐาน คือ มีค่าความต้านทานอินพุตและค่าความต้านทานเอาต์พุตสูง ในส่วนของค่าความนำถ่ายไอออนจะสามารถควบคุมได้โดยกระแสไบอัสจากภายนอก ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของวงจรรวมความนำถ่ายไอออนแสดงได้ ดังนี้ (มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2552 : 9-10)

$$I_o = g_m (V_1 - V_2) \quad (2.18)$$

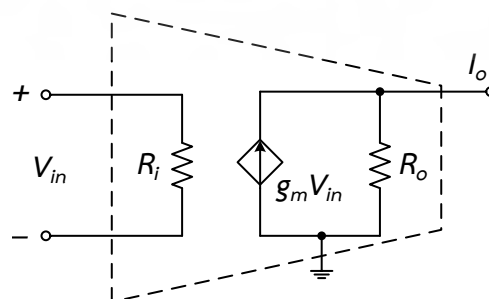
เมื่อ V_1 คือ แรงดันอินพุตไม่กลับเฟสและ V_2 แรงดันอินพุตกลับเฟส ส่วน I_o คือกระแสเอาต์พุต โดยทั่วไปขั้วกระแสเอาต์พุตของวงจรรวมความนำถ่ายไอออนจะมีหลายขั้วก็ได้ซึ่งแต่ละขั้วจะมีขนาดกระแสเท่ากัน สำหรับวงจรรวมความนำถ่ายไอออนที่สร้างมาจากไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ค่าความนำถ่ายไอออนเท่ากับ

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T} \quad (2.19)$$

โดยที่ V_T คือ ศักดาความร้อน (Thermal Voltage) มีค่าประมาณ 26mV ที่อุณหภูมิห้อง ส่วน I_B คือกระแสไบอัสอินพุตที่ใช้ควบคุมค่าความนำถ่ายไอออน สำหรับสัญลักษณ์และวงจรมูลยทางอุดมคติของวงจรรวมความนำถ่ายไอออน จะแสดงดังภาพที่ 2.12 และ 2.13 ตามลำดับ



ภาพที่ 2.12 สัญลักษณ์ของวงจรรวมความนำถ่ายไอออน



ภาพที่ 2.13 วงจรมูลยทางอุดมคติของวงจรรวมความนำถ่ายไอออน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรขยายความนำถ่ายไอออนที่ได้ถูกผลิตอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมและได้รับความนิยมนำได้แก่เบอร์ LT1228 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังภาพที่ 2.17 สำหรับการต่อแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงคู่เข้ากับวงจรรขยายความนำถ่ายไอออน ให้ต่อ V_{CC} เข้ากับขา 7 และ V_{EE} เข้ากับขา 4 ขาอินพุตแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟสอยู่ที่ขา 2 และ 3 ตามลำดับ กระแสเอาต์พุตอยู่ที่ขา 1 ส่วนขา 5 เป็นขาสำหรับป้อนกระแสไบอัส นอกจากนี้วงจรรขยายความนำถ่ายไอออนเบอร์ LT1228 ยังมีวงจรกันชนอยู่ภายในด้วยซึ่งมีขั้วแรงดันเอาต์พุตอยู่ที่ขา 6

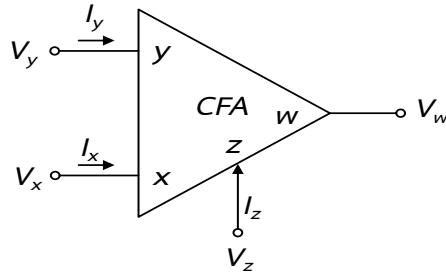
ในการออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ OTA มีข้อจำกัดอยู่ 2 ประการ ประการแรกคือ ค่าความนำถ่ายไอออน (g_m) มีผลกระทบจากอุณหภูมิเป็นอย่างมาก ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการในการออกแบบวงจรประการที่สองคือ ภาคขาเข้าของ OTA เป็นคู่อิพเพอเรนเชียล ดังนั้นแรงดันของสัญญาณขาเข้าจะถูกจำกัดไม่เกิน 52 mV ($\approx 2V_T$) ในการปฏิบัติงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น หากสัญญาณขาเข้ามีขนาดสูงกว่าค่าดังกล่าวแล้ว OTA จะทำงานอยู่ในช่วงอิมิตัว นั่นคือ กระแสเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับกระแสไบอัสอินพุต (I_B) ส่วนทิศทางการกระแสเอาต์พุตขึ้นอยู่กับขั้วความต่างของแรงดันอินพุต

2.4 หลักการทั่วไปของวงจรรขยายป้อนกลับกระแส

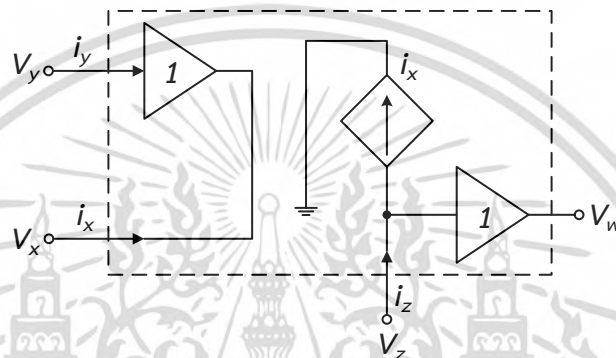
วงจรรขยายป้อนกลับกระแส หรือ CFA (Current Feedback Amplifier) เป็นอุปกรณ์ที่มี 4 ขาประกอบด้วยขาอินพุต 2 ขาคือ ขา y และขา x ทำหน้าที่รับแรงดันและกระแสอินพุตตามลำดับ ส่วนขาเอาต์พุตมี 2 ขาคือขา z และขา w ที่ให้เอาต์พุตเป็นกระแสและแรงดันตามลำดับ มีสมการของอินพุตและเอาต์พุตแสดงได้ดังสมการเมตริกซ์ที่ (2.20) (มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2552 : 11-12)

$$\begin{bmatrix} I_y \\ V_x \\ I_z \\ V_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_x \\ V_y \\ V_z \\ V_w \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

สำหรับสัญลักษณ์และวงจรรวมมูลย์ทางอุดมคติของวงจรรขยายป้อนกลับกระแส จะแสดงดังภาพที่ 2.14 และ 2.15 ตามลำดับ

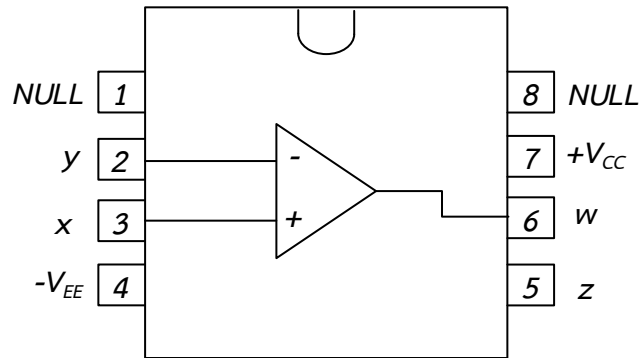


ภาพที่ 2.14 สัญลักษณ์ของวงจรขยายป้อนกลับกระแส



ภาพที่ 2.15 วงจรสมมูลย์ทางอุดมคติของวงจรขยายป้อนกลับกระแส

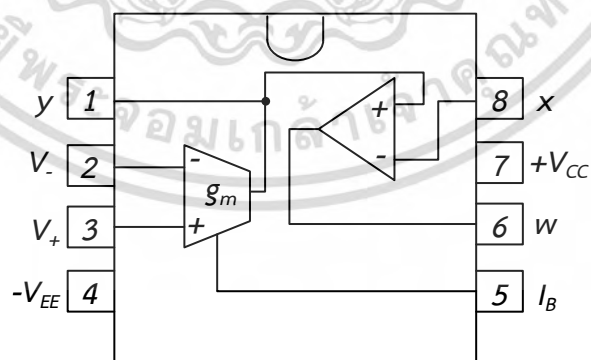
จากวงจรสมมูลย์ดังภาพที่ 2.15 พบว่าที่ขา y มีวงจรกันชนแรงดัน (Voltage Buffer) อยู่ ดังนั้นที่ขา y จะมีความต้านทานสูงมาก กระแสจึงไม่สามารถไหลเข้าที่ขา y ได้ ($i_y=0$) หรือพูดได้ว่าที่ขา y เหมาะที่จะป้อนอินพุตเป็นแรงดัน ส่วนที่ขา x จะมีความต้านทานต่ำมาก โดยที่ขา x เหมาะที่จะป้อนอินพุตเป็นกระแส ในขณะที่กระแสเอาต์พุตที่ขา z จะมีขนาดกระแสเท่ากับกระแสที่ไหลเข้าที่ขา x ($i_z=i_x$) ซึ่งมีข้อควรทำความเข้าใจว่า i_x และ i_z มีทิศทางเหมือนกัน นั่นคือหาก i_x มีทิศทางไหลเข้า i_z ก็ไหลเข้าด้วย ส่วนแรงดันขา w จะเท่ากับแรงดันที่ขา z ซึ่งในทางอุดมคติความต้านทานที่ขั้ว w จะมีค่าต่ำ โดยวงจรขยายป้อนกลับกระแสที่ถูกผลิตอยู่ในรูปแบบของวงจรรวมและได้รับความนิยม คือ เบอร์ AD844 โครงสร้างภายในแสดงดังภาพที่ 2.16 สำหรับการต่อแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงคู่เข้ากับวงจรขยายป้อนกลับกระแส ให้ต่อ V_{CC} เข้ากับขา 7 และ V_{EE} เข้ากับขา 4 ขา y และ x อยู่ที่ขา 2 และ 3 ตามลำดับ กระแสเอาต์พุตหรือขา z อยู่ที่ขา 5 ส่วนขา 6 แรงดันเอาต์พุตหรือขา w



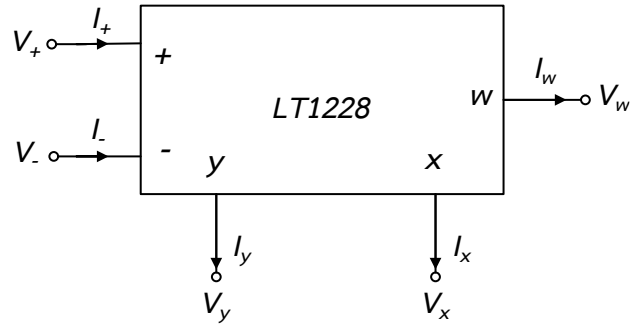
ภาพที่ 2.16 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ AD844

2.5 หลักการทั่วไปของไอซี LT1228

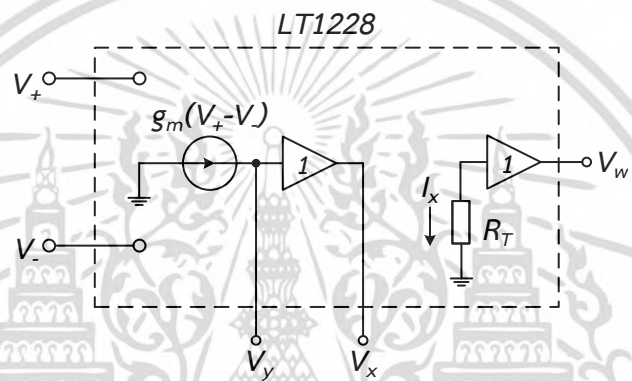
อุปกรณ์ LT1228 เป็นวงจรรวมหรือไอซีที่มีขายในเชิงพาณิชย์ ถูกผลิตขึ้นโดย Linear Technology Corporation ตัวอุปกรณ์มีทั้งหมด 8 ขา ดังแสดงในภาพที่ 2.17 โดยขั้ว y เป็นขาจ่ายกระแสเอาต์พุต ขั้ว V_+ และ V_- เป็นขาปรับแรงดันอินพุตบวกและลบ ขั้ว $-V_{EE}$ และ $+V_{CC}$ เป็นขาปรับแรงดันจากแหล่งจ่ายบวกและลบเพื่อจ่ายไฟให้กับ OTA ทำงาน ขั้ว I_B เป็นขาปรับกระแสไบอัสให้กับ OTA ขั้ว w เป็นขาแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ภายในไอซี LT1228 ขั้ว x เป็นขาต่อเพื่อปรับอัตราการขยายแรงดันเอาต์พุตของออปแอมป์ ภายในอุปกรณ์จึงเสมือนว่ามีวงจรรขยายความนำถ่ายโอนและวงจรรขยายป้อนกลับกระแสต่อร่วมกัน (ไชยยันต์ ชนะพรมา และณัฐพล ภูครองทอง. 2552 : 56-65) โดยแสดงสัญลักษณ์ทางไฟฟ้าและวงจรมูลยทางอุดมคติของไอซี LT1228 ดังภาพที่ 2.18 และ 2.19 ตามลำดับ



ภาพที่ 2.17 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LT1228



ภาพที่ 2.18 สัญลักษณ์ทางไฟฟ้าของไอซี LT1228



ภาพที่ 2.19 วงจรสมมูลทางอุดมคติของไอซี LT1228

คุณลักษณะของไอซี LT1228 แสดงได้ดังสมการเมตริกซ์ที่ (2.21)

$$\begin{pmatrix} I_{+} \\ I_{-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{+} \\ V_{-} \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{pmatrix} \tag{2.21}$$

โดยที่ R_T คือ ค่าอัตราการขยายทรานซิสเตอร์ ในอุดมคติจะถือว่า R_T เป็นค่าอนันต์ และค่า g_m ของ LT1228 ถูกควบคุมโดยกระแสไบอัส (I_B) ดังนี้

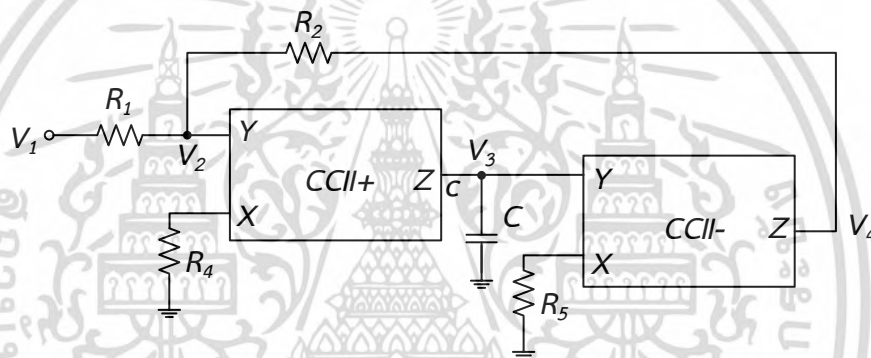
$$g_m = \frac{I_B}{3.87V_T} \tag{2.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ V_T คือศักดาความร้อน มีค่าประมาณ 26mV ที่อุณหภูมิห้อง ส่วน I_B คือกระแสไบอัสอินพุต พบว่าสามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้แบบอิเล็กทรอนิกส์ที่ I_B ซึ่งทำให้โครงสร้างของ LT1228 สามารถควบคุมได้ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์นั่นเอง

2.6 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.6.1 Shah, et. al. (2004 : 854-856) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสี่อินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ CCII จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 4 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังวงจรรูปที่ 2.20



ภาพที่ 2.20 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ CCII 2 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.20 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.23) - (2.25)

$$T_{LP}(s) = \frac{V_3}{V_1} = \frac{1}{R_3 C} \frac{1}{s + \frac{R_1}{R_3 R_4 C}} \quad (2.23)$$

$$T_{HP}(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{s}{s + \frac{R_1}{R_3 R_4 C}} \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

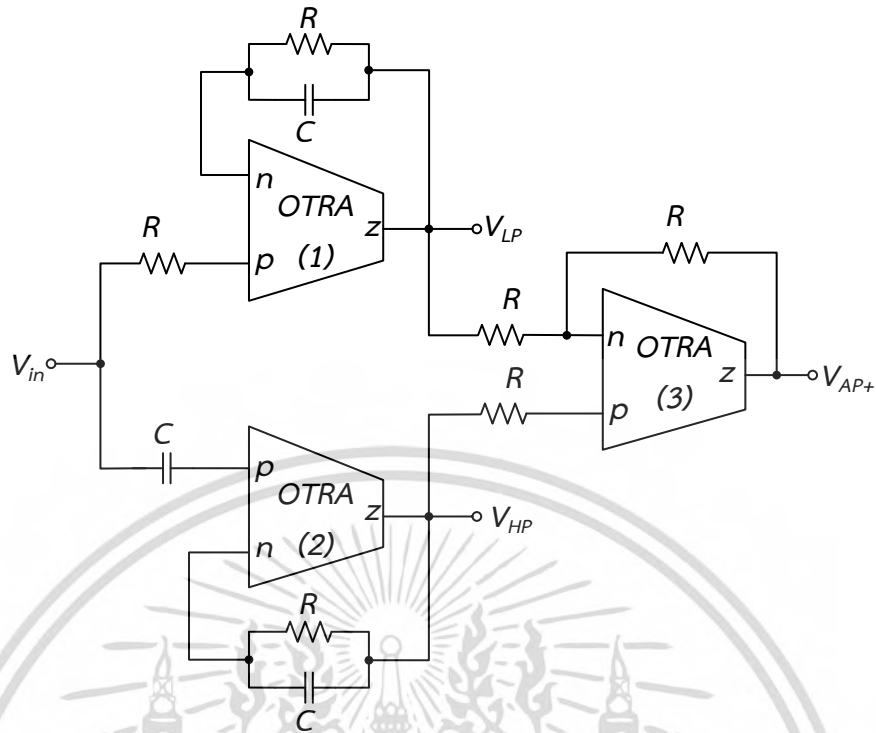
$$T_{AP+}(s) = \frac{V_4}{V_1} = \frac{s - \frac{R_1}{R_3 R_4 C}}{s + \frac{R_1}{R_3 R_4 C}} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.23) - (2.25) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

$$\omega_0 = \frac{R_1}{R_3 R_4 C} \quad (2.26)$$

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.20 คือ โครงสร้างของวงจรใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (AD844 จำนวน 3 ตัว) ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้วสามารถปรับอัตราขยายได้ที่วงจรงรองผ่านความถี่ต่ำ ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 1 ตัว ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ

2.6.2 Banerjee, et. al. (2012) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต-สามเอาต์พุตโดยใช้ OTRA จำนวน 3 ตัวและ CA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 3 ตัว และตัวต้านทาน 6 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังวงจรภาพที่ 2.21



ภาพที่ 2.21 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ OTRA 3 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.21 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (2.27) - (2.29)

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + sCR} \quad (2.27)$$

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{sCR}{1 + sCR} \quad (2.28)$$

$$\frac{V_{AP+}}{V_{in}} = \frac{1 - sCR}{1 + sCR} \quad (2.29)$$

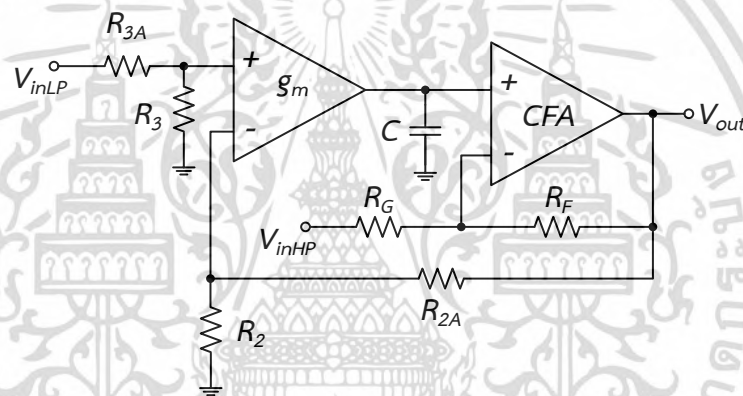
จากสมการที่ (2.27) - (2.29) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.21 คือ ไม่ใช่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 1 ตัว โครงสร้างของวงจรไม่ได้ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน ไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสด้วยพารามิเตอร์หลายตัว

2.6.3 Linear Technology Corporation (2012 : 1-22) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสี่อินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ LT1228 จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 6 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ดังวงจรภาพที่ 2.22



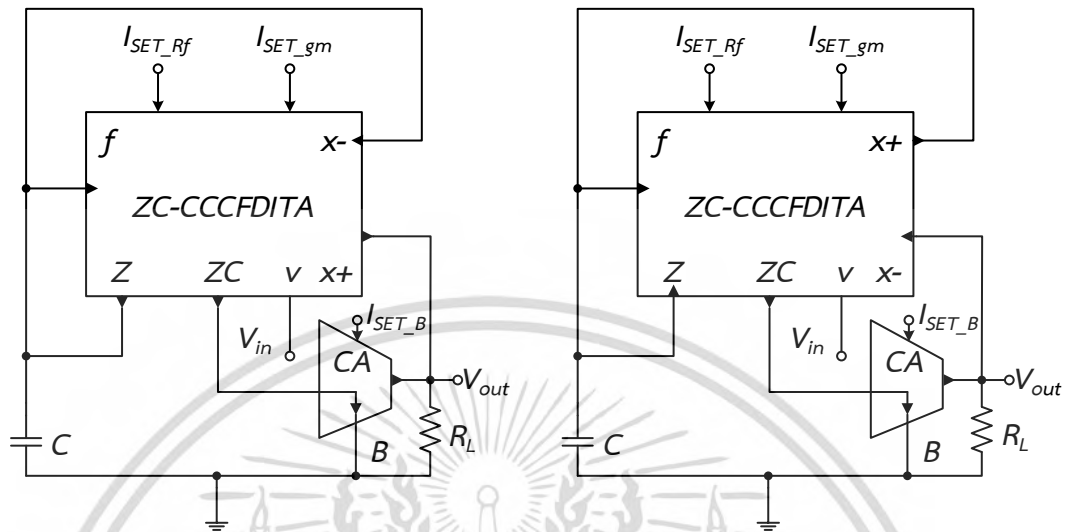
ภาพที่ 2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ LT1228

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.22 คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปเพียง 1 ตัว โครงสร้างของวงจรใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (LT1228 จำนวน 1 ตัว) ไม่ใช่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว สามารถปรับอัตราขยายได้ที่วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านความถี่สูง สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก และไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน

2.6.4 Sotner, et. al. (2016 : 12-20) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ ZC-CCCFDTA จำนวน 1 ตัวและ CA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ดัง วงจรภาพที่ 2.23



(ก) ใช้วงจรขยายกระแสแบบไม่กลับเฟส

(ข) ใช้วงจรขยายกระแสแบบกลับเฟส

ภาพที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ ZC-CCCFDITA และ CA

จากวงจรในภาพที่ 2.23 (ก) และ 2.23 (ข) สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ตั้งสมการ ที่ (2.31) - (2.32) ตามลำดับ โดยที่ B คือ อัตราขยายปรับค่าได้ และ R_f มีค่าตั้งสมการที่ (2.33)

$$T_1(s) = \frac{g_m R_L}{R_f} \frac{B - sCR_f}{g_m + sC} \tag{2.31}$$

$$T_2(s) = \frac{g_m R_L}{R_f} \frac{2 - B - sCR_f}{g_m + sC} \tag{2.32}$$

โดยที่

$$R_f = \frac{1}{\sqrt{I_{SET_Rf} K_{Pn} \frac{W_{M1,2}}{L_{M1,2}} + I_{SET_Rf} K_{Pp} \frac{W_{M3,4}}{L_{M3,4}}}} \tag{2.33}$$

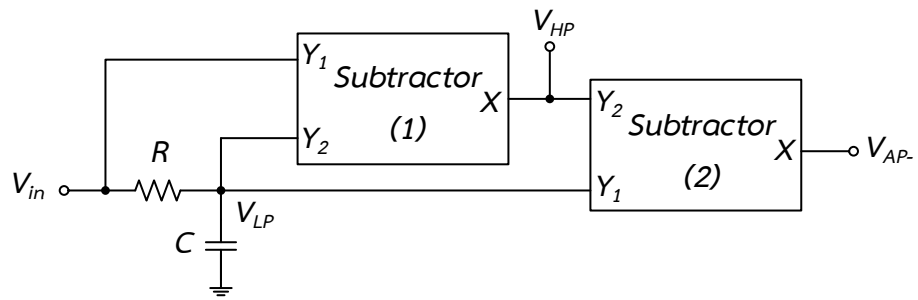
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.31) - (2.32) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

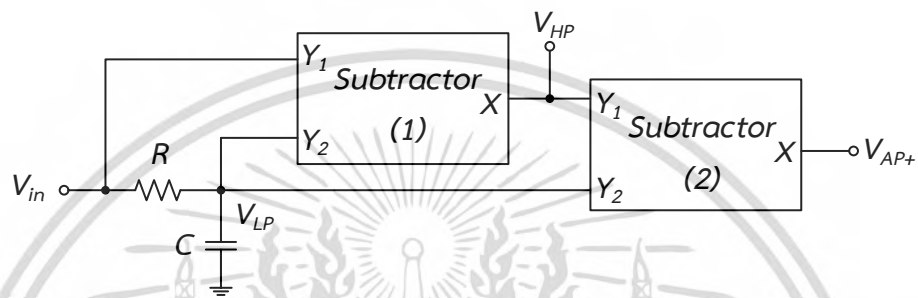
$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad (2.34)$$

จุดเด่นของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.23 คือ โครงสร้างของวงจรรวมที่ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (AD830 จำนวน 1 ตัว, VCA610 จำนวน 1 ตัว, EL4083 จำนวน 1 ตัว และ OPA660 จำนวน 2 ตัว) ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 1 ตัว ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน ไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ

2.6.5 Abaci and Yuce (2018 : 140-146) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต-สามเอาต์พุตโดยใช้ Subtractor จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันรองความถี่ 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ดังวงจรรูปภาพที่ 2.24



(ก) วงจรแบบที่ 1



(ข) วงจรแบบที่ 2

ภาพที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ Subtractor 2 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.24 สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังสมการที่ (2.35) - (2.38)

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + sCR} \quad (2.35)$$

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{sCR}{1 + sCR} \quad (2.36)$$

$$\frac{V_{AP-}}{V_{in}} = \frac{1 - sCR}{1 + sCR} \quad (2.37)$$

$$\frac{V_{AP+}}{V_{in}} = -\frac{1 - sCR}{1 + sCR} \quad (2.38)$$

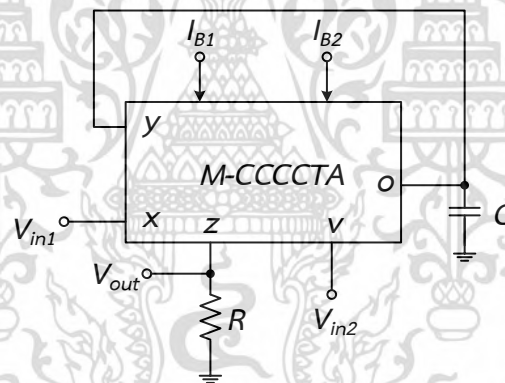
จากสมการที่ (2.35) - (2.38) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad (2.39)$$

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.24 คือ โครงสร้างของวงจรใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (AD844 จำนวน 4 ตัว) ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายซิว สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 1 ตัว ไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ และไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

2.6.6 Chinpark, et. al. (2018 : 192-195) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสองอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ M-CCCCTA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ดังวงจรภาพที่ 2.25



ภาพที่ 2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ M-CCCCTA

จากวงจรในภาพที่ 2.25 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.40) และ R_f มีค่าดังสมการที่ (2.41)

$$V_{out} = \frac{R}{R_x} \left(\frac{\frac{g_{m1}R}{CR_x} V_{in2} - sV_{in1}}{s + \frac{g_{m1}R}{CR_x}} \right) \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

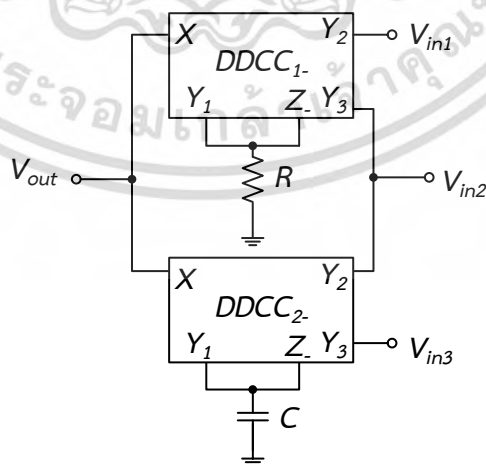
$$R_x = \frac{V_T}{2I_{B1}} \quad (2.41)$$

จากสมการที่ (2.40) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

$$\omega_0 = \frac{g_m R}{CR_x} \quad (2.42)$$

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.25 คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปเพียง 1 ตัว ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว สามารถปรับอัตราขยายได้ที่วงจรกรองผ่านความถี่สูง สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ โครงสร้างของวงจรไม่ได้ใช้โอซีทีบีในเชิงพาณิชย์ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ

2.6.7 Chaturvedi, et. al. (2019) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ DDCC จำนวน 2 ตัว ทั้งสองวงจรต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส ดังวงจรภาพที่ 2.26



ภาพที่ 2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ DDCC 2 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในภาพที่ 2.26 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.43)

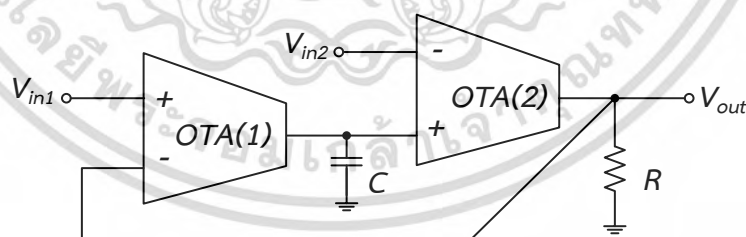
$$V_{out} = \frac{V_{in1} + (sCR - 1)V_{in2} - sCRV_{in3}}{sCR + 1} \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.43) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad (2.44)$$

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.26 คือ ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายชั่ว ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 1 ตัว โครงสร้างของวงจรไม่ได้ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน ไม่สามารถปรับอัตราขยายได้ และไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

2.6.8 Jaikla, et. al. (2019 : 22-35) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง โหมดแรงดันแบบสองอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ OTA จำนวน 2 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ดังวงจรภาพที่ 2.27



ภาพที่ 2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ OTA 2 ตัว

จากวงจรในภาพที่ 2.27 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.45)

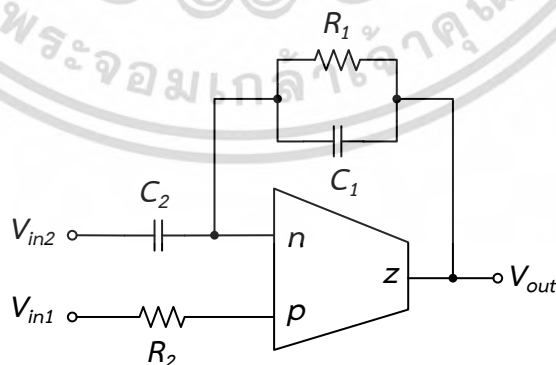
$$V_{out} = \frac{\left(\frac{g_{m1}g_{m2}R}{C}\right)V_{in1} - (g_{m2}R)sV_{in2}}{s + \left(\frac{g_{m1}g_{m2}R}{C}\right)} \quad (2.45)$$

จากสมการที่ (2.45) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

$$\omega_0 = \frac{g_{m1}g_{m2}R}{C} \quad (2.46)$$

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.27 คือ โครงสร้างของวงจรใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (LM13700) ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว สามารถปรับอัตราขยายได้ที่วงจกรองผ่านความถี่สูง สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปมากกว่า 1 ตัว ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตไม่ต่ำ

2.6.9 Banerjee, et. al. (2020 : 271-274) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสองอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ OTRA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 3 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ดังวงจรภาพที่ 2.28



ภาพที่ 2.28 วงจกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ OTRA

จากวงจรในภาพที่ 2.28 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.47) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตหากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยไว้ล่วงหน้า ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

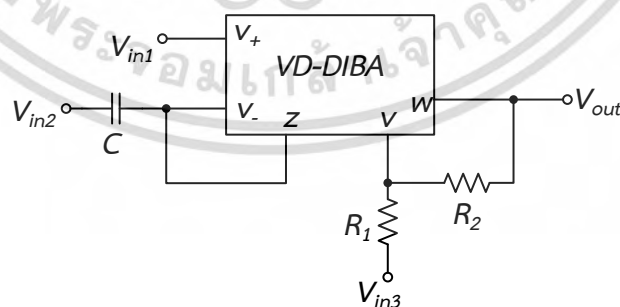
$$V_{out} = \frac{R_2 V_{in1} - R_1 R_2 s C_1 V_{in2}}{R_1 (1 + s C_2 R_2)} \quad (2.47)$$

จากสมการที่ (2.47) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad (2.48)$$

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.28 คือ ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปเพียง 1 ตัว ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว สามารถปรับอัตราขยายได้ที่วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และกรองผ่านความถี่สูง และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ แต่อย่างไรก็ตามพบว่าวงจรมีข้อจำกัด คือ โครงสร้างของวงจรไม่ได้ใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนมาก ไม่สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน ไม่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสด้วยพารามิเตอร์หลายตัว

2.6.10 Duangmatai, et. al. (2022) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ VD-DIBA จำนวน 1 ตัว ต่อใช้งานร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ได้ฟังก์ชันกรองความถี่ 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส ดังวงจรภาพที่ 2.29



ภาพที่ 2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันโดยใช้ VD-DIBA

จากวงจรในภาพที่ 2.29 สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังสมการที่ (2.49) โดยที่

$$k = \frac{R_2}{R_1} + 1 \text{ และ } R_1 = R_2 \text{ เมื่อพิจารณาฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ทั้งแบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส}$$

$$V_{out} = \frac{(sC + g_m)V_{in3} - kg_m V_{in1} - ksCV_{in2}}{sC + g_m} \quad (2.49)$$

จากสมการที่ (2.49) จะได้ความถี่ธรรมชาติดังนี้

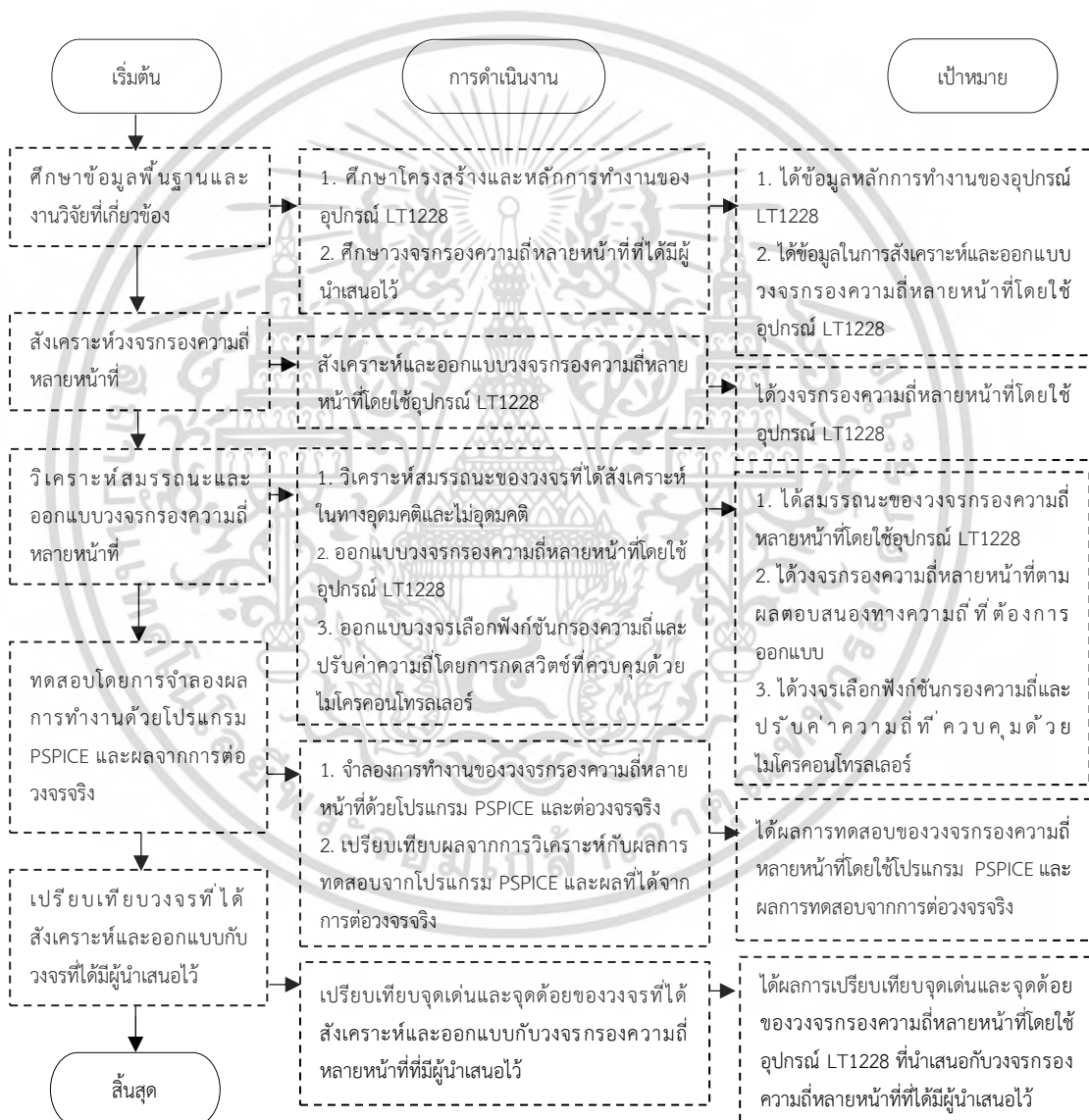
$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad (2.50)$$

จุดเด่นของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในภาพที่ 2.29 คือ ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปเพียง 1 ตัว โครงสร้างของวงจรใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ (LT1228 จำนวน 1 ตัวต่อร่วมกับ AD830 จำนวน 1 ตัว) ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย ไม่ใช้อุปกรณ์แอกทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายซิว สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน สามารถปรับอัตราขยายได้ที่วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านความถี่สูง สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว และความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ

บทที่ 3

วิธีดำเนินการวิจัย

จากที่ได้กล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องไปแล้ว ในบทนี้จะกล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ โดยกระบวนการทั้งหมดแสดงแผนผังการดำเนินงานวิจัยได้ดังภาพที่ 3.1



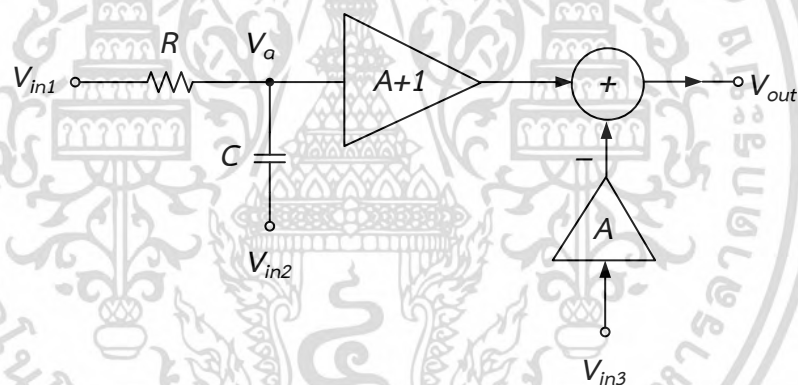
ภาพที่ 3.1 แผนผังขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ LT1228

กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจรมอดูลของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC) และวงจรมอดูลสัญญาณ 2 ตัว ที่ทำงานร่วมกับวงจรมอดูลสัญญาณ โดยวางแผนผังการทำงานต่อร่วมกันเพื่อให้ได้สมการลักษณะคุณสมบัติกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง มีเอาต์พุตประกอบด้วย 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และยังมีจุดประสงค์ให้สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและมุมเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

จากภาพที่ 3.2 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร สามารถนำมาวิเคราะห์หาสมการเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตได้ดังนี้



ภาพที่ 3.2 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

เมื่อพิจารณาที่จุด V_{out} จะได้สมการลักษณะคุณสมบัติ ดังนี้

$$V_{out} = V_a(A + 1) - AV_{in3} \quad (3.1)$$

เมื่อพิจารณาที่จุด V_a จะได้

$$\frac{V_{in1} - V_a}{R} + sC(V_{in2} - V_a) = 0 \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน R การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คูณด้วย R ในสมการที่ (3.2) ทั้งสองข้างจะได้

$$V_{in1} - V_a + sCRV_{in2} - sCRV_a = 0 \quad (3.3)$$

จัดรูปสมการที่ (3.3) ใหม่เพื่อหา V_a จะได้

$$V_a(1 + sCR) = V_{in1} + sCRV_{in2} \quad (3.4)$$

จากสมการที่ (3.4) จะได้ V_a คือ

$$V_a = \frac{V_{in1} + sCRV_{in2}}{sCR + 1} \quad (3.5)$$

นำสมการที่ (3.5) แทนลงในสมการที่ (3.1) จะได้

$$V_{out} = \frac{V_{in1} + sCRV_{in2}}{sCR + 1} (A + 1) - AV_{in3} \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) จัดรูปสมการใหม่จะได้สมการแรงดันเอาต์พุต คือ

$$V_{out} = \frac{V_{in1}(A + 1) + sCRV_{in2}(A + 1) - AV_{in3}(1 + sCR)}{sCR + 1} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) เป็นสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ซึ่งสามารถกำหนดฟังก์ชันการทำงานโดยต่อสัญญาณ (V_{in}) หรือกราวด์ (0) ให้ขั้วอินพุตของวงจรดังแสดงในตารางที่ 3.1 จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบ ดังนี้

ตารางที่ 3.1 การกำหนดสัญญาณอินพุตเพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่ตามต้องการ

ชนิดของวงจรกรองความถี่	ขั้ว V_{in1}	ขั้ว V_{in2}	ขั้ว V_{in3}
วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ	V_{in}	0	0
วงจรกรองผ่านความถี่สูง	0	V_{in}	0
วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส	V_{in}	0	V_{in}
วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	0	V_{in}	V_{in}

ก. รูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับหนึ่ง

$$T(s) = \frac{k\omega_0}{s + \omega_0} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.7) เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการที่ (3.9)

$$V_{out} = \frac{V_{in}(A + 1) + sCR(0)(A + 1) - A(0)(1 + sCR)}{sCR + 1} \quad (3.9)$$

จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(A + 1) \frac{1}{CR}}{s + \frac{1}{CR}} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) จะได้อัตราขยายช่วงแถบผ่านดังนี้

$$G_{LP} = k = A + 1 \quad (3.11)$$

ข. รูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านความถี่สูงอันดับหนึ่ง

$$T(s) = \frac{ks}{s + \omega_0} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.7) เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงดังสมการที่ (3.13)

$$V_{out} = \frac{(0)(A + 1) + sCRV_{in}(A + 1) - A(0)(1 + sCR)}{sCR + 1} \quad (3.13)$$

จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านความถี่สูงดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(A + 1)s}{s + \frac{1}{CR}} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.14) จะได้อัตราขยายช่วงแถบผ่านดังนี้

$$G_{HP} = k = A + 1 \quad (3.15)$$

ค. รูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบไม่กลับเฟส

$$T(s) = \frac{s - \omega_0}{s + \omega_0} \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.7) เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังสมการที่ (3.17)

$$V_{out} = \frac{(0)(A + 1) + sCRV_{in}(A + 1) - AV_{in}(1 + sCR)}{sCR + 1} \quad (3.17)$$

จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสเมื่อ $A=1$ ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s - \frac{1}{CR}}{s + \frac{1}{CR}} \quad (3.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|T(s)| = 1 \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.18) จะได้สมการผลตอบแทนองทางเฟสดังนี้

$$\theta = 180^\circ - 2 \tan^{-1}(\omega CR) \quad (3.20)$$

ง. รูปแบบสมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่งแบบกลับเฟส

$$T(s) = \frac{\omega_0 - s}{s + \omega_0} \quad (3.21)$$

จากสมการที่ (3.7) เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in2} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสดังสมการที่ (3.22)

$$V_{out} = \frac{V_{in}(A+1) + sCR(A+1) - AV_{in}(1+sCR)}{sCR+1} \quad (3.22)$$

จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสเมื่อ $A=1$ ดังนี้

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1-s}{s + \frac{1}{CR}} \quad (3.23)$$

$$|T(s)| = 1 \quad (3.24)$$

จากสมการที่ (3.23) จะได้สมการผลตอบแทนองทางเฟสดังนี้

$$\theta = -2 \tan^{-1}(\omega CR) \quad (3.25)$$

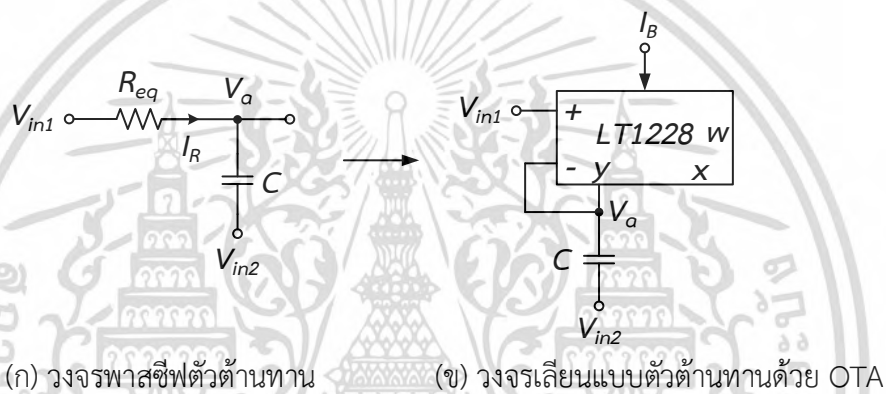
และจากสมการที่ (3.7) จะได้สมการความถี่ธรรมชาติดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.20), (3.25) และ (3.26) จะพบได้ว่าจะสามารถปรับความถี่ธรรมชาติได้ด้วยการปรับตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) และสามารถปรับมุมเฟสของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ทั้งสองแบบได้โดยการปรับความถี่

จากกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.2 จะแสดงวิธีการสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทานโดยใช้อุปกรณ์ OTA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟ สามารถแสดงด้วยสมการที่ (3.27) โดยพิจารณาอุปกรณ์ OTA ดังภาพที่ 3.3



ภาพที่ 3.3 การสังเคราะห์วงจรเลียนแบบตัวต้านทาน

เมื่อพิจารณาวงจรพาสซีฟตัวต้านทานจากภาพที่ 3.3 (ก) สามารถเขียนสมการกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานได้ดังนี้

$$I_R = \frac{V_{in1} - V_a}{R_{eq}} \quad (3.27)$$

และพิจารณาที่ I_R โดยใช้คุณสมบัติของอุปกรณ์ OTA จะได้

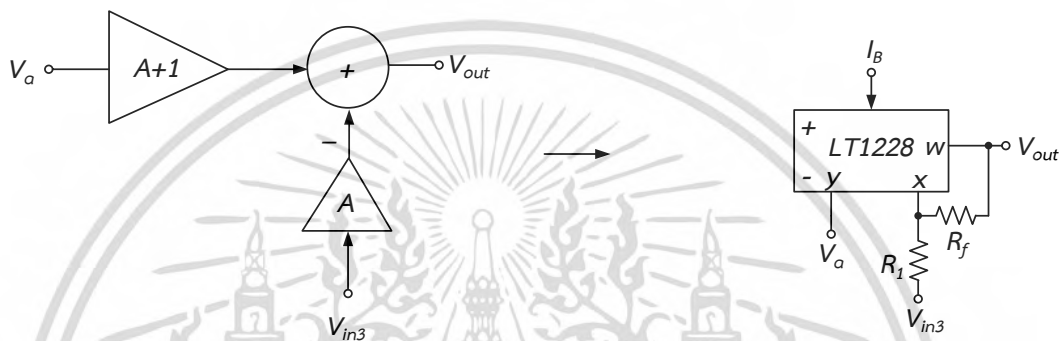
$$I_R = g_m (V_{in1} - V_a) \quad (3.28)$$

เมื่อเทียบสมการที่ (3.27) กับสมการที่ (3.28) จะพบว่าวงจรในภาพที่ 3.3 (ข) ทำหน้าที่เหมือนกับวงจรพาสซีฟ R ในภาพที่ 3.3 (ก) ซึ่งจะได้สมการความต้านทานเสมือนดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{eq} = \frac{1}{g_m} \tag{3.29}$$

จากกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.2 จะแสดงวิธีการสังเคราะห์วงจรขยายสัญญาณ 2 ตัวที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณโดยใช้อุปกรณ์ CFA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่สามารถแสดงด้วยสมการที่ (3.30) โดยพิจารณาอุปกรณ์ CFA ดังภาพที่ 3.4



(ก) วงจรขยายสัญญาณ 2 ตัวที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ

(ข) วงจรที่สังเคราะห์ด้วย CFA

ภาพที่ 3.4 การสังเคราะห์วงจรขยายสัญญาณ 2 ตัวที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ

จากภาพที่ 3.4 เมื่อพิจารณาวงจรขยายสัญญาณ 2 ตัว ที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณสามารถวิเคราะห์สมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = V_a(A + 1) - AV_{in3} \tag{3.30}$$

จากคุณสมบัติของอุปกรณ์ CFA จะได้ว่า

$$V_y = V_x \tag{3.31}$$

$$i_z = i_x \tag{3.32}$$

$$V_w = i_x R_T \tag{3.33}$$

จัดรูปสมการที่ (3.33) ใหม่เพื่อหา i_x โดยที่ $V_w = V_{out}$ จะได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_x = \frac{V_{out}}{R_T} \quad (3.34)$$

และพิจารณาที่ V_{out} โดยใช้คุณสมบัติของอุปกรณ์ CFA จะได้

$$i_x = I_{R1} + I_{Rf} \quad (3.35)$$

$$i_x = \frac{V_a - V_{in3}}{R_1} + \frac{V_a - V_{out}}{R_f} \quad (3.36)$$

แทนค่าสมการที่ (3.34) ในสมการที่ (3.36) จะได้

$$\frac{V_{out}}{R_T} = \frac{V_a - V_{in3}}{R_1} + \frac{V_a - V_{out}}{R_f} \quad (3.37)$$

จัดรูปสมการที่ (3.37) ใหม่เพื่อหา V_{out} จะได้

$$V_{out} \left(\frac{1}{R_T} + \frac{1}{R_f} \right) = V_a \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} \right) - V_{in3} \left(\frac{1}{R_1} \right) \quad (3.38)$$

เมื่อพิจารณา R_T ตามอุดมคติพบว่า $R_T = \infty$ จะได้

$$V_{out} \left(\frac{1}{R_f} \right) = V_a \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} \right) - V_{in3} \left(\frac{1}{R_1} \right) \quad (3.39)$$

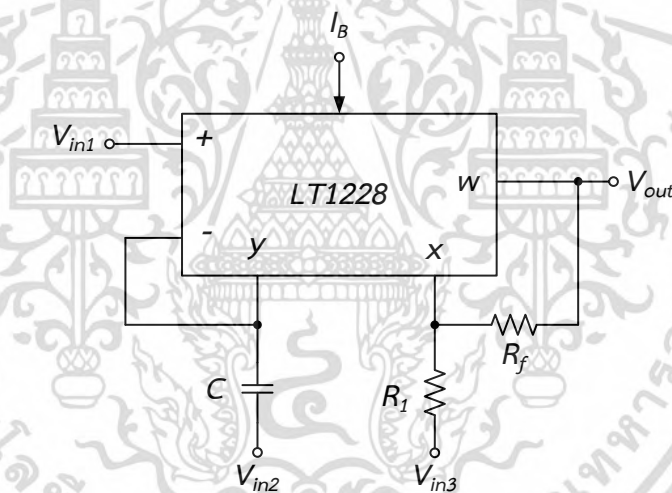
คูณด้วย R_f ในสมการที่ (3.39) ทั้งสองข้างจะได้

$$V_{out} = V_a \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) - V_{in3} \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \quad (3.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเทียบสมการที่ (3.30) กับสมการที่ (3.40) จะพบว่าวงจรในภาพที่ 3.4 (ข) ที่ใช้อุปกรณ์ CFA ทำหน้าที่เหมือนกับวงจรขยายสัญญาณ 2 ตัว ที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณในภาพที่ 3.3 (ก) โดยจะพบว่าอัตราขยาย A ที่อยู่ในสมการที่ (3.30) เมื่อออกแบบโดยใช้อุปกรณ์ CFA ก็คือ $\frac{R_f}{R_1}$

จากการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.2 จะใช้อุปกรณ์ OTA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานเสมือนโดยมีตัวเก็บประจุต่อร่วมกันที่โหนด V_a ดังภาพที่ 3.3 และจะใช้อุปกรณ์ CFA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทีฟทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณ 2 ตัวที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณดังภาพที่ 3.4 จะทำให้ได้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในภาพที่ 3.5 จากวงจรจะพบว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอมีโครงสร้างไม่ซับซ้อนเนื่องจากประกอบไปด้วย LT1228 จำนวน 1 ตัว ตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว อีกทั้งมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำและวงจรสามารถให้ฟังก์ชันกรองความถี่จำนวน 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส



ภาพที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้อุปกรณ์ LT1228 ที่ได้สังเคราะห์วงจรตามกรอบแนวคิดในภาพที่ 3.2

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่กรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์วงจรกรองความถี่จากภาพที่ 3.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้อุปกรณ์ LT1228 จากคุณสมบัติข้างต้น สามารถแสดงด้วยสมการตามสมการที่ (3.41) วิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรนี้ทำงานในอุดมคติได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{pmatrix} I_{v+} \\ I_{v-} \\ I_y \\ V_x \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_y \\ I_x \\ I_w \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

จากภาพที่ 3.5 และสมการที่ (3.41) วิเคราะห์ที่จุด I_y จะได้

$$I_y = g_m (V_+ - V_-) \quad (3.42)$$

พิจารณากระแสที่ไหลผ่าน C ที่ขั้ว y โดยใช้กฎของโอห์มจะได้

$$I_c = sC(V_{in2} - V_y) \quad (3.43)$$

จัดรูปสมการที่ (3.42) และ (3.43) ใหม่โดยใช้ KCL จะได้

$$I_y + I_c = 0 \quad (3.44)$$

$$g_m (V_+ - V_-) + sC(V_{in2} - V_y) = 0 \quad (3.45)$$

จากวงจรในภาพที่ (3.5) พบว่า $V_+ = V_{in1}$ และ $V_- = V_y$ จะได้

$$g_m (V_{in1} - V_y) + sC(V_{in2} - V_y) = 0 \quad (3.46)$$

จัดรูปสมการที่ (3.46) ใหม่ให้ V_y อยู่ข้างเดียวกัน จะได้

$$g_m V_y + sC V_y = g_m V_{in1} + sC V_{in2} \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.47) จะได้สมการแรงดันที่โหนด V_y คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_y = \frac{g_m V_{in1} + sC V_{in2}}{sC + g_m} \quad (3.48)$$

จากภาพที่ 3.5 และสมการที่ (3.41) วิเคราะห์ที่จุด V_{out} หรือแรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว W ของอุปกรณ์ LT1228 เมื่อพิจารณาแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรจะได้

$$V_{out} = V_w \quad (3.49)$$

$$V_w = i_x R_T \quad (3.50)$$

จัดรูปสมการที่ (3.50) ใหม่เพื่อหา i_x โดยที่ $V_w = V_{out}$ จะได้

$$i_x = \frac{V_{out}}{R_T} \quad (3.51)$$

และพิจารณาที่ V_{out} โดยใช้ KCL จะได้

$$i_x = I_{R1} + I_{Rf} \quad (3.52)$$

$$i_x = \frac{V_y - V_{in3}}{R_1} + \frac{V_y - V_{out}}{R_f} \quad (3.53)$$

แทนค่าสมการที่ (3.51) ในสมการที่ (3.53) จะได้

$$\frac{V_{out}}{R_T} = \frac{V_y - V_{in3}}{R_1} + \frac{V_y - V_{out}}{R_f} \quad (3.54)$$

จัดรูปสมการที่ (3.54) ใหม่เพื่อหา V_y จะได้

$$V_y \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} \right) = V_{out} \left(\frac{1}{R_T} + \frac{1}{R_f} \right) + V_{in3} \left(\frac{1}{R_1} \right) \quad (3.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณา R_T ตามอุดมคติพบว่า $R_T = \infty$ จะได้

$$V_y \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} \right) = V_{out} \left(\frac{1}{R_f} \right) + V_{in3} \left(\frac{1}{R_1} \right) \quad (3.56)$$

คูณด้วย R_f ในสมการที่ (3.56) ทั้งสองข้างจะได้

$$V_y \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) = V_{out} + V_{in3} \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \quad (3.57)$$

จัดรูปสมการที่ (3.57) ใหม่เพื่อหา V_y จะได้

$$V_y = \frac{V_{out} + V_{in3} \left(\frac{R_f}{R_1} \right)}{\frac{R_f}{R_1} + 1} \quad (3.58)$$

นำสมการที่ (3.48) และ (3.58) มาเทียบกันจะได้

$$\frac{g_m V_{in1} + sC V_{in2}}{sC + g_m} = \frac{V_{out} + V_{in3} \left(\frac{R_f}{R_1} \right)}{\frac{R_f}{R_1} + 1} \quad (3.59)$$

จัดรูปสมการที่ (3.59) ใหม่เพื่อหา V_{out} จะได้

$$V_{out} = \frac{g_m \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) V_{in1} + sC \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) V_{in2} - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) V_{in3} (sC + g_m)}{sC + g_m} \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.60) เป็นสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ซึ่งสามารถหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนด้วยการกำหนดฟังก์ชันการทำงานโดยต่อสัญญาณ (V_{in}) หรือกราวด์ (0) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการที่ (3.61)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\left(\frac{g_m}{C}\right)\left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)}{s + \frac{g_m}{C}} \quad (3.61)$$

จากสมการที่ (3.61) จะได้อัตราขยายช่วงแถบผ่านดังนี้

$$G_{LP} = k = \frac{R_f}{R_1} + 1 \quad (3.62)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงดังสมการที่ (3.63)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s\left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)}{s + \frac{g_m}{C}} \quad (3.63)$$

จากสมการที่ (3.63) จะได้อัตราขยายช่วงแถบผ่านดังนี้

$$G_{HP} = k = \frac{R_f}{R_1} + 1 \quad (3.64)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสเมื่อ $\frac{R_f}{R_1} = 1$ ดังสมการที่ (3.65) และจะได้สมการผลตอบแทนทางขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตั้งสมการที่ (3.66)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s - \frac{g_m}{C}}{s + \frac{g_m}{C}} \quad (3.65)$$

$$|T(s)| = 1 \quad (3.66)$$

จากสมการที่ (3.65) จะได้สมการผลตอบแทนทางเฟสดังนี้

$$\theta = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega C}{g_m} \right) \quad (3.67)$$

แทนค่า $g_m = \frac{I_B}{3.87V_T}$ ในสมการที่ (3.67) จะได้

$$\theta = 180^\circ - 2 \tan^{-1} \left(\frac{3.87V_T \omega C}{I_B} \right) \quad (3.68)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in2} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่าน

ทุกความถี่แบบกลับเฟสเมื่อ $\frac{R_f}{R_1} = 1$ ตั้งสมการที่ (3.69) และจะได้สมการผลตอบแทนขนาดตั้ง

สมการที่ (3.70)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_m}{C} - s}{s + \frac{g_m}{C}} \quad (3.69)$$

$$|T(s)| = 1 \quad (3.70)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.69) จะได้สมการผลตอบแทนทางเฟสดังนี้

$$\theta = -2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega C}{g_m} \right) \quad (3.71)$$

แทนค่า $g_m = \frac{I_B}{3.87V_T}$ ในสมการที่ (3.71) จะได้

$$\theta = -2 \tan^{-1} \left(\frac{3.87V_T \omega C}{I_B} \right) \quad (3.72)$$

จากสมการที่ (3.60) จะได้ค่าความถี่ธรรมชาติดังสมการที่ (3.73)

$$\omega_0 = \frac{g_m}{C} \quad (3.73)$$

แทนค่า $g_m = \frac{I_B}{3.87V_T}$ ในสมการที่ (3.73) จะได้

$$\omega_0 = \frac{I_B}{3.87V_T C} \quad (3.74)$$

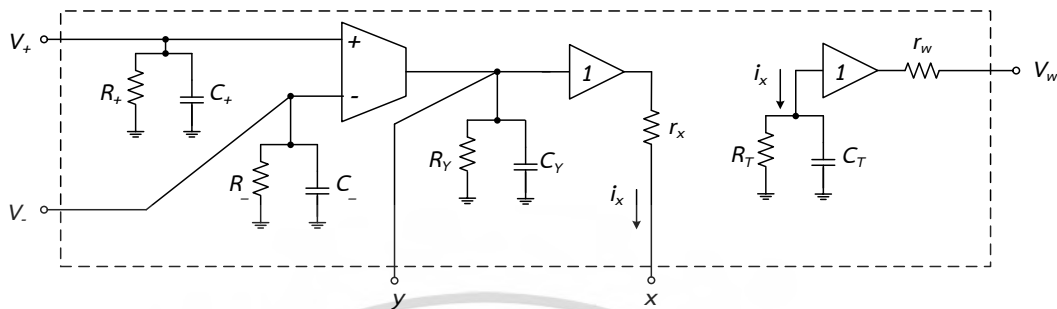
จากสมการที่ (3.62) และ (3.64) จะเห็นได้ว่าวงจรรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองความถี่สูงผ่านสามารถปรับอัตราขยายได้ด้วยพารามิเตอร์ R_f และ R_1 และจากสมการที่ (3.68), (3.72) และ (3.74) จะเห็นได้ว่าเป็นการปรับค่าความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่กระแสไบอัสจากภายนอก (I_B)

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่กรณีที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เมื่ออุปกรณ์ LT1228 ที่ใช้ในวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตในภาพที่ 3.5 มีการทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติที่เป็นผลมาจากความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

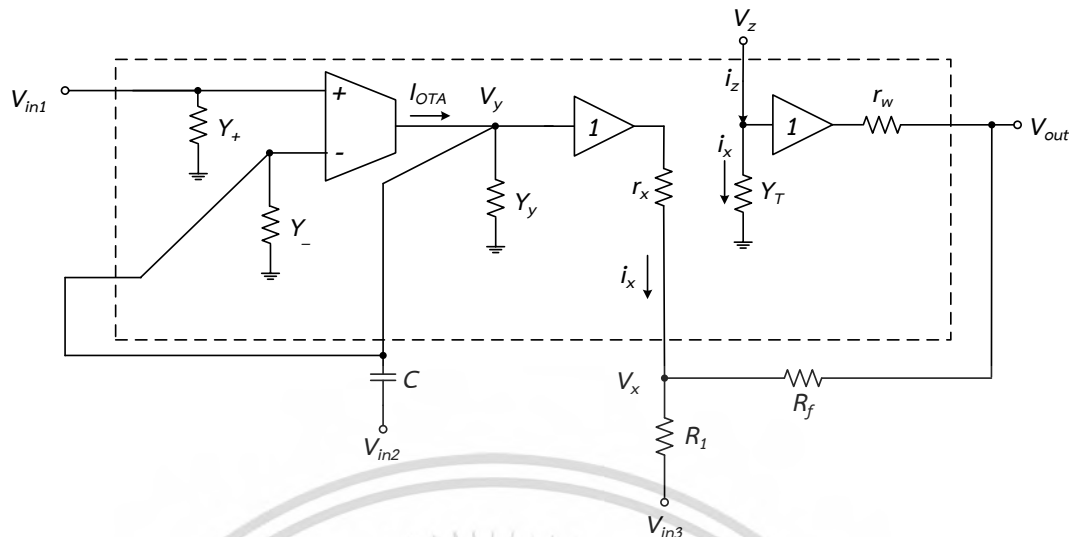
และความจุแฝงในอุปกรณ์ LT1228 ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร สามารถวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงที่เกิดขึ้นที่ขั้วต่างๆ ดังได้แสดงดังภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 วงจรเทียบเคียงที่มีความต้านทานและความจุแฝงภายในอุปกรณ์ LT1228

จากภาพที่ 3.6 พบว่าจะมีค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงขนานกันอยู่ที่ขั้วของอุปกรณ์ที่มีอิมพีแดนซ์สูง และมีค่าความต้านทานแฝงและค่าความเหนี่ยวนำแฝงอนุกรมกันอยู่ที่ขั้วของอุปกรณ์ที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำ แต่จะไม่นำค่าความเหนี่ยวนำแฝงมาพิจารณาเนื่องจากมีค่าน้อยมาก จึงปรากฏเฉพาะค่าความต้านทานแฝงในจุดดังกล่าว ในส่วนของขั้วที่ต่อกับสัญญาณอินพุตจะไม่พิจารณาค่าอุปกรณ์แฝงเช่นกันเนื่องจากที่ขั้วอินพุตนั้นมีอิมพีแดนซ์ต่ำมากส่งผลให้ค่าอุปกรณ์แฝงภายในวงจรส่งผลกระทบต่อวงจรมาก โดยค่าความต้านทานแฝงและความจุแฝงที่ส่งผลกระทบต่อกรณีวงจรทำงานที่ความถี่สูงแต่ละขั้วดังนี้

ที่ขั้ว V_+ จะประกอบด้วยค่าความต้านทานแฝง (R_+) และค่าความจุแฝง (C_+) ที่ขั้ว V_- จะประกอบด้วยค่าความต้านทานแฝง (R_-) และค่าความจุแฝง (C_-) ที่ขั้ว y จะประกอบด้วยค่าความต้านทานแฝง (R_Y) และค่าความจุแฝง (C_Y) ที่ขั้ว x จะประกอบด้วยค่าความต้านทานแฝง (r_x) ที่ขั้ว z ซึ่งเสมือนว่าลอยอยู่ที่อุปกรณ์ CFA จะประกอบด้วยค่าความต้านทานแฝง (R_T) และค่าความจุแฝง (C_T) และที่ขั้ว w จะประกอบด้วยค่าความต้านทานแฝง (r_w) ดังนั้นสามารถเขียนวงจรรอกความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตในกรณีที่มีผลกระทบจากค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงภายในอุปกรณ์ LT1228 เมื่อแทนตัวอุปกรณ์ในวงจรด้วยส่วนกลับความต้านทานแฝงรวมที่เกิดจากตัวเก็บประจุแฝงและความต้านทานแฝงรวมแสดงดังภาพที่ 3.7



ภาพที่ 3.7 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต
ในกรณีที่ผลกระทบจากความต้านทานแฝงและความจุแฝงภายในอุปกรณ์ LT1228
เมื่อแทนตัวอุปกรณ์ด้วยแอดมิตแตนซ์

จากภาพที่ 3.7 เมื่อกำหนดให้

$$Y_+ = sC_+ + G_+ \quad (3.75)$$

$$Y_- = sC_- + G_- \quad (3.76)$$

$$Y_y = sC_y + G_y \quad (3.77)$$

$$Y_T = sC_T + G_T \quad (3.78)$$

พิจารณาจุด V_y โดยใช้ KCL จะได้

$$I_{OTA} + I_- + I_y + I_c = 0 \quad (3.79)$$

$$g_m(V_+ - V_-) - V_y Y_- - V_y Y_y + sC(V_{in2} - V_y) = 0 \quad (3.80)$$

จากสมการที่ (3.80) พบว่า $V_+ = V_{in1}$ และ $V_- = V_y$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_m (V_{in1} - V_y) - V_y Y_- - V_y Y_y + sC(V_{in2} - V_y) = 0 \quad (3.81)$$

จัดรูปสมการที่ (3.81) ใหม่ให้ V_y อยู่ข้างเดียวกัน จะได้

$$g_m V_y + sCV_y + V_y Y_- + V_y Y_y = g_m V_{in1} + sCV_{in2} \quad (3.82)$$

จากสมการที่ (3.82) จะได้

$$V_y = \frac{g_m V_{in1} + sCV_{in2}}{g_m + sC + Y_- + Y_y} \quad (3.83)$$

แทน $Y_- = sC_- + G_-$ และ $Y_y = sC_y + G_y$ ในสมการที่ (3.83) จะได้สมการ V_y คือ

$$V_y = \frac{g_m V_{in1} + sCV_{in2}}{g_m + sC + sC_- + sC_y + G_- + G_y} \quad (3.84)$$

เมื่อกำหนดให้ C^* และ G^* ดังสมการที่ (3.85) และ (3.86) ตามลำดับ

$$C^* = C + C_- + C_y \quad (3.85)$$

$$G^* = G_- + G_y \quad (3.86)$$

จัดรูปสมการที่ (3.84) ใหม่จะได้

$$V_y = \frac{g_m V_{in1} + sCV_{in2}}{g_m + sC^* + G^*} \quad (3.87)$$

จากภาพที่ 3.7 พิจารณาที่จุด V_z และกระแส i_x จะได้

$$V_z = \frac{i_x}{Y_T} \quad (3.88)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_x = \frac{V_y - V_x}{r_x} \quad (3.89)$$

และวิเคราะห์ที่ V_x โดยใช้ KCL จะได้

$$i_x = I_{R_1} + I_{R_f} \quad (3.90)$$

$$i_x = \frac{V_x - V_{in3}}{R_1} + \frac{V_x - V_{out}}{R_f} \quad (3.91)$$

แทนค่าสมการที่ (3.89) ในสมการที่ (3.91) และจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_y - V_x}{r_x} = \frac{V_x - V_{in3}}{R_1} + \frac{V_x - V_{out}}{R_f} \quad (3.92)$$

คูณด้วย r_x ในสมการที่ (3.92) ทั้งสองข้างจะได้

$$V_y = V_x \left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 \right) - \frac{r_x V_{in3}}{R_1} - \frac{r_x V_{out}}{R_f} \quad (3.93)$$

และจัดรูปสมการที่ (3.93) ใหม่จะได้

$$V_x = \frac{V_y}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 \right)} + \frac{r_x V_{in3}}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 \right) R_1} + \frac{r_x V_{out}}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 \right) R_f} \quad (3.94)$$

พิจารณาที่จุด V_{out} โดยใช้ KCL จะได้

$$\frac{V_z - V_{out}}{r_w} = \frac{V_{out} - V_x}{R_f} \quad (3.95)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (3.88) ในสมการที่ (3.95) จะได้

$$\frac{i_x}{Y_T r_w} - \frac{V_{out}}{r_w} = \frac{V_{out} - V_x}{R_f} \quad (3.96)$$

คูณด้วย $Y_T r_w$ ในสมการที่ (3.96) ทั้งสองข้างจะได้

$$i_x = \frac{Y_T r_w V_{out} - Y_T r_w V_x + Y_T R_f V_{out}}{R_f} \quad (3.97)$$

แทนค่าสมการที่ (3.89) ในสมการที่ (3.97) และจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\frac{V_y - V_x}{r_x} = Y_T V_{out} \left(1 + \frac{r_w}{R_f} \right) - \frac{Y_T r_w V_x}{R_f} \quad (3.98)$$

คูณด้วย r_x ในสมการที่ (3.98) ทั้งสองข้างและจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$V_y - Y_T r_x V_{out} \left(1 + \frac{r_w}{R_f} \right) = V_x \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f} \right) \quad (3.99)$$

แทนค่า V_x ด้วยสมการที่ (3.94) ในสมการที่ (3.99) จะได้

$$V_y - Y_T r_x V_{out} \left(1 + \frac{r_w}{R_f} \right) = \left[\frac{V_y}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 \right)} + \frac{r_x V_{in3}}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 \right) R_1} + \frac{r_x V_{out}}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 \right) R_f} \right] \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f} \right) \quad (3.100)$$

จัดรูปสมการที่ (3.100) ใหม่จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_y - \frac{V_y}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1\right)} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) - \frac{r_x V_{in3}}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1\right) R_1} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) = \frac{r_x V_{out}}{\left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1\right) R_f} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) + Y_T r_x V_{out} \left(1 + \frac{r_w}{R_f}\right) \quad (3.101)$$

คูณด้วย $\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1$ ในสมการที่ (3.101) ทั้งสองข้างจะได้

$$V_y \left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1\right) - V_y \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) - \frac{r_x V_{in3}}{R_1} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) = \frac{r_x V_{out}}{R_f} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) + Y_T r_x V_{out} \left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1\right) \left(1 + \frac{r_w}{R_f}\right) \quad (3.102)$$

จัดรูปสมการที่ (3.102) ใหม่ จะได้

$$V_y \left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1 - 1 + \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) - \frac{r_x V_{in3}}{R_1} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) = V_{out} \left[\frac{r_x}{R_f} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) + Y_T r_x \left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1\right) \left(1 + \frac{r_w}{R_f}\right)\right] \quad (3.103)$$

คูณด้วย $\frac{1}{r_x}$ ในสมการที่ (3.103) ทั้งสองข้างจะได้

$$V_y \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} + \frac{Y_T r_w}{R_f}\right) - \frac{V_{in3}}{R_1} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) = V_{out} \left[\frac{1}{R_f} \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) + Y_T \left(\frac{r_x}{R_1} + \frac{r_x}{R_f} + 1\right) \left(1 + \frac{r_w}{R_f}\right)\right] \quad (3.104)$$

คูณด้วย R_f ในสมการที่ (3.104) ทั้งสองข้างจะได้

$$V_y \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w\right) - \left(\frac{R_f}{R_1}\right) \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) V_{in3} = V_{out} \left[\left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f}\right) + Y_T \left(\frac{R_f r_x}{R_1} + r_x + R_f\right) \left(1 + \frac{r_w}{R_f}\right)\right] \quad (3.105)$$

จัดสมการที่ (3.105) ใหม่จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_y \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w \right) - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f} \right) V_{in3} = V_{out} \left[1 + Y_T \left(\frac{r_w r_x}{R_1} + r_w + \frac{R_f r_x}{R_1} + r_x + R_f \right) \right] \quad (3.106)$$

แทนค่าสมการที่ (3.87) ลงในสมการที่ (3.106) จะได้

$$\left(\frac{g_m V_{in1} + sC V_{in2}}{g_m + sC^* + G^*} \right) \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w \right) - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f} \right) V_{in3} = V_{out} \left[1 + Y_T \left(\frac{r_w r_x}{R_1} + r_w + \frac{R_f r_x}{R_1} + r_x + R_f \right) \right] \quad (3.107)$$

จัดรูปสมการใหม่เพื่อหา V_{out} จะได้

$$V_{out} = \frac{\left(\frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w \right) V_{in1} + s \frac{C}{g_m} \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w \right) V_{in2} - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \left(1 - \frac{Y_T r_w r_x}{R_f} \right) \left(\frac{C^*}{g_m} + \frac{G^*}{g_m} + 1 \right) V_{in3}}{\left[1 + Y_T \left(\frac{r_w r_x}{R_1} + r_w + \frac{R_f r_x}{R_1} + r_x + R_f \right) \right] \left(\frac{C^*}{g_m} + \frac{G^*}{g_m} + 1 \right)} \quad (3.108)$$

จากสมการที่ (3.108) พิจารณาค่าโพล Y_T ที่ห่อมแรกของส่วน ซึ่งในทางปฏิบัติ r_x และ r_w มีค่าน้อยกว่า R_T หลายเท่าและ R_T มีค่ามากกว่า R_1 และ R_f หลายเท่า อีกทั้งความถี่ที่ใช้งานของวงจรน้อยกว่า $f_{op} \cong \frac{1}{2\pi C_T R_f}$ (ไม่เกิน 10 MHz) จะได้สมการที่ (3.109)-(3.114)

$$P = 1 + Y_T R_f \quad (3.109)$$

$$P = 1 + sC_T R_f + G_T R_f \quad (3.110)$$

$$P = s + \left(\frac{1}{C_T R_f} + \frac{1}{R_T C_T} \right) \quad (3.111)$$

$$P = s + \frac{1}{C_T (R_f \parallel R_T)} \quad (3.112)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_p = \frac{1}{C_T (R_f \parallel R_T)} \quad (3.113)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_T R_f} \quad (3.114)$$

จะพบว่าส่วนของสมการที่ (3.113) มีค่า R_f และ R_T ขนานกันอยู่ และผลลัพธ์จากการขนานกันจะเข้าใกล้ค่าที่น้อยกว่าคือ R_f ดังนั้นความถี่โพลดังสมการที่ (3.114) จึงมีค่าน้อยมากๆ และจะส่งผลกระทบต่อความถี่ที่สูงกว่าความถี่ที่ใช้งานของวงจร จึงทำให้ไม่ต้องคิดผลกระทบของโพล Y_T ที่เทอมแรกของส่วน ทั้งนี้หากต้องการให้ย่านความถี่ใช้งานสูงขึ้นสามารถปรับค่า R_f ให้มีค่าน้อยลงได้ แต่ต้องไม่น้อยเกินไปดังที่ (Mahattanakul and Toumazou, 1996 : 2-12) ได้กล่าวไว้ มิเช่นนั้นอาจเกิดการออสซิลเลตได้

จากสมการที่ (3.108) พิจารณาตัวชี้วัด Y_T เทอมที่หนึ่งและเทอมที่สองของเศษ ซึ่งในทางปฏิบัติ r_x และ r_w มีค่าน้อยกว่า R_T หลายเท่าและ R_T มีค่ามากกว่า R_1 และ R_f หลายเท่า อีกทั้งความถี่

ที่ใช้งานของวงจรมีค่าน้อยกว่า $f_{op} \cong \frac{1}{2\pi C_T R_f}$ (ไม่เกิน 10 MHz) จะได้ดังสมการที่ (3.115)-(3.120)

$$Z = \frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w \quad (3.115)$$

$$Z = \frac{R_f}{R_1} + 1 + s C_T r_w + G_T r_w \quad (3.116)$$

$$Z = s + \left(\frac{R_f}{C_T r_w R_1} + \frac{1}{C_T r_w} + \frac{1}{C_T R_T} \right) \quad (3.117)$$

$$Z = s + \frac{1}{C_T \left(\frac{r_w R_1}{R_f} \parallel r_w \parallel R_T \right)} \quad (3.118)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_z = \frac{1}{C_T \left(\frac{r_w R_1}{R_f} \parallel r_w \parallel R_T \right)} \quad (3.119)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_T r_w} \quad (3.120)$$

จะพบว่าส่วนของสมการที่ (3.119) มีค่า $\frac{r_w R_1}{R_f}$, r_w และ R_T ขนานกันอยู่ และผลลัพธ์จากการขนานกันจะเข้าใกล้ค่าที่น้อยกว่าคือ r_w ดังนั้นความถี่โพลดังสมการที่ (3.120) จึงมีค่าสูงมากๆ และจะส่งผลกระทบต่อความถี่สูงกว่าความถี่ที่ใช้งานของวงจร จึงทำให้ไม่ต้องคิดผลกระทบของซีโร Y_T ทั้งสองเทอม

จากสมการที่ (3.108) พิจารณาค่าซีโร Y_T เทอมที่สามของเศษ ซึ่งในทางปฏิบัติ r_x และ r_w มีค่าน้อยกว่า R_T หลายเท่าและ R_T มีค่ามากกว่า R_1 และ R_f หลายเท่า อีกทั้งความถี่ที่ใช้งานของวงจรน้อยกว่า $f_{op} \cong \frac{1}{2\pi C_T R_f}$ (ไม่เกิน 10 MHz) จะได้ดังสมการที่ (3.121)-(3.125)

$$Z = \frac{Y_T r_w r_x}{R_1} - \frac{R_f}{R_1} \quad (3.121)$$

$$Z = \frac{s C_T r_w r_x}{R_1} + \frac{r_w r_x}{R_1 R_T} - \frac{R_f}{R_1} \quad (3.122)$$

$$Z = s + \frac{1}{C_T \left(R_T \parallel -\frac{r_w r_x}{R_f} \right)} \quad (3.123)$$

$$\omega_z = \frac{1}{C_T \left(R_T \parallel -\frac{r_w r_x}{R_f} \right)} \quad (3.124)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_z = \frac{1}{2\pi C_T \left(-\frac{r_w r_x}{R_f} \right)} \quad (3.125)$$

จะพบว่าส่วนของสมการที่ (3.124) มีค่า R_T และ $-\frac{r_w r_x}{R_f}$ ขนานกันอยู่ และผลลัพธ์จากการ

ขนานกันจะเข้าใกล้ค่าที่น้อยกว่าคือ $-\frac{r_w r_x}{R_f}$ ดังนั้นความถี่โพลตั้งสมการที่ (3.125) จึงมีค่าสูงมากๆ

และจะส่งผลกระทบต่อความถี่ที่สูงกว่าความถี่ที่ใช้งานของวงจร จึงทำให้ไม่ต้องคิดผลกระทบของซีโร Y_T เเทมนี้

จึงสามารถประมาณสมการที่ (3.126) ได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{\left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) V_{in1} + s \frac{C}{g_m} \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) V_{in2} - \left(\frac{R_f}{R_1} \right) \left(s \frac{C^*}{g_m} + \frac{G^*}{g_m} + 1 \right) V_{in3}}{s \frac{C^*}{g_m} + \frac{G^*}{g_m} + 1} \quad (3.126)$$

จากสมการที่ (3.126) เป็นสมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ซึ่งสามารถหาสมการฟังก์ชันถ่ายโอนด้วยการกำหนดฟังก์ชันการทำงานโดยต่อสัญญาณ (V_{in}) หรือกราวด์ (0) จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนแต่ละแบบดังนี้

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนวงจรองผ่านความถี่ต่ำตั้งสมการที่ (3.127)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right)}{s \frac{C^*}{g_m} + \frac{1}{g_m R^*} + 1} \quad (3.127)$$

จากสมการที่ (3.127) จะได้อัตราขยายช่วงแถบผ่านดังนี้

$$G_{LP} = \left(\frac{R_f + 1}{R_1} \right) \left(\frac{g_m}{\frac{1}{R^*} + g_m} \right) \quad (3.128)$$

เมื่อกำหนดให้ R^* มีค่าดังสมการที่ (3.129)

$$R^* = R_- \parallel R_y \quad (3.129)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงดังสมการที่ (3.130)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s \frac{C}{g_m} \left(\frac{R_f + 1}{R_1} \right)}{s \frac{C}{g_m} + \frac{1}{g_m R^*} + 1} \quad (3.130)$$

จากสมการที่ (3.130) จะได้อัตราขยายช่วงแถบผ่านดังนี้

$$G_{HP} = \frac{C}{C^*} \left(\frac{R_f + 1}{R_1} \right) \quad (3.131)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสเมื่อ $\frac{R_f}{R_1} = 1$ ดังสมการที่ (3.132) และจะได้สมการผลตอบแทนทางขนาดดังสมการที่ (3.133)

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s \frac{C^{**}}{g_m} - \frac{1}{g_m R^*} - 1}{s \frac{C^*}{g_m} + \frac{1}{g_m R^*} + 1} \quad (3.132)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{AP+} = \sqrt{\frac{\left(\omega \frac{C^{**}}{g_m}\right)^2 + \left(1 + \frac{1}{g_m R^*}\right)^2}{\left(\omega \frac{C^*}{g_m}\right)^2 + \left(1 + \frac{1}{g_m R^*}\right)^2}} \quad (3.133)$$

เมื่อกำหนดให้ C^{**} มีค่าดังสมการที่ (3.134)

$$C^{**} = C - C_- - C_y \quad (3.134)$$

จากสมการที่ (3.132) จะได้สมการผลตอบแทนทางเฟสดังนี้

$$\theta_{AP+} = 180^\circ - \left\{ \tan^{-1} \left[\omega \frac{C^{**}}{g_m + \frac{1}{R^*}} \right] - \tan^{-1} \left[\omega \frac{C^*}{g_m + \frac{1}{R^*}} \right] \right\} \quad (3.135)$$

เมื่อกำหนดให้อินพุต $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in2} = 0$ จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่าน
 ทุกความถี่แบบกลับเฟสเมื่อ $\frac{R_f}{R_1} = 1$ ดังสมการที่ (3.136) และจะได้สมการผลตอบแทนทางขนาด
 ดังสมการที่ (3.137)

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-s \frac{C^*}{g_m} - \frac{1}{g_m R^*} + 1}{s \frac{C^*}{g_m} + \frac{1}{g_m R^*} + 1} \quad (3.136)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_{AP-} = \frac{\sqrt{\left(\frac{C^*}{g_m}\right)^2 + \left(1 - \frac{1}{g_m R^*}\right)^2}}{\sqrt{\left(\frac{C^*}{g_m}\right)^2 + \left(1 + \frac{1}{g_m R^*}\right)^2}} \quad (3.137)$$

จากสมการที่ (3.136) จะได้สมการผลตอบแทนของทางเฟสดังนี้

$$\theta_{AP-} = \left\{ -\tan^{-1} \left[\omega \left(\frac{C^*}{g_m} - \frac{1}{R^*} \right) \right] - \tan^{-1} \left[\omega \left(\frac{C^*}{g_m + \frac{1}{R^*}} \right) \right] \right\} \quad (3.138)$$

จากสมการที่ (3.126) จะได้ค่าความถี่ธรรมชาติดังสมการที่ (3.139)

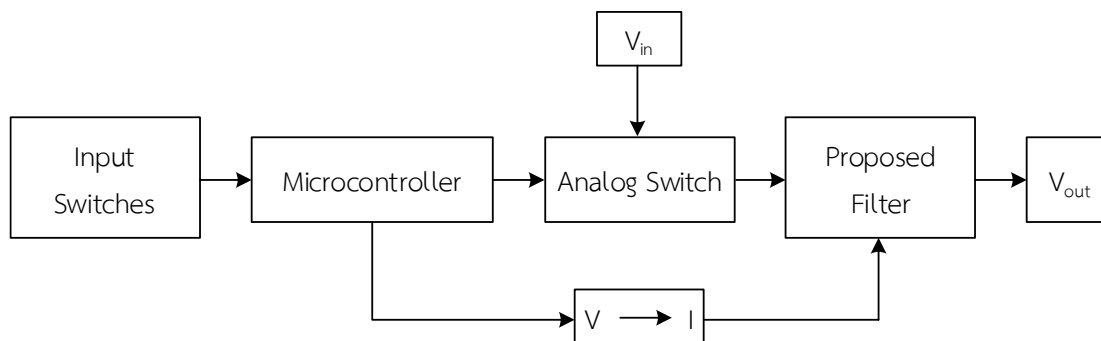
$$\omega_0 = \frac{1}{C^* R^*} + \frac{g_m}{C^*} \quad (3.139)$$

จากสมการแรงดันเอาต์พุต เมื่อนำความต้านทานแฝงและความจุแฝงของ LT1228 มาพิจารณาร่วม พบว่ามีตัวแปรค่าอุปกรณ์แฝงของ LT1228 เข้ามาเกี่ยวข้องในเทอมของสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ทุกฟังก์ชัน อัตราขยายช่วงแถบผ่าน สมการผลตอบแทนของทางเฟส รวมทั้งสมการความถี่ธรรมชาติ ซึ่งค่าความต้านทานแฝงและความจุแฝงนี้จะส่งผลต่อขนาดสัญญาณเอาต์พุตให้เปลี่ยนไปตามค่าของอุปกรณ์แฝงและจะส่งผลให้ทำงานผิดพลาดไม่เป็นไปตามอุดมคติ

3.4 การออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ที่ปรับความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

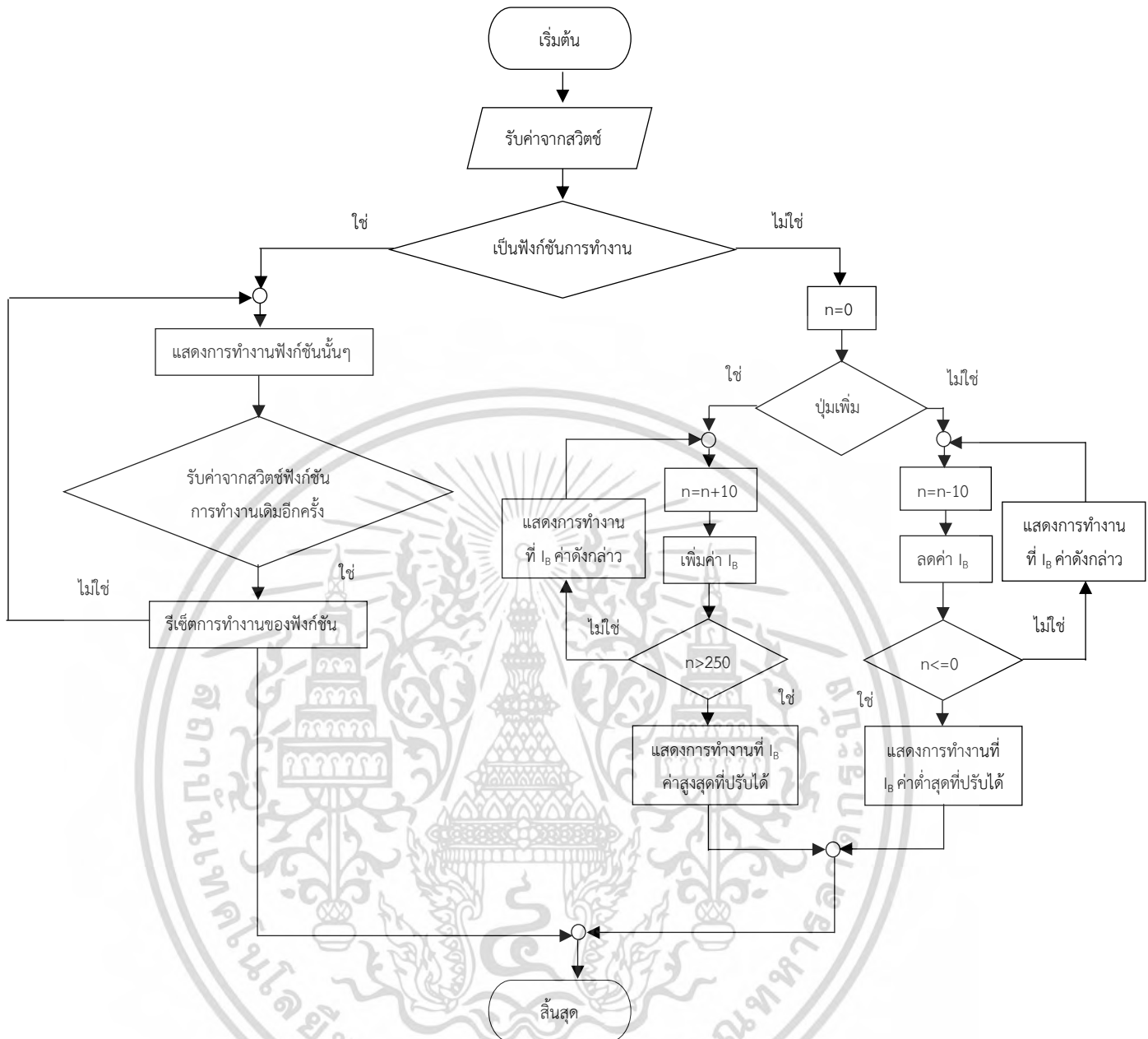
เมื่อสังเคราะห์วงจรและได้วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ สามารถนำสมการความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสของวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติมาทำการออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ที่ปรับความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยจะแสดงการออกแบบวงจรกรองความถี่ที่

นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ดังภาพที่ 3.8
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.8 การออกแบบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์

จากภาพที่ 3.8 พบว่าหลักการออกแบบมีแนวคิดดังนี้ สวิตช์เป็นอุปกรณ์อินพุตสำหรับรับคำสั่งจากผู้ใช้งานที่ต้องการให้วงจรรองความถี่ทำงานในฟังก์ชันใดและใช้สำหรับการปรับค่ากระแส I_b เพื่อปรับค่าความถี่ f_0 และค่ามุมการเลื่อนเฟสของวงจรด้วยการป้อนแรงดัน PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านตัวต้านทาน ไมโครคอนโทรลเลอร์มีหน้าที่รับค่าที่ได้จากการกดปุ่มและประมวลผลการทำงานตามโปรแกรมที่ออกแบบควบคุมไว้และส่งสัญญาณเอาต์พุตแบบดิจิทัลควบคุมแอนะล็อกสวิตช์ เมื่อแอนะล็อกสวิตช์ได้รับสัญญาณควบคุมจากไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการเชื่อมต่อสัญญาณอินพุตหรือกราวด์ให้กับขั้วอินพุตของวงจรรองความถี่ เมื่อวงจรรองความถี่ได้รับสัญญาณอินพุตตามเงื่อนไขที่ได้ออกแบบไว้ ก็จะให้ฟังก์ชันเอาต์พุตที่จุด V_{out} โดยเลือกฟังก์ชันสัญญาณอินพุตให้วงจรดังตารางที่ 1.2 และเพื่อให้เห็นโครงสร้างการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถแสดงแผนผังการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอต่อร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ดังภาพที่ 3.9



ภาพที่ 3.9 แผนผังการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอพร้อมกับไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ว่ามีคุณสมบัติเป็นไปตามวัตถุประสงค์ และเป็นไปตามหลักการที่ได้สังเคราะห์ วิเคราะห์ และออกแบบไว้ในบทก่อนหน้า ในบทนี้จะนำเสนอผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง พร้อมทั้งอภิปรายผลจากการทดสอบเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการวิเคราะห์ไว้ในทางทฤษฎีซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE

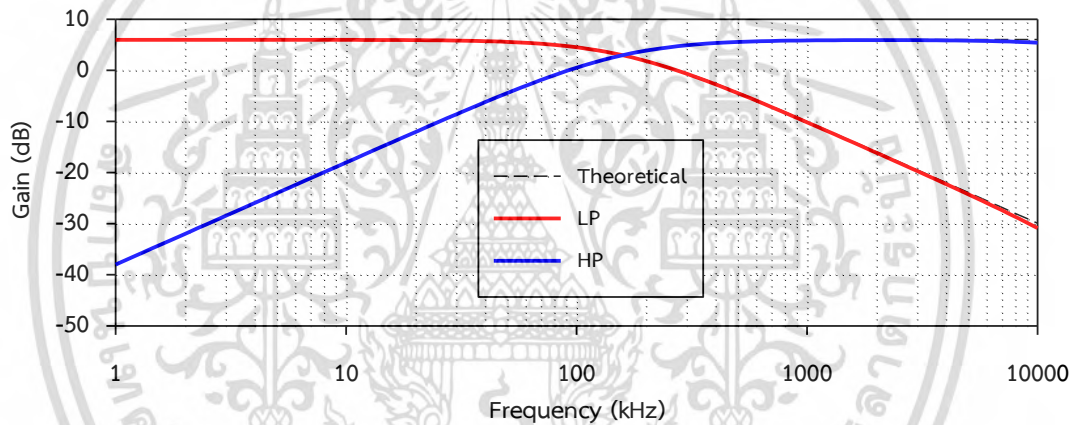
การทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอไว้ดังภาพที่ 3.5 โดยใช้จะใช้อุปกรณ์ OTA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานเสมือนโดยมีตัวเก็บประจุต่อร่วมกันและจะใช้อุปกรณ์ CFA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณ 2 ตัวที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ เพื่อยืนยันผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ทดสอบวงจรโดยใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ ค่าพารามิเตอร์ส่วนประกอบของวงจรที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.74) โดยกำหนดให้ $C = 1nF$, $I_B = 100 \mu A$ ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ f_0 ของวงจรจากการคำนวณในทางอุดมคติคือ 159.15kHz

การทดสอบผลการตอบสนองทางความถี่โดยป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่ให้กับวงจรเพื่อให้อัตราขยายของฟังก์ชันการทำงานดังตารางที่ 1.2 พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส โดยเลือกฟังก์ชันการทำงานด้วยวิธีควบคุมการจ่ายสัญญาณที่อินพุตของวงจร ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.61) - (3.72) ผลตอบสนองทางความถี่ของขนาดและเฟสจาก PSPICE แสดงดังภาพที่ 4.1-4.3 ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำความถี่ f_0 คือ 156.31kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 1.78% มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ 1.98 (5.97 dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 1% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ f_0 คือ -45.28° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.62% ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงความถี่ f_0 คือ 160.36kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.76% มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ 1.97 (5.9 dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 1.5% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ f_0 คือ 44.18° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณ

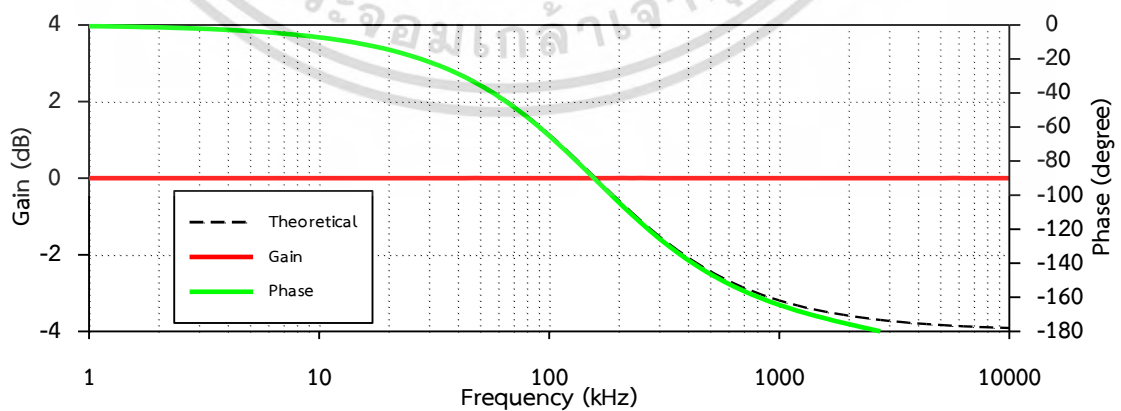
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางทฤษฎี 1.82% ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางเฟสที่ความถี่ตั้งแต่ 1kHz ถึง 10MHz เปลี่ยนแปลงจาก 0° ไปยัง -180° มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ 0.998 (-0.01dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.2% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ -90.95° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 1.05% และที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางเฟสที่ความถี่ตั้งแต่ 1 kHz ถึง 10MHz เปลี่ยนแปลงจาก 180° ไปยัง 0° มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ 0.992 (-0.066dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.8% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ 89.34° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.73% สอดคล้องกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีดังตารางที่ 4.1 ซึ่งมีค่าเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี โดยมีสาเหตุมาจากที่วงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ผลกระทบเนื่องจากความต้านทานและความจุแฝงในอุปกรณ์ LT1228 ดังที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.75)-(3.137)

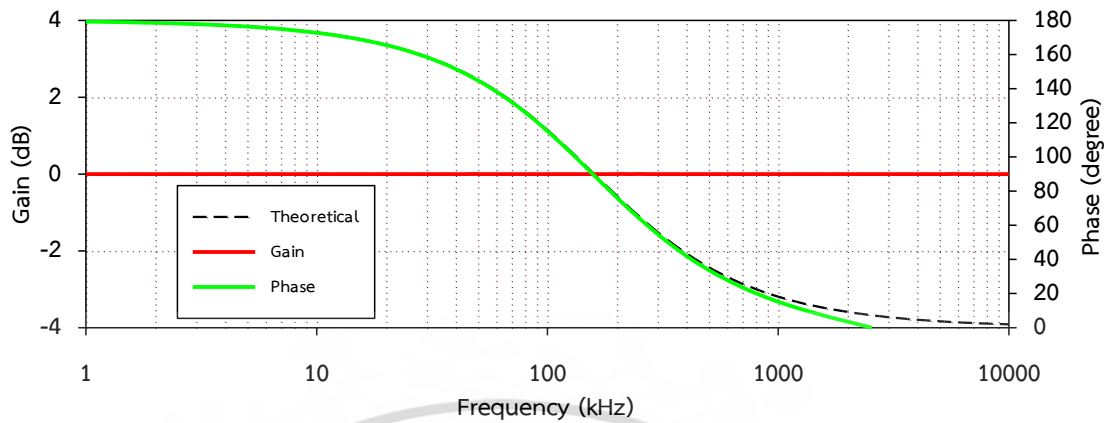


ภาพที่ 4.1 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านความถี่สูง



ภาพที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



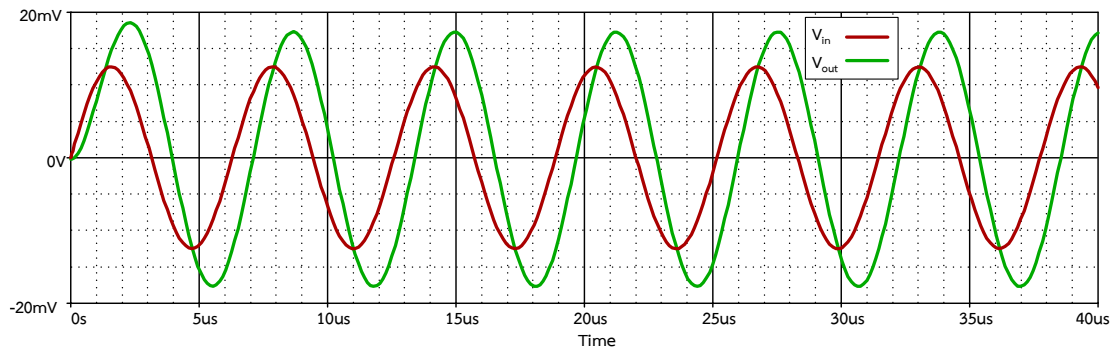
ภาพที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่และเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับไม่กลับเฟส

ตารางที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจาก PSpICE

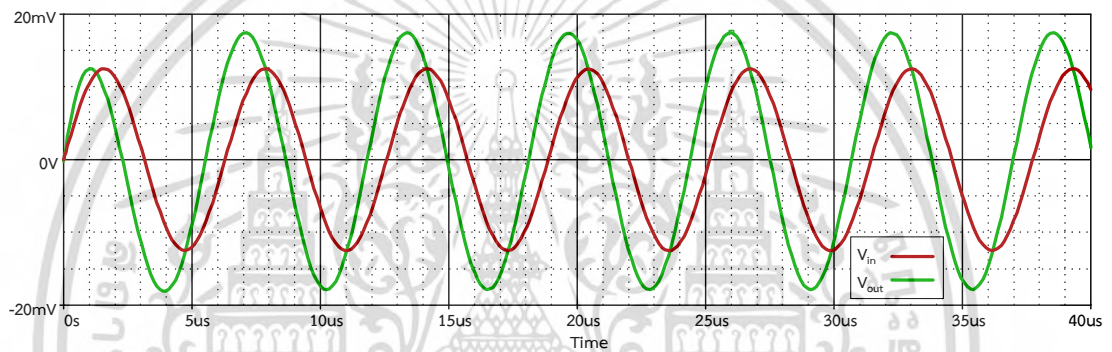
ชนิดของวงจรกรอง ความถี่	f_0 (kHz)		อัตราขยายช่วงแถบ ผ่าน (dB)		ค่ามุมการเลื่อนเฟส (องศา)	
	คำนวณ	PSpICE	คำนวณ	PSpICE	คำนวณ	PSpICE
กรองผ่านความถี่ต่ำ	159.15	156.31	6.02	5.97	-45	-45.28
กรองผ่านความถี่สูง	159.15	160.36	6.02	5.9	45	44.18
กรองผ่านทุกความถี่แบบ กลับเฟส	159.15	156.4	0	-0.01	-90	-90.95
กรองผ่านทุกความถี่แบบ ไม่กลับเฟส	159.15	157.15	0	-0.066	90	89.34

เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ 25mV_{p-p} ความถี่ $f_0 = 159\text{kHz}$ ให้กับวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) ในสภาวะชั่วขณะของรูปคลื่นจากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสภาวะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และ กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสดังภาพที่ 4.4 และ 4.7 พบว่าขนาดสัญญาณเอาต์พุตที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำคือ 34.6mV_{p-p} เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 2.12% ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงคือ 34.84mV_{p-p} เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 1.44% ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสคือ 24.36mV_{p-p} เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 2.56% และที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสคือ 24.52mV_{p-p} เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 1.92% แสดงให้เห็นว่าค่าแรงดันเอาต์พุตสอดคล้องกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีดังตารางที่ 4.2

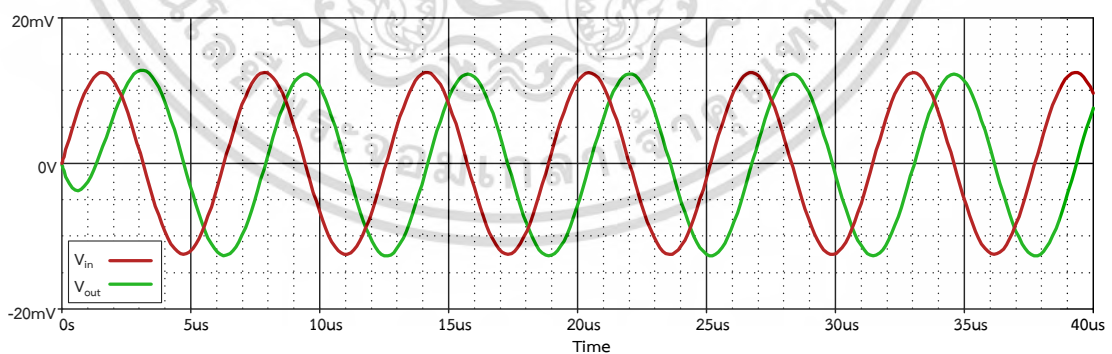
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.4 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำที่ความถี่ f_0

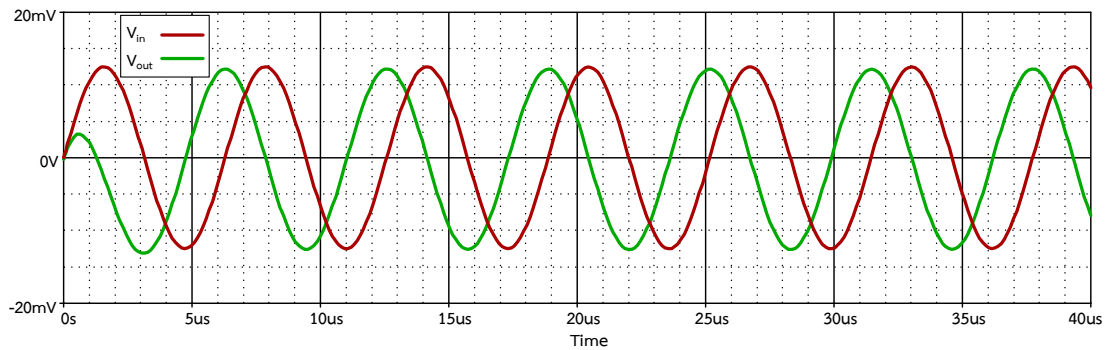


ภาพที่ 4.5 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงที่ความถี่ f_0



ภาพที่ 4.6 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสที่ความถี่ f_0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



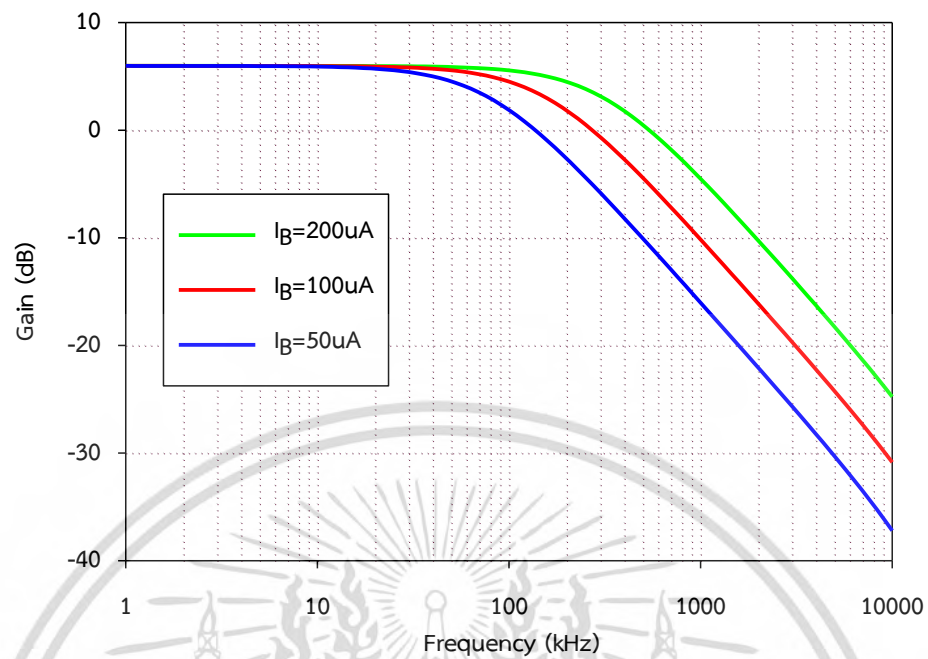
ภาพที่ 4.7 เปรียบเทียบผลตอบสนองทางเวลา สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสที่ความถี่ f_0

ตารางที่ 4.2 ผลตอบสนองทางเวลาที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจาก PSPICE

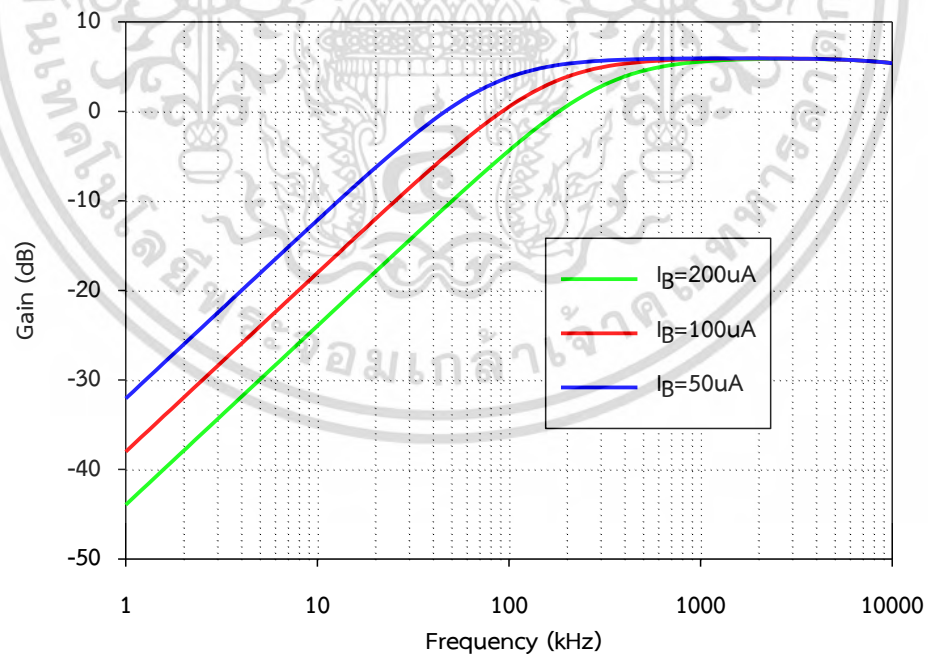
ชนิดของวงจรกรองความถี่	ขนาดสัญญาณเอาต์พุต (mV _{p-p})	
	คำนวณ	PSPICE
กรองผ่านความถี่ต่ำ	35.35	34.6
กรองผ่านความถี่สูง	35.35	34.84
กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส	25	24.36
กรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	25	24.52

การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์จำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการปรับค่ากระแส $I_B = 50 \mu A$, $100 \mu A$ และ $200 \mu A$ ตามลำดับเพื่อปรับเปลี่ยนความถี่ f_0 จากสมการที่ (3.74) ออกแบบวงจรให้ $C = 1nF$ ผลการทดสอบการทำงานของวงจรพบว่า การตอบสนองที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่า f_0 ที่เปลี่ยนไป คือ $f_0 = 78.84kHz$, $154.89kHz$ และ $302.5kHz$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.94%, 2.67% และ 4.96% ตามลำดับดังภาพที่ 4.8 ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่า f_0 ที่เปลี่ยนไป คือ $f_0 = 79.05kHz$, $155.85kHz$ และ $305.05kHz$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.67%, 2.07% และ 4.16% ตามลำดับดังภาพที่ 4.9 ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่ามุมการเลื่อนเฟสที่เปลี่ยนไป คือ -126.52° , -90° และ -53.73° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.23%, 0.06% และ 1.22% ตามลำดับดังภาพที่ 4.10 และที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่ามุมการเลื่อนเฟสที่เปลี่ยนไป คือ 53.53° , 90° และ 126.4° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.67%, 0.05% และ 0.4% ตามลำดับดังภาพที่ 4.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

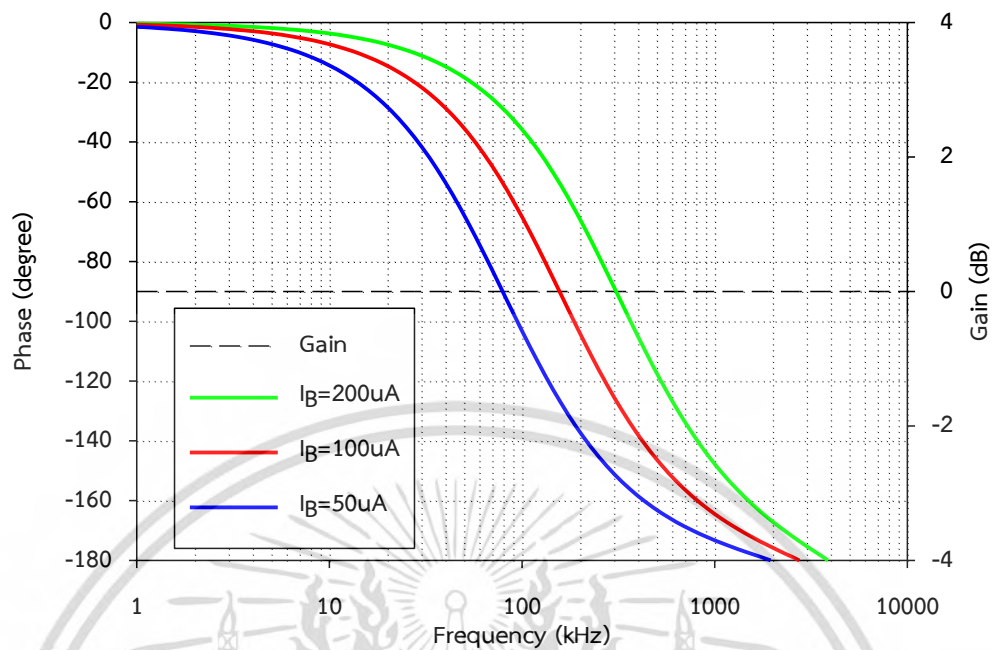


ภาพที่ 4.8 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำโดยปรับค่า I_B

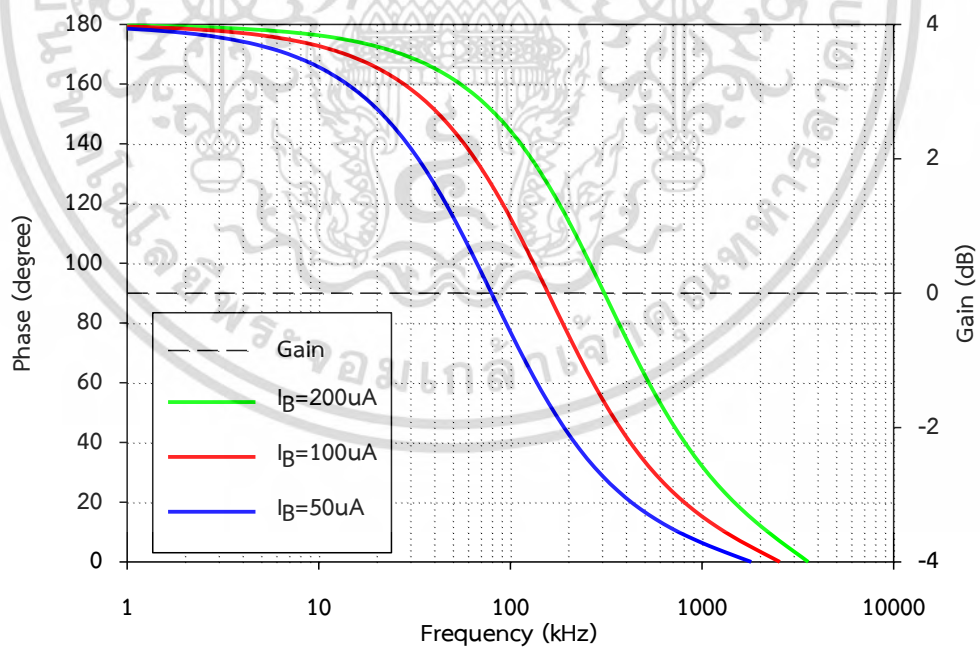


ภาพที่ 4.9 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงโดยปรับค่า I_B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



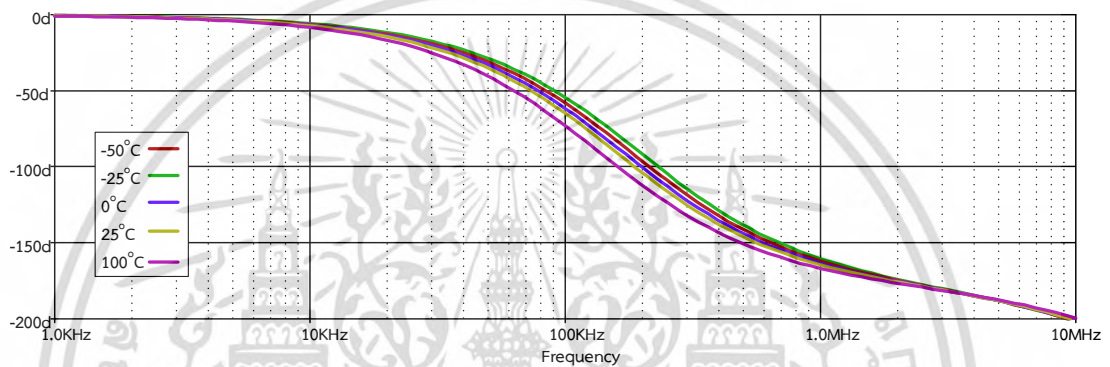
ภาพที่ 4.10 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสโดยปรับค่า I_B



ภาพที่ 4.11 ผลการควบคุมความถี่ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสโดยปรับค่า I_B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบผลกระทบจากอุณหภูมิที่มีต่อวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE โดยการควบคุมค่าอุณหภูมิที่ -50°C , -25°C , 0°C , 25°C และ 100°C ตามลำดับ ป้อนแรงดันอินพุต $25\text{mV}_{\text{p-p}}$ ป้อนกระแสไบอัสคงที่ $I_B = 100\ \mu\text{A}$ ทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสจะได้ผลตอบสนองทางความถี่ดังภาพที่ 4.12 พบว่าอุณหภูมิส่งผลเพียงเล็กน้อยต่อค่ามุมเลื่อนเฟสของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ กล่าวคือค่าของ f_0 มีการเปลี่ยนแปลงแบบแปรผกผันกับอุณหภูมิ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นจะทำให้ค่า f_0 ลดต่ำลง ซึ่งมีผลมาจากค่าของ g_m มีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ ดังที่คาดไว้ในสมการที่ (3.72) และ (3.74) แสดงให้เห็นว่าในทางปฏิบัติหากอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงอาจส่งผลกระทบต่อพารามิเตอร์ในวงจร

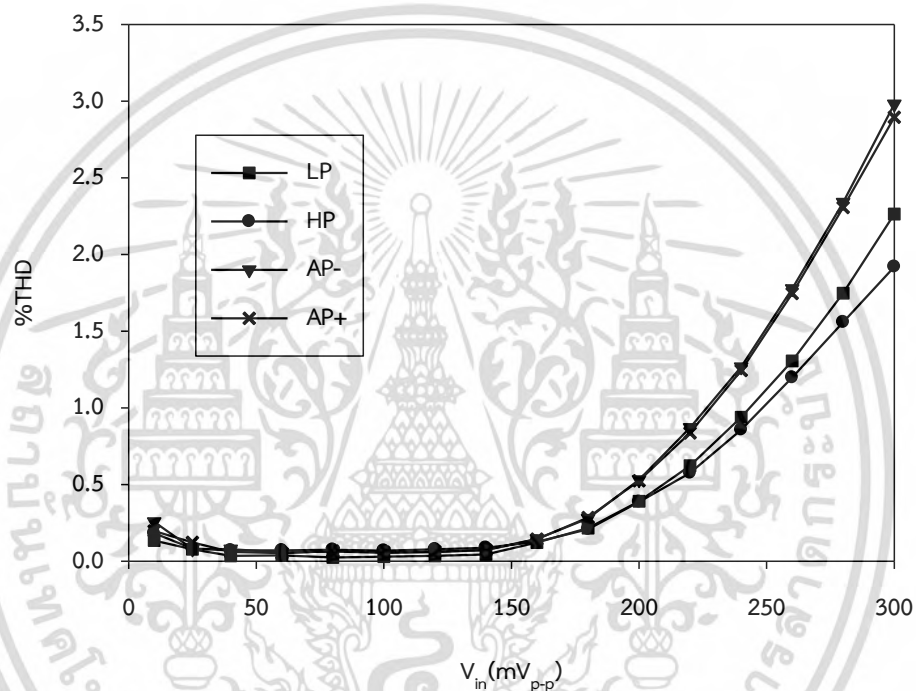


ภาพที่ 4.12 ผลกระทบจากอุณหภูมิที่มีผลต่อความถี่ธรรมชาติที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส

การทดสอบย่านการรับระดับแรงดันสัญญาณอินพุต (Input Dynamic Range) ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ที่หัวอินพุตของวงจรที่ความถี่ 159kHz และปรับสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่ $10\text{mV}_{\text{p-p}}$ - $300\text{mV}_{\text{p-p}}$ ป้อนกระแสไบอัสคงที่ $I_B = 100\ \mu\text{A}$ จากการทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส วัดที่จุดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต เพื่อหาค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) แสดงดังภาพที่ 4.13 พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1% ของแต่ละฟังก์ชันแสดงได้ดังตารางที่ 4.3 (Sansen, 2542 : 315-325)

ตารางที่ 4.3 ย่านการรับแรงดันอินพุตของฟังก์ชันกรองความถี่ที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1%

ฟังก์ชันกรองความถี่	แรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1%
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ	10mV _{p-p} - 240mV _{p-p}
ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง	10mV _{p-p} - 250mV _{p-p}
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส	10mV _{p-p} - 230mV _{p-p}
ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส	10mV _{p-p} - 230mV _{p-p}

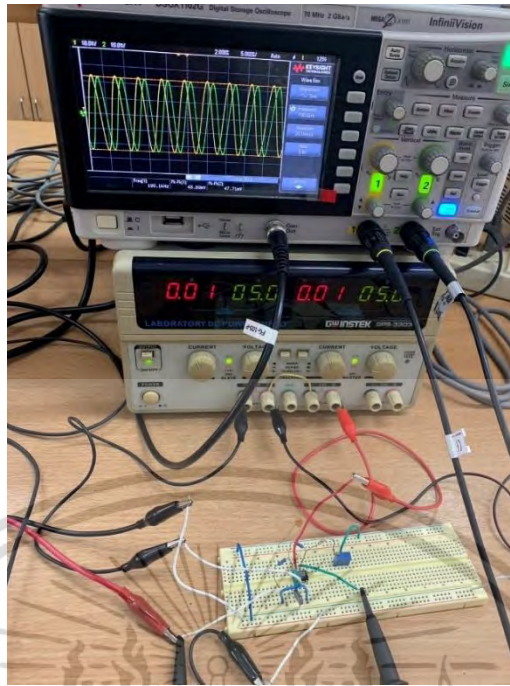


ภาพที่ 4.13 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของฟังก์ชัน LP, HP, AP- และ AP+ เทียบกับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10mV_{p-p} - 300mV_{p-p}

4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

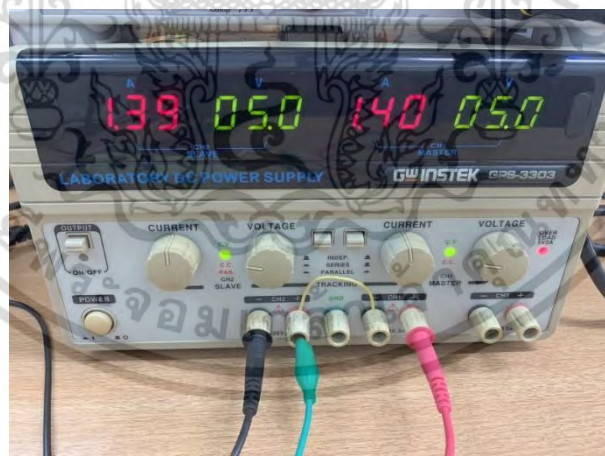
ในการทดสอบจะปรับค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจรที่ 1kHz - 10MHz จากนั้นวัดค่าสัญญาณแรงดันด้านเอาต์พุตเปรียบเทียบกับสัญญาณแรงดันอินพุตของวงจรด้วยการต่อวงจรจริงดังแสดงในภาพที่ 4.14 หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรในแต่ละช่วงความถี่โดยมีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.14 การทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง

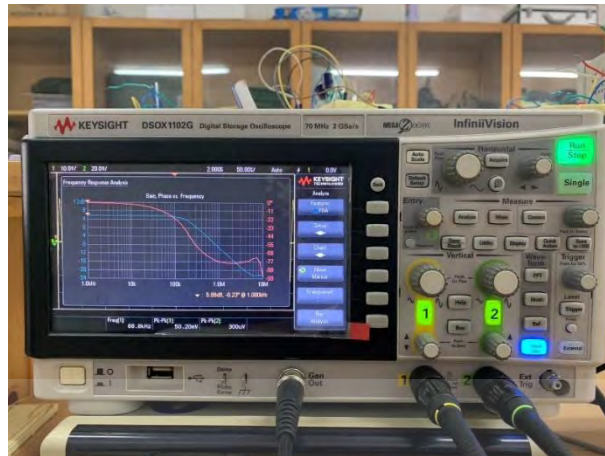
1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (Power Supply) ยี่ห้อ GW INSTEK รุ่น GPS-3303 ดังภาพที่ 4.15



ภาพที่ 4.15 แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง GW INSTEK รุ่น GPS-3303

2. เครื่องวัดสัญญาณทางไฟฟ้าดิจิทัลออสซิลโลสโคป (Digital Oscilloscope) ยี่ห้อ KEYSIGHT รุ่น DSOX1102G ดังภาพที่ 4.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

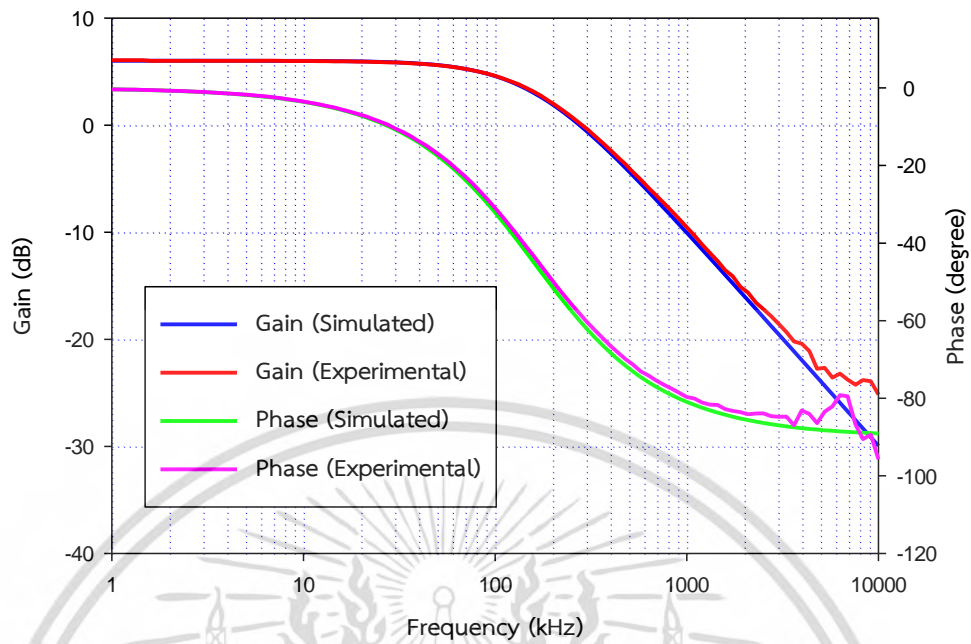


ภาพที่ 4.16 ออสซิลโลสโคป KEYSIGHT รุ่น DSOX1102G

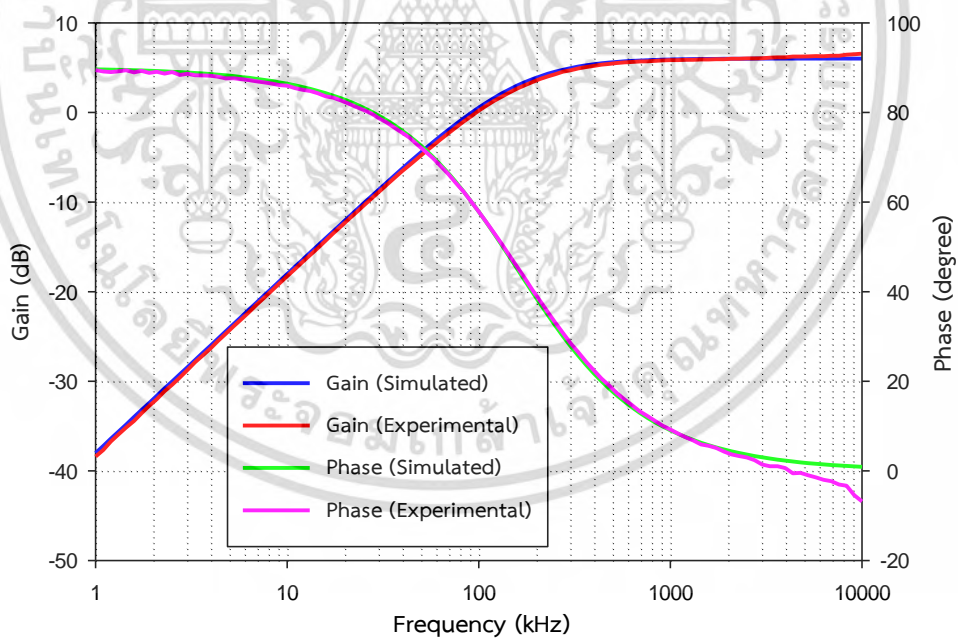
3. ดิจิตอลมัลติมิเตอร์ (Digital Multimeter) ยี่ห้อ RICHMETERS รุ่น RM098

จากการทดสอบและบันทึกผลสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการต่อวงจรจริงในแต่ละช่วงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าผลการทดสอบสมรรถนะที่ได้จากการต่อวงจรจริงแสดงดังภาพที่ 4.17-4.20 ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำความถี่ f_0 คือ 158.48kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.42% มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ 1.997 (6.01 dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.15% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ f_0 คือ -43.23° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 3.93% ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงความถี่ f_0 คือ 158.48kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.42% มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ 1.992 (5.99 dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 0.4% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ f_0 คือ 45.59° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 1.31% ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางเฟสที่ความถี่ตั้งแต่ 1kHz ถึง 10MHz เปลี่ยนแปลงจาก 0° ไปยัง -180° มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ 0.977 (-0.2dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 2.3% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ -87.39° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 2.9% และที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสแสดงให้เห็นว่าผลตอบสนองทางเฟสที่ความถี่ตั้งแต่ 1kHz ถึง 10MHz เปลี่ยนแปลงจาก 180° ไปยัง 0° มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ 0.972 (-0.24dB) เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 2.8% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ คือ 93.16° เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎี 3.51% สอดคล้องกับค่าที่คำนวณได้ทางทฤษฎีดังตารางที่ 4.4 ซึ่งการเบี่ยงเบนเป็นผลกระทบมาจากค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงในวงจรรวมไปถึงจุดเชื่อมต่อของบอร์ดทดลอง ความยาวสายไฟที่ใช้ทำเป็นสายเชื่อมต่อระหว่างจุดหน้าสัมผัสของช่องเสียบอุปกรณ์ของบอร์ดทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

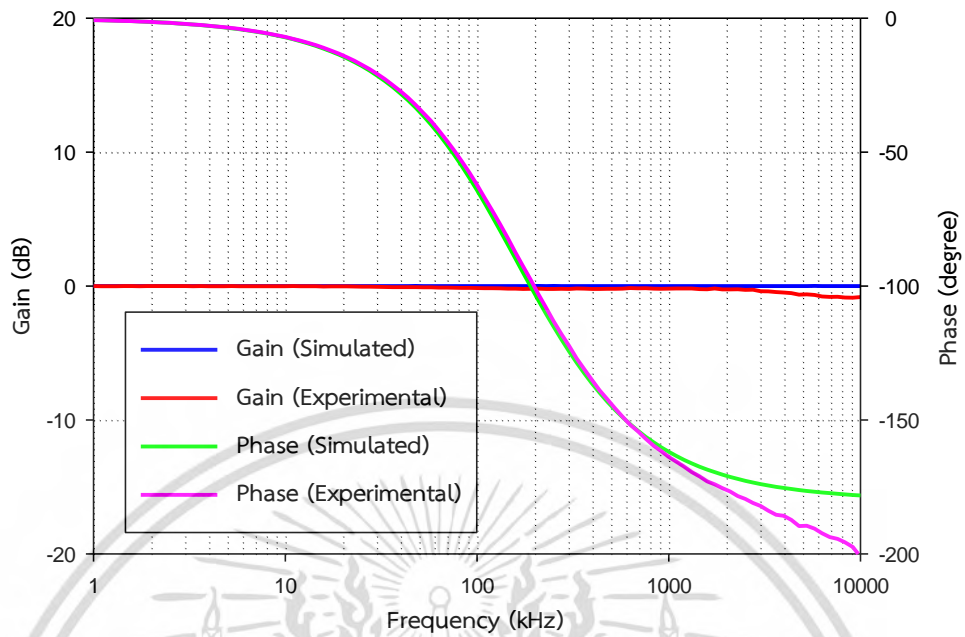


ภาพที่ 4.17 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำจากการต่อวงจรจริง

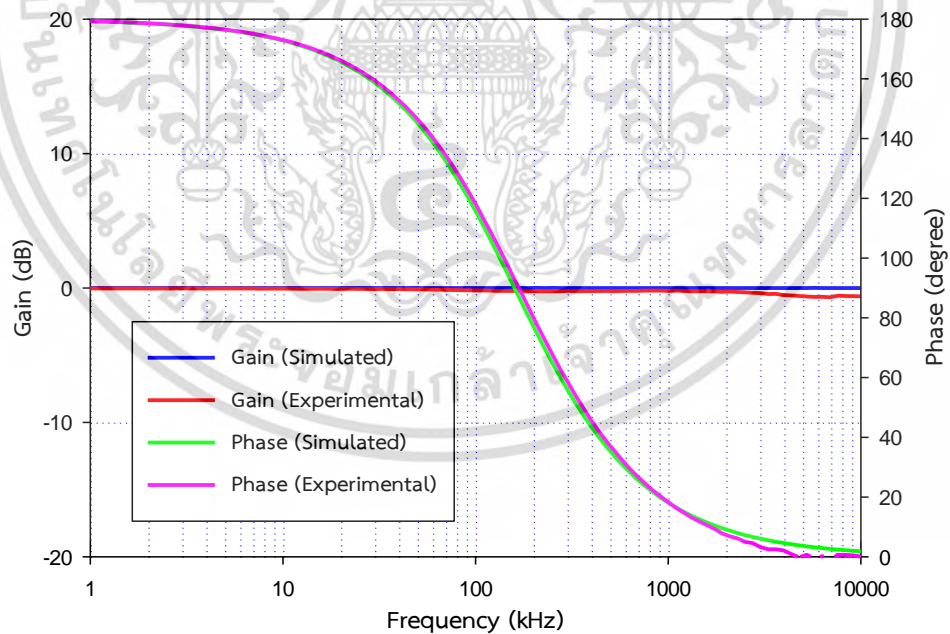


ภาพที่ 4.18 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงจากการต่อวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.19 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสจากการต่อวงจรจริง



ภาพที่ 4.20 ผลตอบสนองการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสจากการต่อวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

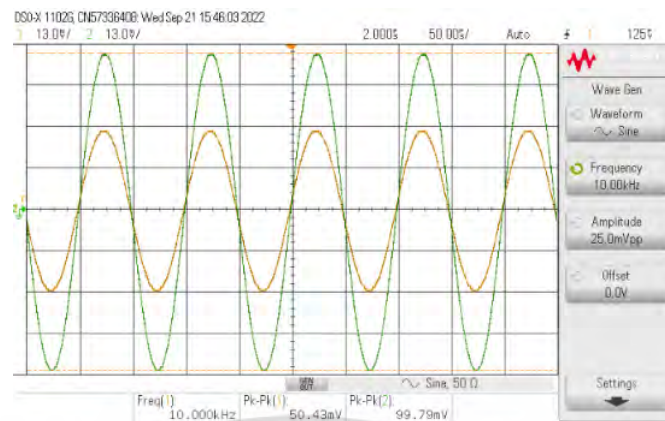
ตารางที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง

ชนิดของวงจร กรองความถี่	f_0 (kHz)		อัตราขยายช่วงแถบ ผ่าน (dB)		ค่ามุมการเลื่อนเฟส (องศา)	
	คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง
กรองผ่านความถี่ต่ำ	159.15	158.48	6.02	6.01	-45	-43.23
กรองผ่านความถี่สูง	159.15	158.48	6.02	5.99	45	45.59
กรองผ่านทุกความถี่แบบ กลับเฟส	159.15	158.48	0	-0.2	-90	-87.39
กรองผ่านทุกความถี่แบบ ไม่กลับเฟส	159.15	158.48	0	-0.24	90	93.16

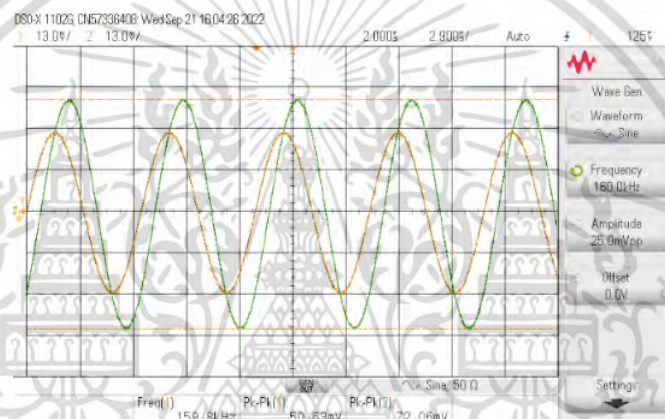
จากสมการที่ (3.61) เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่มีขนาดเท่ากับ 25mV_{p-p} ที่ขั้วอินพุต $V_{in1} = V_{in}$ และ $V_{in2} = V_{in3} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.5 คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 99.79mV_{p-p} หรือความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 72.06mV_{p-p} ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ดังภาพที่ 4.21 (ก) และ (ข) และเมื่อความถี่มากกว่า f_0 คือ $f = 1\text{MHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 16.85mV_{p-p} ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลงเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ดังภาพที่ 4.21 (ค) และสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันไปสอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง

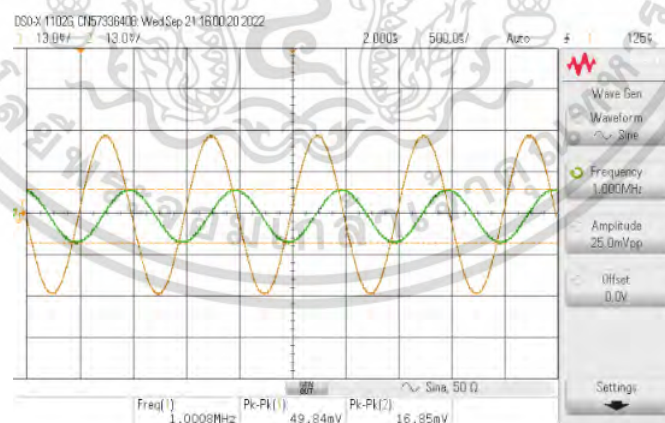
ความถี่	ขนาดสัญญาณ อินพุต (mV_{p-p})	ขนาดสัญญาณ เอาต์พุต (mV_{p-p})		ค่ามุมการเลื่อนเฟส (องศา)	
		คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง
$f = 10\text{kHz}$	50.43	100.85	99.79	-3.59	-3.49
$f = 160\text{kHz}$	50.63	71.41	72.06	-45.15	-43.23
$f = 1\text{MHz}$	49.84	15.66	16.85	-80.95	-79.68



(ก)



(ข)



(ค)

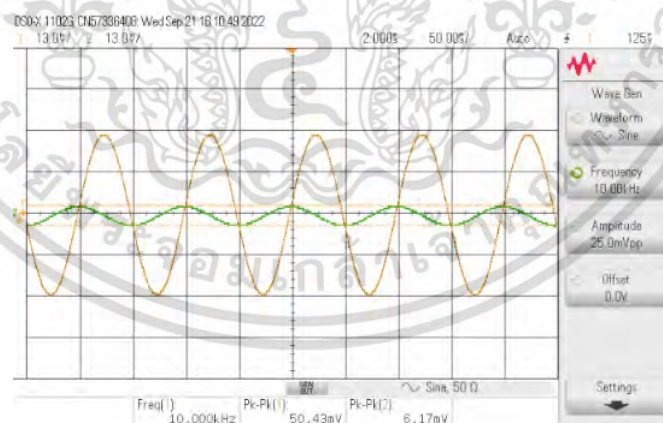
ภาพที่ 4.21 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่าน
ความถี่ต่ำ (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.63) เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่มีขนาดเท่ากับ 25 mV_{p-p} ที่ขั้วอินพุต $V_{in2} = V_{in}$ และ $V_{in1} = V_{in3} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรรผ่านความถี่สูง พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.6 คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 6.17mV_{p-p} ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะถูกลดทอนให้ต่ำลงเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ดังภาพที่ 4.22 (ก) และเมื่อความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 66.89mV_{p-p} หรือความถี่มากกว่า f_0 คือ $f = 1\text{MHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 91.26mV_{p-p} ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ดังภาพที่ 4.22 (ข) และ (ค) และสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันไปสอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.6

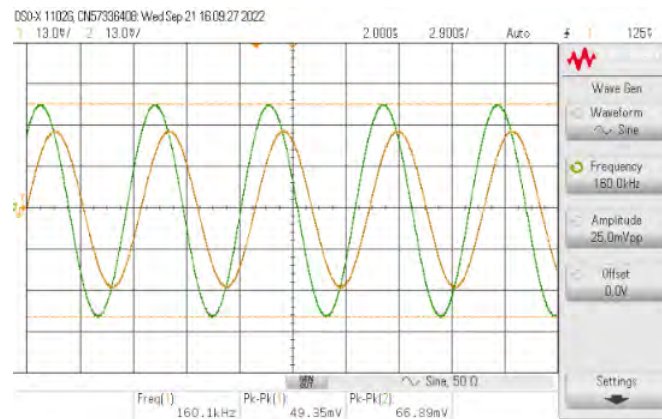
ตารางที่ 4.6 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรรผ่านความถี่สูงที่ได้จากการคำนวณ เทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง

ความถี่	ขนาดสัญญาณอินพุต (mV_{p-p})	ขนาดสัญญาณเอาต์พุต (mV_{p-p})		ค่ามุมการเลื่อนเฟส (องศา)	
		คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง
$f = 10\text{kHz}$	50.43	6.32	6.17	86.4	85.95
$f = 160\text{kHz}$	49.35	69.97	66.89	44.84	45.59
$f = 1\text{MHz}$	47.66	94.13	91.26	9.04	9.24

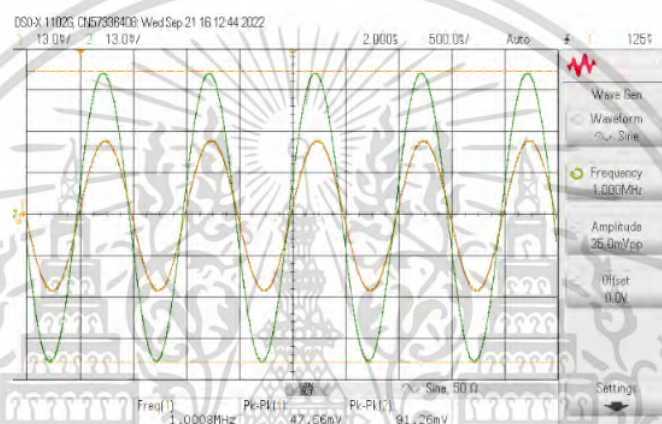


(ก)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



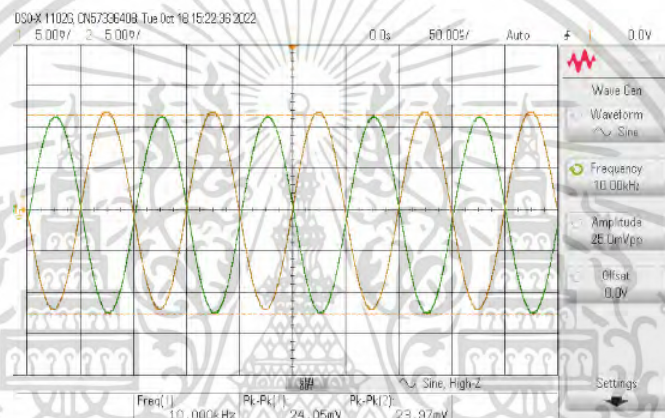
(ค)

ภาพที่ 4.22 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

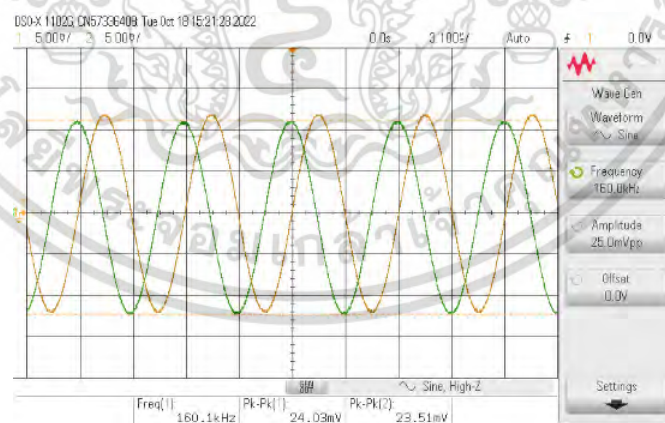
จากสมการที่ (3.65) เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่มีขนาดเท่ากับ 25 mV_{p-p} ที่ขั้วอินพุต $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in1} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.7 คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 23.97mV_{p-p} หรือที่ความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 23.51mV_{p-p} หรือที่ความถี่มากกว่า f_0 คือ $f = 1\text{MHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 23.25mV_{p-p} ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ดังภาพที่ 4.23 (ก), (ข) และ (ค) และสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันไปและสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันไปสอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง

ความถี่	ขนาดสัญญาณอินพุต (mV _{p-p})	ขนาดสัญญาณเอาต์พุต (mV _{p-p})		ค่ามุมการเลื่อนเฟส (องศา)	
		คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง
f = 10kHz	24.05	24.05	23.97	172.8	173
f = 160kHz	24.03	24.03	23.51	89.69	93.16
f = 1MHz	23.25	23.25	23.25	18.08	18.29

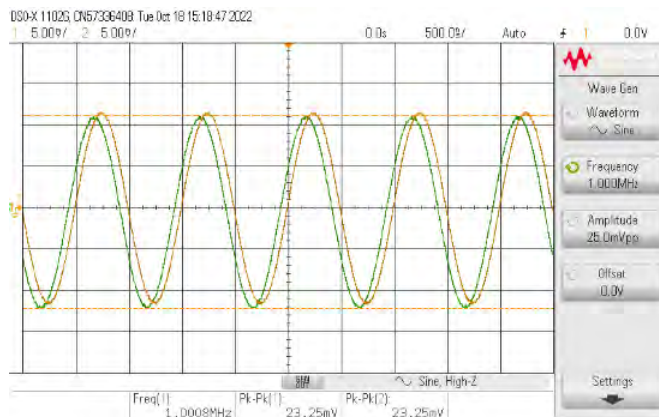


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

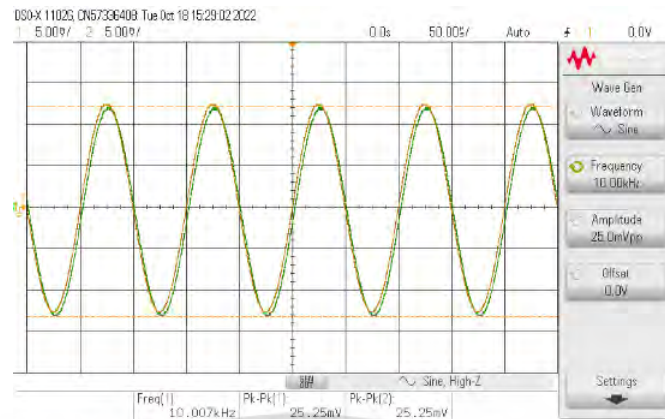
ภาพที่ 4.23 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$ และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

จากสมการที่ (3.69) เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่มีขนาดเท่ากับ 25 mV_{p-p} ที่ขั้วอินพุต $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$ และ $V_{in2} = 0$ หรือต่อลงกราวด์ เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส พบว่าผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.8 คือ ที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า f_0 คือ $f = 10\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 25.25mV_{p-p} หรือที่ความถี่เท่ากับ f_0 คือ $f = 160\text{kHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 24.27mV_{p-p} หรือที่ความถี่มากกว่า f_0 คือ $f = 1\text{MHz}$ มีขนาดสัญญาณเอาต์พุตคือ 23.37mV_{p-p} ค่าสัญญาณแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุตเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ดังภาพที่ 4.24 (ก), (ข) และ (ค) และสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันไปและสัญญาณเอาต์พุตจะถูกเลื่อนเฟสแตกต่างกันไปสอดคล้องกับทฤษฎีดังตารางที่ 4.8

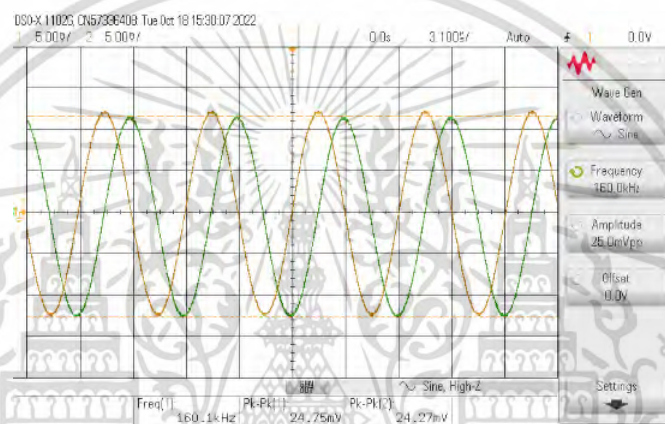
ตารางที่ 4.8 สัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจากการต่อวงจรจริง

ความถี่	ขนาดสัญญาณอินพุต (mV_{p-p})	ขนาดสัญญาณเอาต์พุต (mV_{p-p})		ค่ามุมการเลื่อนเฟส (องศา)	
		คำนวณ	ทดลอง	คำนวณ	ทดลอง
$f = 10\text{kHz}$	25.25	25.25	25.25	-7.19	-7
$f = 160\text{kHz}$	24.75	24.27	24.27	-90.3	-87.39
$f = 1\text{MHz}$	22.76	23.37	23.37	-161.91	-163.78

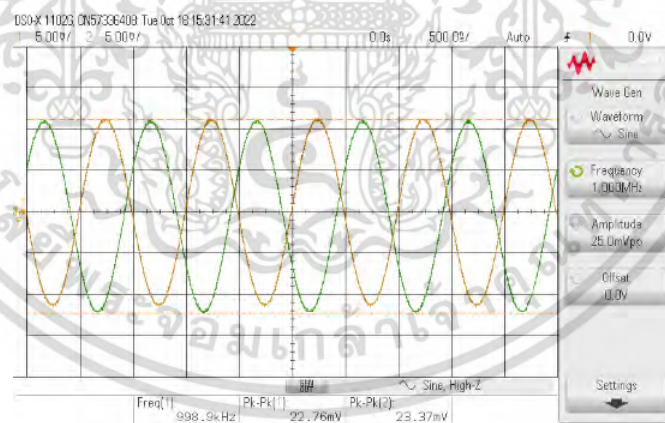
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



(ค)

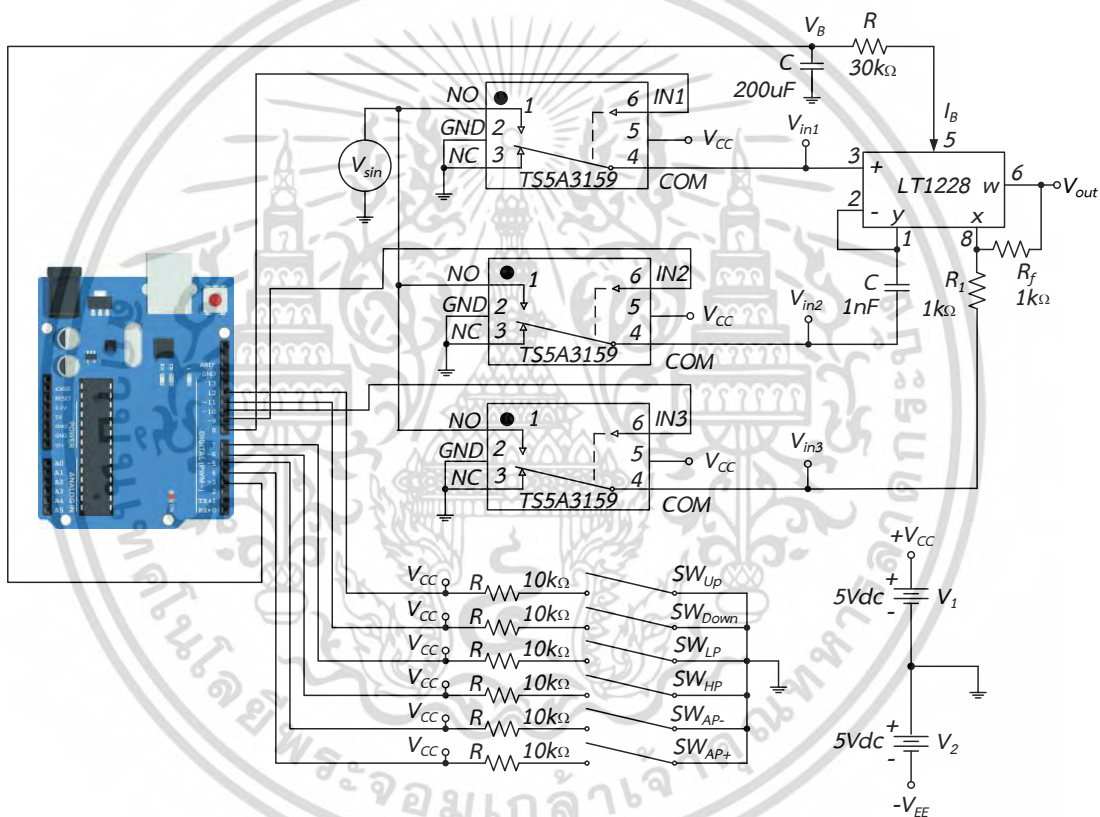
ภาพที่ 4.24 เปรียบเทียบสัญญาณที่จุด V_{in} และ V_{out} ของวงจรกรองผ่าน
ทุกความถี่แบบกลับเฟส (ก) $f = 10\text{kHz}$, (ข) $f = 160\text{kHz}$
และ (ค) $f = 1\text{MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการออกแบบวงจรเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ที่ปรับความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

จากหลักการออกแบบในภาพที่ 3.8 การนำวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอมาประยุกต์ใช้งานเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ดังนี้

1. ไมโครคอนโทรลเลอร์ Arduino รุ่น UNO R3
2. สวิตช์แบบกดติดปล่อยดับต่อแบบ Pull-Up
3. ไอซีแอนะล็อกสวิตช์ 1 ขั้ว 2 ทาง เบอร์ TS5A3159

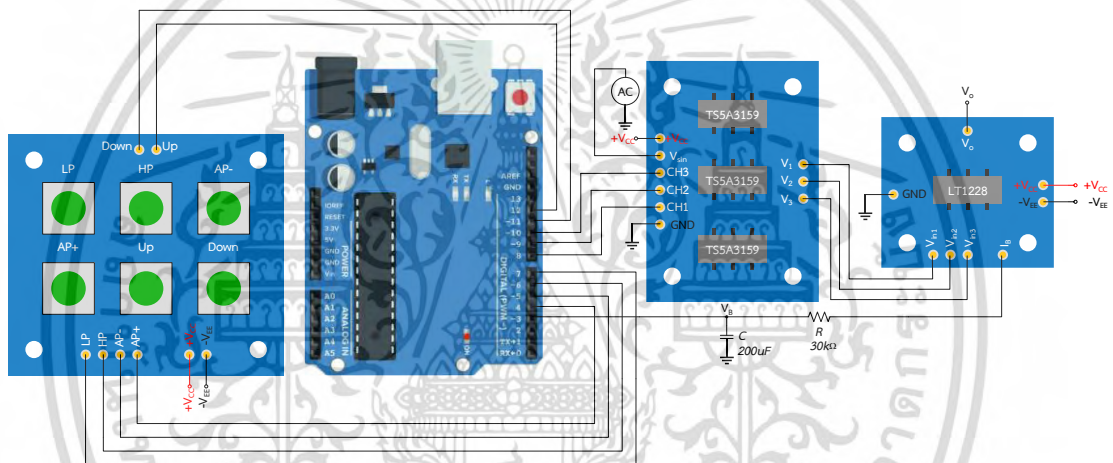


ภาพที่ 4.25 การเชื่อมต่อของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์

จากภาพที่ 4.25 การเชื่อมต่อของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยใช้ไอซีเบอร์ TS5A3159 เป็นไอซีสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์มีลักษณะการทำงานเหมือนกับรีเลย์แต่ไม่มีหน้าสัมผัส เหมาะสำหรับใช้ในการเปิด-ปิดสัญญาณขนาดเล็กแบบแอนะล็อก มีจุดเด่นคือสามารถเปิด-ปิดหน้าสัมผัสได้อย่างรวดเร็วระยะเวลาในการทำงาน 20 นาโนวินาที ไม่มีเสียงและกลไกขณะทำงาน ไอซีมีขนาดเล็กสามารถใช้กับแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าได้ตั้งแต่ 1.65-5.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โวลต์ และขณะทำงานหน้าสัมผัสมีความต้านทานเพียง 1 โอห์ม ในการใช้งานไอซีเบอร์ TS5A3159 ร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์จะใช้สัญญาณควบคุมที่ขา IN1-IN3 ของไอซีทั้ง 3 ตัว โดยไอซีมีหน้าที่ตัดต่อสัญญาณอินพุตเพื่อจ่ายสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณไซน์ให้แต่ละขั้วอินพุตของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอตามเงื่อนไขการทำงานของแต่ละฟังก์ชันกรองความถี่ที่ออกแบบไว้ จากวงจรในภาพที่ 4.25 กำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งสัญญาณให้ที่ขา 6 (IN) เป็น LOW หรือต่อลงกราวด์ ขา 3 (NC) และขา 4 (COM) จะมีค่าความต้านทานต่ำมากจนเหมือนหน้าสัมผัสติดกัน แต่ถ้าไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งสัญญาณให้ที่ขา 6 (IN) เป็น HIGH หรือไฟบวก ขา 1 และขา 4 ก็จะมีค่าความต้านทานต่ำจนเหมือนหน้าสัมผัสติดกันเช่นกัน จึงสามารถนำไอซีมาใช้ในการควบคุมการเลือกฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ และที่จุด V_B มีการป้อนแรงดัน PWM จากไมโครคอนโทรลเลอร์ทำให้ได้กระแส I_B ไหลผ่านตัวต้านทานจากกฎของโอห์ม



ภาพที่ 4.26 การต่อวงจรรองความถี่ที่นำเสนอร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์

จากภาพที่ 4.26 เมื่อต่อวงจรทุกส่วนร่วมกันและเขียนโปรแกรมเพื่อควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ จากนั้นทดสอบการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอเลือกฟังก์ชันกรองความถี่ควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ พบว่าให้ผลการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส และเพื่อทดสอบการปรับค่าความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ จึงทำการทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านความถี่สูง พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองความถี่เปลี่ยนไปตามการปรับค่ากระแส I_B และเมื่อทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองทางเฟสเปลี่ยนไปตามการปรับค่ากระแส I_B จึงเป็นการยืนยันได้ว่าวงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานและปรับค่าความถี่ f_0 ได้ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์โดยไม่มีผลกระทบใดๆ ต่อการทำงานของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ โดยใช้หลักการของวงจรขนานของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC) และวงจรขยายสัญญาณ 2 ตัว ที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ จากนั้นทำการสังเคราะห์ วิเคราะห์ และออกแบบวงจรจากกรอบแนวคิด โครงสร้างของวงจรประกอบด้วยไอซี LT1228 จำนวน 1 ตัว ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ 1 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว ทำงานในโหมดแรงดัน วงจรสามารถให้ฟังก์ชันกรองความถี่จำนวน 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส สามารถเลือกฟังก์ชันการทำงานได้จากการเลือกป้อนสัญญาณที่จุดอินพุตของวงจร สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วยการปรับค่ากระแส I_B ทำให้วงจรสามารถประยุกต์เข้ากับการควบคุมผ่านไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ ผู้วิจัยได้นำวงจรที่ออกแบบทดสอบการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง เมื่อได้ผลการทดสอบแล้วว่าเป็นไปตามทฤษฎีที่ออกแบบไว้จึงนำไปเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง สรุปผล อภิปรายผล และข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้อุปกรณ์ OTA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟทำหน้าที่เป็นตัวต้านทานเสมือน โดยมีตัวเก็บประจุต่อร่วมกันและจะใช้อุปกรณ์ CFA ภายในวงจรรวมพื้นฐาน LT1228 เป็นอุปกรณ์แอกทิฟทำหน้าที่เป็นวงจรขยายสัญญาณ 2 ตัวที่ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ กำหนดให้ $C = 1nF$, $I_B = 100 \mu A$ ได้ค่าความถี่ธรรมชาติ f_0 ของวงจรจากการคำนวณในทางอุดมคติคือ $159.15kHz$ พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ 4 ฟังก์ชัน คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส วงจรทำงานตอบสนองความถี่ f_0 มีค่าเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 1.37% มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ความถี่ $f = 159kHz$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 0.875% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ $f = 159kHz$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 1.05% ดังสรุปในตารางที่ 5.1 เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ $25mV_{p-p}$ ความถี่ $f_0 = 159kHz$ ให้กับวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา จากช่วงเริ่มต้นการทำงานจนถึงสถานะเสถียร เปรียบเทียบความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุต และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส พบว่าการตอบสนองทางเวลาจากสภาวะการทำงาน ของวงจรตั้งแต่เริ่มต้นจนเข้าสู่สภาวะเสถียร ค่าแรงดันเอาต์พุตมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทาง ทฤษฎีโดยเฉลี่ย 2.01% การทดสอบสมรรถนะการควบคุมความถี่ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ปรับ ค่ากระแส $I_B = 50 \mu A$, $100 \mu A$ และ $200 \mu A$ ตามลำดับเพื่อปรับเปลี่ยนความถี่ f_0 โดยทดสอบที่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุก ความถี่แบบไม่กลับเฟส ออกแบบวงจรให้ $C = 1nF$ ผลการทดสอบการทำงานของวงจรพบว่าการ ตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่า f_0 ที่เปลี่ยนไป คือ $f_0 = 78.84kHz$, $154.89kHz$ และ $302.5kHz$ ตามลำดับ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 2.85%, การ ตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่า f_0 ที่เปลี่ยนไป คือ $f_0 = 79.05kHz$, $155.85kHz$ และ $305.05kHz$ ตามลำดับ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎีโดย เฉลี่ย 2.3%, การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบกลับเฟสด้วยการปรับค่ากระแสได้ค่ามุม การเลื่อนเฟสที่เปลี่ยนไป คือ -126.52° , -90° และ -53.73° ตามลำดับ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณ ทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 0.5% และการตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟสด้วยการ ปรับค่ากระแสได้ค่ามุมการเลื่อนเฟสที่เปลี่ยนไป คือ 53.53° , 90° และ 126.4° ตามลำดับ เบี่ยงเบน ไปจากการคำนวณทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 0.37% การทดสอบผลกระทบจากอุณหภูมิที่มีต่อวงจรกรอง ความถี่ที่นำเสนอโดยการควบคุมค่าอุณหภูมิที่ $-50^\circ C$, $-25^\circ C$, $0^\circ C$, $25^\circ C$ และ $100^\circ C$ ตามลำดับ ป้อนแรงดันอินพุต $40mV$ ป้อนกระแสไบอัสคงที่ $I_B = 100 \mu A$ ทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ แบบกลับเฟส พบว่าอุณหภูมิส่งผลเพียงเล็กน้อยต่อค่ามุมการเลื่อนเฟสของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ กล่าวคือค่าของ f_0 มีการเปลี่ยนแปลงแบบแปรผกผันกับอุณหภูมิ เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นจะทำให้ค่า f_0 ลด ต่ำลง ซึ่งมีผลมาจากค่าของ g_m มีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิ การทดสอบย่านการรับระดับแรงดัน สัญญาณอินพุตของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ที่ชั่วอินพุตของวงจรที่ความถี่ $159kHz$ และปรับสัญญาณแรงดันอินพุตตั้งแต่ $10 mV_{p-p}$ - $300 mV_{p-p}$ ป้อนกระแสไบอัสคงที่ $I_B = 100 \mu A$ จากการทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านทุกความถี่ แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส วัดที่จุดสัญญาณแรงดันเอาต์พุต เพื่อหาค่า ความผิดพลาดทางฮาร์โมนิก พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดพลาดไม่เกิน 1% ของแต่ละ ฟังก์ชันแสดงได้ดังตารางที่ 4.3

ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริงเพื่อเป็นการ แสดงถึงความสามารถในการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการต่อวงจรจริง ใช้แหล่งจ่าย แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง $\pm 5V$ กำหนดให้ $C = 1nF$, $I_B = 100 \mu A$ ป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่มี ขนาดเท่ากับ $25mV$ ในการทดสอบจะปรับค่าความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจรที่ $1kHz - 10MHz$ ในแต่ละช่วงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่าน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุกความถี่แบบกลับเฟส และกรองผ่านทุกความถี่แบบไม่กลับเฟส วงจรทำงานตอบสนองความถี่ f_0 มีค่าเบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 0.42% มีอัตราขยายช่วงแถบผ่านที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 1.41% และค่ามุมการเลื่อนเฟสที่ความถี่ $f=159\text{kHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณทางทฤษฎีโดยเฉลี่ย 2.91% ดังสรุปในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ผลตอบสนองทางความถี่ที่ได้จากการคำนวณเทียบกับผลจาก PSPICE และผลจากการต่อวงจรจริง

ชนิดของวงจร กรองความถี่	f_0 (kHz)			อัตราขยาย ช่วงแถบผ่าน (dB)			ค่ามุมการเลื่อนเฟส (องศา)		
	คำนวณ	PSPICE	ทดลอง	คำนวณ	PSPICE	ทดลอง	คำนวณ	PSPICE	ทดลอง
กรองผ่านความถี่ต่ำ	159.15	156.31	158.48	6.02	5.97	6.01	-45	-45.28	-43.23
กรองผ่านความถี่สูง	159.15	160.36	158.48	6.02	5.9	5.99	45	44.18	45.59
กรองผ่านทุกความถี่ แบบกลับเฟส	159.15	156.4	158.48	0	-0.01	-0.2	-90	-90.95	-87.39
กรองผ่านทุกความถี่ แบบไม่กลับเฟส	159.15	157.15	158.48	0	-0.066	-0.24	90	89.34	93.16

ดังนั้นจากตารางที่ 5.1 จึงสามารถสรุปได้ว่าวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่งโหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ที่น่าเสนอนั้น มีสมรรถนะการทำงานของวงจรสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทั้งในทางทฤษฎีและการต่อวงจรจริง ยืนยันผลได้จากการทดสอบผ่านโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริง

5.2 อภิปรายผลงานวิจัย

จากการศึกษางานวิจัยที่มีผู้วิจัยก่อนหน้าได้นำเสนอไว้ถึงจุดเด่นและข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 1-2 นั้น พบว่างานวิจัยที่น่าเสนอตรงตามขอบเขตการวิจัยและสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดของงานวิจัยก่อนหน้า และเมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยอื่นๆ ดังที่ได้สรุปไว้ดังตารางที่ 5.2 จะพบได้ว่างานวิจัยที่น่าเสนอมີจุดเด่นโดยสรุปดังนี้

5.2.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปเพียง 1 ตัว

5.2.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์ใช้โครงสร้างของวงจรใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์

5.2.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์ใช้อุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อย

5.2.4 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูปที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว

5.2.5 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์สามารถให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในวงจรเดียวกัน

5.2.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์สามารถปรับอัตราขยายได้ทั้งวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำและกรองผ่านความถี่สูง

5.2.7 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

5.2.8 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์สามารถปรับค่ามุมการเลื่อนเฟสได้ที่พารามิเตอร์เดียว

5.2.9 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่สังเคราะห์มีความต้านทานทางด้านเอาต์พุตต่ำ

ดังนั้นจากคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นที่กล่าวมาข้างต้นสามารถยืนยันได้ว่า งานวิจัยนี้ได้พัฒนาแก้ไขข้อจำกัดต่าง ๆ ของงานวิจัยก่อนหน้า ทำให้สะดวกต่อการนำไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ตลอดจนสามารถรองรับการประยุกต์ใช้งานที่หลากหลายต่อไป

ตารางที่ 5.2 เปรียบเทียบคุณลักษณะของวงจรในงานวิจัยที่นำเสนอกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ลำดับ	จำนวนอุปกรณ์แอคทีฟสำเร็จรูป	ใช้อิซซีมในเชิงพาณิชย์	จำนวน R+C	ไม่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟที่มีกระแสเอาต์พุตหลายขั้ว	ฟังก์ชันการทำงาน	ปรับอัตราขยายได้	ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์	ปรับมุมเลื่อนเฟสที่พารามิเตอร์เดียว	ความต้านทานเอาต์พุตต่ำ
1 Fig.9	2 DDCC	✗	1+1	✓	LP, HP, AP+	✗	✗	✓	✓
2	1 OTRA	✗	2+2	✓	LP, HP, AP-	LP, HP	✗	✗	✓
3	2 OTA	✓	1+1	✓	LP, HP, AP-	HP	✓	✓	✗
4	2 subtractor	✓	1+1	✓	LP, HP, AP+, AP-	✗	✗	✓	✓
5	1 M-CCCCTA	✗	1+1	✓	LP, HP, AP-	HP	✓	✓	✗
6	1 ZC-CCCFDFA, 1CA	✓	1+1	✗	HP, AP+, AP-	✗	✓	✓	✗
7	3 OTRA	✗	6+3	✓	LP, HP, AP+	✗	✗	✗	✓
8	2 CCI	✓	4+1	✓	LP, HP, AP+	LP	✗	✓	✗
9	1 LT1228	✓	6+1	✓	LP, HP, AP-	LP, HP	✓	✓	✓
10	1 VD-DIBA	✓	2+1	✓	LP, HP, AP+, AP-	LP, HP	✓	✓	✓
งานวิจัยฉบับนี้	1 LT1228	✓	2+1	✓	LP, HP, AP+, AP-	LP, HP	✓	✓	✓

อ้างอิงระบบนามปี

(1) (Chaturvedi, et. al. 2020), (2) (Banerjee, et. al. 2020 : 271-274), (3) (Jaikla, et.

al. 2019 : 22-35), (4) (Abaci and Yuca, 2018 : 140-146), (5) (Chinpark, et. al. 2018 : 192-

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

195), (6) (Sotner, et. al. 2016 : 12-20), (7) (Banerjee, et. al. 2012), (8) (Shah, et. al. 2004 : 854-856), (9) (Linear Technology Corporation. 2012 : 1-22), (10) (Duangmalai, et. al. 2022)

5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัย

จากแนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับหนึ่ง โหมดแรงดันแบบสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ไอซีที่มีในเชิงพาณิชย์ที่แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลการทำงานของวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยก่อนหน้าพบว่าสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดซึ่งทำให้งานวิจัยนี้มีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน ดังนั้นเพื่อให้มีการพัฒนาให้ดีขึ้นไปอีก และสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆ ต่อไป ผู้วิจัยจึงขอเสนอแนะแนวทางการพัฒนา และปัญหาที่สำคัญของการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ดังต่อไปนี้

5.3.1 ออกแบบวงจรให้มีความต้านทานทางด้านอินพุตสูงเพราะจะให้ประสิทธิภาพของวงจรสูงเมื่อวงจรอื่นนำวงจรรองความถี่ที่นำเสนอไปต่อร่วมกัน

5.3.2 ออกแบบวงจรให้อุณหภูมิไม่ส่งผลกระทบต่อพารามิเตอร์ในวงจรรองความถี่เพื่อให้วงจรรองความถี่สามารถทำงานได้อย่างคงที่แม้ว่าจะเกิดการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

5.3.2 พัฒนางจรรองความถี่ที่นำเสนอให้เป็นชุดทดลองการเรียนการสอนเนื่องจากวงจรรองความถี่ที่นำเสนอให้ฟังก์ชันการทำงานครบทุกฟังก์ชันในโครงสร้างวงจรเดียวกัน

บรรณานุกรม

- จิรยุทธ์ มหัทธนกุล. 2548. ทฤษฎีและการออกแบบวงจรกรองเลือกความถี่. กรุงเทพฯ : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร.
- จรัสศักดิ์ โททอง. 2547 “การออกแบบวงจรเลื่อนเฟสสัญญาณที่ไม่ขึ้นอยู่กับความถี่และสามารถปรับมุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์แบบใหม่.” วิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิตภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. วิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- ไชยยันต์ ชนะพรมา และณัฐพล ภูครองทอง. 2552. What thai Electronics. เล่มที่ 27. กรุงเทพฯ. มนตรี ศิริปรัชญานันท์. 2552. “การวิจัยและพัฒนาต้นแบบชุดสาธิตการออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์โหมดกระแส.” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์อุตสาหกรรม, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
- ศุภชัย คลังทอง. 2554. “วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันโดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนและยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์อาร์ซี.” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี.
- Abaci, A. and Yuce, E. 2018. “Voltage-mode first-order universal filter realizations based on subtractors.” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. 90 : 140–146.
- Banerjee, K., Bnadopadhyaya, P.K., Sarkar, B. and Biswas, A. 2020. “Multi Input Single Output using Operational Transresistance Amplifier as First Order Filter.” **2020 IEEE VLSI Device Circuit and System (VLSI DCS)**. : 271-274.
- Banerjee, K., Ranjan, A. and Paul, S.K. 2012. “New first order multifunction filter employing operational transresistance amplifier.” **2012 5th International Conference on Computers and Devices for Communication (CODEC)**. : 1-3.
- Chaichana, A., Siripongdee, S. and Jaikla, W. 2019. “Electronically Adjustable Voltage-mode First-order Allpass Filter Using Single Commercially Available IC.” **IOP Conf. Series : Materials Science and Engineering**. 559 : 1-6.
- Chaturvedi, B., Kumar, A. and Mohan, J. 2018. “Low Voltage Operated Current-Mode First-Order Universal Filter and Sinusoidal Oscillator Suitable for Signal Processing Applications.” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*. 99 : 110–118.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Chaturvedi, B., Mohan, J., Kumar, A. and Pal, K. 2020. "Current-Mode First-Order Universal Filter and its Voltage-Mode Transformation." **Journal of Circuits, Systems and Computers**. 29(9) : Article ID 2050149.
- Chinpark, K., Jaikla, W., Siripongdee, S. and Suwanjan, P. 2018. "Electronically controllable first-order multifunction filter with using single active building block." **2018 3rd International Conference on Control and Robotics Engineering (ICCRE)**. : 192-195.
- Comedang, T., Lawanwisut, S. and Intani, P. 2014. "N-channel Dynamic Threshold MOSFET Design for Low Power Ring Oscillators." **Journal of Industrial Technology**. 9(10) : 13-18.
- Duangmalai, D. and Suwanjan, P. 2022. "The Voltage-Mode first order universal filter using single VD-DIBA with electronic controllability." **International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)**. 12(2).
- Geiger, R.L. and Sánchez-Sinencio, E. "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers : A Tutorial." **IEEE Circuits and Devices Magazine**. 1 : 20-32.
- Ibrahim, M. A., Kuntman, H. and Cicekoglu, O. 2003. "First-Order All-Pass Filter Canonical in The Number of Resistors and Capacitors Employing A Single DDCC." **Circuits Systems Signal Processing**. 22(5) : 525-536.
- Jaikla, W., Talabthong, P., Siripongdee, S., Supavarasuwat, P., Suwanjan, P. and Chaichana, A. 2019. "Electronically controlled voltage mode first order multifunction filter using low-voltage low-power bulk-driven OTAs." **Microelectronics Journal**. 91 : 22-35.
- Kumngern, M. 2012. "Realization of Electronically Tunable First-Order Allpass Filter Using Single-Ended OTAs." **2012 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications**. : 100-103.
- Linear Technology Corporation. "100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control." Available Online : <https://www.analog.com/media/en/technicaldocumentation/data-sheets/1228fd.pdf>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม (ต่อ)

- Myderrizi, I., Minaei, S., and Yuce, E. 2011. "An Electronically Fine-Tunable Multi-Input-Single-Output Universal Filter." **IEEE Transactions on Circuits and Systems**. 58(4) : 356-360.
- Olšák, M. and Bišek, D. 2000. "Controlled filters with LT1228 OTA amplifiers." **Proceedings of 23rd the International Conference Telecommunications and Signal Processing (TSP)**. : 191-194.
- Saari, V., Ryyanen, J., Mustola, J., Halonen, K. and Jussila, J. "A 10-MHz Channel-Select Filter for a Multicarrier WCDMA Base-Station." **ISCAS2006**. : 1055-1058.
- Sansen, W. 1999. "Distortion in elementary transistor circuits." **IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing**. 46(3) : 315-325.
- Shah, N.A., Iqbal, S.Z. and Parveen, B. 2004. "Simple first-order multifunction filter." **Indian Journal of Pure & Applied Physics**. 42 : 854-856.
- Sotner, R., Jerabek, J., Herencsar, N., Prokop, R., Lahiri, A., Dostal, T. and Vrba, K. 2016. "First-Order Transfer Sections with Reconnection-Less Electronically Reconfigurable High-Pass, All-Pass and Direct Transfer Character." **Journal of Electrical Engineering**. 67 : 12-20.
- Yucel, F. 2021. "A DVCC-Based Current-Mode First-Order Universal Filter." **Journal of Circuits, Systems and Computers**. 2021. 30(16).



ภาคผนวก

ภาคผนวก ก โปรแกรมควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์

ภาคผนวก ข ผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการทำวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก

โปรแกรมควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

int button1=7;
int button2=6;
int button3=5;
int button4=4;
int switch1=8;
int switch2=9;
int switch3=10;
int pwm=3;
int buttonState1=LOW;
int buttonState2=LOW;
int buttonState3=LOW;
int buttonState4=LOW;

int up=12;
int down=11;
int n=0;
int sw=0;

void setup() {
  pinMode(button1, INPUT);
  pinMode(button2, INPUT);
  pinMode(button3, INPUT);
  pinMode(button4, INPUT);
  pinMode(switch1, OUTPUT);
  pinMode(switch2, OUTPUT);
  pinMode(switch3, OUTPUT);
  pinMode(up, INPUT);
  pinMode(down, INPUT);
  pinMode(pwm, OUTPUT);
  Serial.begin(1200);
}

void loop() {
  if(digitalRead(button1)==LOW)
  {
    if(buttonState1==LOW)
    {
      digitalWrite(switch1, HIGH);
      digitalWrite(switch2, LOW);
      digitalWrite(switch3, LOW);
      buttonState1=HIGH;
    }
    else
    {
      digitalWrite(switch1, LOW);
      digitalWrite(switch2, LOW);
      digitalWrite(switch3, LOW);
      buttonState1=LOW;
    }
    delay(250);}

  if(digitalRead(button2)==LOW)
  {
    if(buttonState2==LOW)
    {
      digitalWrite(switch1, LOW);
      digitalWrite(switch2, HIGH);
      digitalWrite(switch3, LOW);
      buttonState2=HIGH;
    }
    else
  
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    {
        digitalWrite(switch1,LOW);
        digitalWrite(switch2,LOW);
        digitalWrite(switch3,LOW);
        buttonState2=LOW;
    }
    delay(250);}

if(digitalRead(button3)==LOW)
{
    if(buttonState3==LOW)
    {
        digitalWrite(switch1,HIGH);
        digitalWrite(switch2,LOW);
        digitalWrite(switch3,HIGH);
        buttonState3=HIGH;
    }
    else
    {
        digitalWrite(switch1,LOW);
        digitalWrite(switch2,LOW);
        digitalWrite(switch3,LOW);
        buttonState3=LOW;
    }
    delay(250);}

if(digitalRead(button4)==LOW)
{
    if(buttonState4==LOW)
    {
        digitalWrite(switch1,LOW);
        digitalWrite(switch2,HIGH);
        digitalWrite(switch3,HIGH);
        buttonState4=HIGH;
    }
    else
    {
        digitalWrite(switch1,LOW);
        digitalWrite(switch2,LOW);
        digitalWrite(switch3,LOW);
        buttonState4=LOW;
    }
    delay(250);}

sw=chk_sw();
if (sw == 1)
{
    delay (250);
    n = n + 10;
    if (n > 250)
        n=250;
    analogWrite(pwm,n);
}
else if (sw == 2)
{
    delay (250);
    n = n - 10;
    if (n <= 0)
        n=0;
    analogWrite(pwm,n);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
}  
  
int chk_sw(void)  
{  
    int data_sw = 0;  
    int read_sw1 = digitalRead(up);  
    int read_sw2 = digitalRead(down);  
    if (read_sw1 == 0) data_sw = 1;  
    if (read_sw2 == 0) data_sw = 2;  
    return (data_sw);  
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Article

Single Commercially Available IC-Based Electronically Controllable Voltage-Mode First-Order Multifunction Filter with Complete Standard Functions and Low Output Impedance

Winai Jaikla ^{1,*}, Unchittha Buakhong ¹, Surapong Siripongdee ¹, Fabian Khateb ^{2,3}, Roman Sotner ⁴, Phamorn Silapan ⁵, Peerawut Suwanjan ¹ and Amornchai Chaichana ¹

¹ Department of Engineering Education, School of Industrial Education and Technology, King Mongkut's

Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand; 64603063@kmitl.ac.th (U.B.); surapong.si@kmitl.ac.th (S.S.); peerawut.su@kmitl.ac.th (P.S.); amornchai.ch@kmitl.ac.th (A.C.)

² Department of Microelectronics, Brno University of Technology, Technická 10, 601 90 Brno, Czech Republic; khateb@vutbr.cz

³ Department of Information and Communication Technology in Medicine, Czech Technical University in Prague, Nám. Sítná 3105, 272 01 Kladno, Czech Republic

⁴ Department of Radio Electronics, Brno University of Technology, 12, 616 00 Brno, Czech Republic; sotner@feec.vutbr.cz

⁵ Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering and Industrial Technology, Silpakorn University, Nakornpathom 73000, Thailand; silapan_p@su.ac.th

* Correspondence: winai.ja@kmitl.ac.th; Tel.: +66-81305-1643



Citation: Jaikla, W.; Buakhong, U.; Siripongdee, S.; Khateb, F.; Sotner, R.; Silapan, P.; Suwanjan, P.; Chaichana, A. Single Commercially Available IC-Based Electronically Controllable Voltage-Mode First-Order Multifunction Filter with Complete Standard Functions and Low Output Impedance. *Sensors* **2021**, *21*, 7376. <https://doi.org/10.3390/s21217376>

Academic Editor: Youfan Hu

Received: 5 October 2021

Accepted: 29 October 2021

Published: 6 November 2021

Publisher's Note: MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



Copyright: © 2021 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Abstract: This paper presents the design of a voltage-mode three-input single-output multifunction first-order filter employing commercially available LT1228 IC for easy verification of the proposed circuit by laboratory measurements. The proposed filter is very simple, consisting of a single LT1228 as an active device with two resistors and one capacitor. The output voltage node is low impedance, resulting in an easy cascade-ability with other voltage-mode configurations. The proposed filter provides four filter responses: low-pass filter (LP), high-pass filter (HP), inverting all-pass filter (AP⁻), and non-inverting all-pass filter (AP⁺) in the same circuit configuration. The selection of output filter responses can be conducted without additional inverting or double gains, which is easy to be controlled by the digital method. The control of pole frequency and phase response can be conducted electronically through the bias current (I_B). The matching condition during tuning the phase response with constant voltage gain is not required. Moreover, the pass-band voltage gain of the LP and HP functions can be controlled by adjusting the value of resistors without affecting the pole frequency and phase response. Additionally, the phase responses of the AP filters can be selected as both lagging or leading phase responses. The parasitic effects on the filtering performances were also analyzed and studied. The performances of the proposed filter were simulated and experimented with a ± 5 V voltage supply. For the AP⁺ experimental result, the leading phase response for 1 kHz to 1 MHz frequency changed from 180 to 0 degrees. For the AP⁻ experimental result, the lagging phase response for 1 kHz to 1 MHz frequency changed from 0 to -180 degrees. The design of the quadrature oscillator based on the proposed first-order filter is also included as an application example.

Keywords: multifunction filter; LT1228; electronic control; voltage-mode; first-order circuit; phase shifted circuit; active building block

1. Introduction

In sensor applications, an active filter plays a very importance role, for example, in the electrocardiographic (ECG) system [1], phase sensitive detection [2], biosensors [3], etc. It is frequency employed to detect the wanted signal in these applications. The synthesis and design of the filter using an active building block (ABB) to obtain new active circuits has received prominent attention [4–7]. The use of active building blocks in the circuit

design leads to a compact structure with less passive elements. Some active circuits based on the active building block are cascade-able without requiring additional buffer devices. In addition, the circuit parameters of the active circuit realized from the electronically controllable active building block are easily controlled by the microcontroller, which is essential for modern analog signal processing circuits [8–10].

Although the design of the circuits to be implemented into an integrated circuit provides many advantages, for example, high circuit efficiency, small size, low voltage, low power, etc. However, the implementation of an integrated circuit is quite costly. This will be cost-effective for mass production. Therefore, the use of a commercially available active building block in circuit design for use in specific applications is an attractive and cost-effective alternative [11,12]. The analog circuits realized from the commercially available active building block have been continuously introduced in the open literature [13–15].

The realization of first-order filters using active building blocks has drawn great attention [15–45]. Generally, the first-order configuration can provide three standard filtering responses: low-pass (LP), high-pass (HP), and all-pass (AP) functions. The all-pass filter is used to shift the phase of an output signal with a constant amplitude over the entire frequency band. If the phase response of the all-pass filter is considered, there are two kinds of all-pass filter; the lagging and leading phase shifters. These phase shifters are also called the inverting and non-inverting all-pass filters, respectively. The first-order filters that function only with the phase shifter are proposed in [15–20]. The universal or multifunction first-order filters that perform multiple filtering functions in the same structure have been proposed in [21–45]. Most universal first-order filters [21,23,24,26,29–31] (Figure 1), (Figure 2) [34–37,39,41,45] are realized in current-mode (CM) configuration, which can avoid the use of additional summing or subtracting circuits. With this feature, the current-mode circuit enjoys a compact structure. Transresistance-mode (RM) and transconductance-mode (TM) universal first order filters are reported in [22,28,31] (Figure 2), respectively. The universal first-order filters in voltage-mode (VM) configuration are proposed in [23,25,27,32,33,38,40,42–44]. The comparison between the proposed first-order universal filter and the previous ones presented in [21–45] is summarized in Table 1. From the literature survey in Table 1, the following conclusions were established:

- Most of the proposed universal first-order filters are emphasized for the on-chip realization of both CMOS [21–32,34–36,40,41,45] or BJT [33,37,39] technology. As stated above, the implementation of an on-chip circuit is quite costly. Although the CMOS-based filters in [21,30–32,45] can be realized using the commercially available ICs, they require a lot of ICs. The commercial IC based first-order filters are reported in [38,42–44]. However, the filters in [38,42,44] used five, three, and two commercially available ICs, respectively. Additionally, the filter in [42] requires four passive resistors and that in [43] uses six passive resistors.
- The realization of a current-mode circuit is a compact structure and can avoid the use of additional summing or subtracting circuits at the output node. However, the current-mode universal filters in [21,23] (Figure 2) [24,26,29–31,34–39,41] use the active building block, which has multiple output current terminals. These filters will provide high performances when they are implemented into an integrated circuit, which is quite costly.
- Most of the universal first-order filters shown in Table 1 can provide three responses: low-pass, high-pass, and all-pass functions (except in [22], which gives only two filtering responses). However, the lagging and leading phase responses of the all-pass filters in [21–31,33,36,38,40–43] are not given in the same circuit structure.
- In practice, if the input signal magnitude of the filter is low, the pass-band gain of the filters should be tunable. Therefore, the gain controllable active filter is needed to avoid using an additional amplifier. However, the pass-band gain of the filters in [21,23,24,26,29–31] (Figure 1) [32,34–36,38–41] are not controllable.
- The pole frequency and phase shift angle of the filters in [23,25,29,32,34,40–42] are not electronically controlled. Although the filters in [21,24,35] are electronically control-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

lable, the passive resistor was replaced by the MOS transistor to achieve electronic controllability, which provides a narrow tuning range.

- During the tuning phase response, simultaneously adjusting two or three parameters in zero and pole frequency is required [24,25,29,30,40,41].
- To avoid the use of additional buffer devices at the output node of the filter, the voltage output node should be low impedance and the current output node should be high impedance.

The aim of this paper was to realize the universal filter by employing a single commercially available IC, LT1228 (Linear Technology, Milpitas, CA, US), as an active device. The rest of this paper is as follows: the principle of operation is shown in Section 2, containing an overview of LT1228, the proposed filter, and study of parasitic effects. Section 3 shows the simulation and experimental results. The application example of the quadrature oscillator is described in Section 4. Finally, a brief conclusion is shown in Section 5.

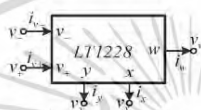


Figure 1. Symbol notation of LT1228.

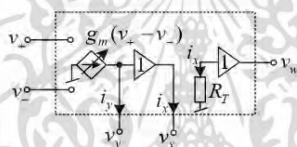


Figure 2. Ideal equivalent circuit of LT1228.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1. Comparison of the proposed design with previous first-order multifunction filters.

Ref.	Mode	Number of ABB	Commercially Available IC	R + C	No use of Multiple Output ABB	Functions	Gain Controllability	Electronic Controllable	Voltage Supplies & Power Dissipation	Zero/Pole Frequency Adjustable Simultaneously by Single Parameter	Pole Frequency (Hz)	Cascade-Able at Output Node
[21]	CM	2 ICII & 1 MOS	Yes (7 AD844)	0 + 1	No	LP, HP, AP ⁻	No	Yes*	±0.75 V & 3.29 mW	Yes	7.96 M	Yes
[22] Figure 2	RM	2 CVCI	No	2 + 1	Yes	LP, AP ⁻	LP, AP ⁻	Yes	±0.9 V & 0.385 mW	Yes	89 k–1 M	Yes
[22] Figure 3	RM	2 CVCI	No	2 + 1	Yes	LP, HP	LP, HP	Yes	to 1.057 mW	Yes	89 k–1 M	Yes
[23] Figure 2	CM	2 CCII	No	1 + 1	No	LP, HP, AP ⁺	No	No	±1.25 V & 3.71 mW	Yes	15.9 M	Yes
[23]	VM	2 DDCC	No	1 + 1	Yes	LP, HP, AP ⁺	No	No	±1.25 V & NA	Yes	15.9 M	Yes
[24]	CM	1 DDDXCII & 4 MOS	No	0 + 1	No	LP, HP, AP ⁻	No	Yes*	±1.25 V & 2 mW	No	3 M	Yes
[25]	VM	1 OTRA	No	2 + 2	Yes	LP, HP, AP ⁻	LP, HP	No	±1.5 V & NA	No	100 k	Yes
[26]	CM	1 EX-CCII	No	0 + 1	No	LP, HP, AP ⁺	No	Yes	±1.25 V & 0.44 mW to 4.4 mW	Yes	3.93 M	Yes
[27]	VM	2 OTA	Yes	1 + 1	Yes	LP, HP, AP ⁻	HP	Yes	±0.4 V & 47.2 μW	Yes	8.05 k	No
[28]	TM	1 CCDDCCTA	No	0 + 1	Yes	LP, HP, AP ⁺	LP, HP, AP ⁺	Yes	±0.9 V & NA	Yes	1.24 M	Yes
[29]	CM	1 DDDXCII	No	3 + 1	No	LP, HP, AP ⁻	No	No	±1.2 V & NA	No	6.43 M	Yes
[30]	CM	1 DXCCTA	Yes (4 AD844, 1 LM13700)	0 + 2	No	LP, HP, AP ⁻	No	Yes	±1.25 V & 1.75 mW	No	10 M	Yes

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1. Contd.

Ref.	Mode	Number of ABB	Commercially Available IC	R + C	No use of Multiple Output ABB	Functions	Gain Controllability	Electronic Controllable	Voltage Supplies & Power Dissipation	Zero/Pole Frequency Adjustable Simultaneously by Single Parameter	Pole Frequency (Hz)	Cascade-Able at Output Node
[31] Figure 1	CM	1 MO-DXCCTA	Yes (4 AD844, 2 LM13700)	0 + 2	No	LP, HP, AP-	No	Yes	±1.25 V & 1.38 mW	Yes	11.7 M	Yes
[31] Figure 2	TM	1 MO-DXCCTA	Yes (4 AD844, 2 LM13700)	0 + 2	No	LP, HP, AP-	LP, HP, AP	Yes	±1.25 V & 1.4 mW	Yes	11.7 M	Yes
[32]	VM	2 subtractor	Yes (4 AD844)	1 + 1	Yes	LP, HP, AP+, AP-	No	No	±0.75 V & 1.77 mW	Yes	6.37 M	Yes (HP & AP)
[33]	VM	1 M-CCCCCTA	No	1 + 1	Yes	LP, HP, AP-	HP	Yes	±2.5 V & NA	Yes	286.21 k	No
[34]	CM	1 DX-MOCCTA	No	1 + 1	No	LP, HP, AP+, AP-	No	No	±0.75 V & 2.75 mW	Yes	7.96 M	Yes
[35]	CM	2 ICCII & 1 MOS	No	0 + 1	No	LP, HP, AP-, AP+	No	Yes*	±0.75 V & 4.08 mW	Yes	2.6 M	Yes
[36]	CM	2 DO-CCII	No	1 + 1	No	LP, HP, AP+	No	Yes	±5 V & 25.7 mW	Yes	6.36 M	Yes
[37]	CM	3 PCA	No	1 + 1	No	LP, HP, AP+, AP-	LP, HP, AP+, AP-	Yes	±5 V & NA	Yes	100 k	Yes

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 1. Cont.

Ref.	Mode	Number of ABB	Commercially Available IC	R + C	No use of Multiple Output ABB	Functions	Gain Controllability	Electronic Controllable	Voltage Supplies & Power Dissipation	Zero/Pole Frequency Adjustable Simultaneously by Single Parameter	Pole Frequency (Hz)	Cascade-Able at Output Node
[38]	VM	1 ZC-CCCFDIA & 1 CA	Yes (1 AD830), (1 VCA610), (1 EL4083), (2 OPA660)	1 + 1	No	HP, AP+, AP-	No	Yes	±1.5 V & NA	Yes	339 k	No
[39]	CM	1 CFIA	No	0 + 1	No	LP, HP, AP+, AP-	No	Yes	±1.5 V & NA	Yes	NA	Yes
[40]	VM	3 OTRA	No	6 + 3	Yes	LP, HP, AP+	No	No	±1.25 V & NA	No	100 k	Yes
[41]	CM	2 CCII	No	2 + 1	No	LP, HP, AP+	No	No	NA	No	1.326 M	Yes
[42]	VM	2 CCII	Yes (3 AD844)	4 + 1	Yes	LP, HP, AP+	LP	No	NA	Yes	200 k	No
[43]	VM	1 LT1228	Yes	6 + 1	Yes	LP, HP, AP-	LP, HP	Yes	NA	Yes	100 k	Yes
[44]	VM	1 VD-DIBA	Yes (1 LT1228), (1 AD830)	2 + 1	Yes	LP, HP, AP-, AP+	LP, HP	Yes	±5 V & NA	Yes	159.15 k	Yes
[45]	CM	2 DVCC	Yes (10 AD844)	1 + 1		LP, HP, AP-, AP+	No	No	±1.25 V & 3.65 mW	Yes	1.99 M	Yes
This work	VM	1 LT1228	Yes	2 + 1	Yes	LP, HP, AP-, AP+	LP, HP	Yes	±5 V & 57.6 mW	Yes	90 k	Yes

* [2], [24], [35] The passive resistor is replaced by the MOS transistor to be achieved the electronic controllability. * RM is resistance mode (current is input and voltage is output); TM is transconductance mode (voltage is input and current is output); NA is the information not available. * [25] needs additional inverting unity gain amplifier. The voltage supplies, power consumption and frequency range are obtained from the simulation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Principle of Operation

2.1. Overview of LT1228

The first order multifunction filter considered in this paper was based on the use of a commercially available IC, LT1228 [43]. Before embarking on the description of the proposed filter, the characteristics of LT1228 will be described. The LT1228 is a monolithic integrated circuit (IC), which is commercially manufactured by Linear Technology Corporation. This IC is an 8-pin DIP package. For easy consideration, the electrical symbolic representation of LT1228 is drawn in Figure 1, where v_+ and v_- are voltage input terminal; y is both the current output and voltage input terminal; x is also both voltage output and current input terminal; and w is voltage output terminal. Output terminal, y and input terminals, v_+ and v_- have infinite internal impedance, while x and w terminals have low internal impedance. The equivalent representation of LT1228 is depicted in Figure 2. The ideal terminal relations of LT1228, as shown in Figure 1, can be characterized with the following matrix equation

$$\begin{pmatrix} i_{v_+} \\ i_{v_-} \\ i_y \\ v_x \\ v_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ g_m & -g_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_T & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_+ \\ v_- \\ v_y \\ i_x \\ i_w \end{pmatrix}, \quad (1)$$

R_T represents the transresistance gain of LT1228. Ideally, R_T is an infinite resistance. Therefore, LT1228 will have infinite open-loop voltage gain. g_m represents the transconductance gain, which is controlled by an external DC bias current (I_B) as follows

$$g_m \cong \frac{I_B}{3.87V_T}, \quad (2)$$

Here, V_T is the thermal voltage. As shown in Equation (2), the g_m is electronically controllable, thus the LT1228 based circuits are easily controlled by a microcomputer or microcontroller.

2.2. Proposed First Order Multifunction Filter Using Single LT1228

The proposed first order multifunction filter is illustrated in Figure 3. The proposed filter is formed by one LT1228, one capacitor, and two resistors. It was found that the proposed filter using only one commercially available IC, which was easier and cheaper to verify the circuit performances by laboratory measurements than the non-commercially available IC-based circuits. The proposed filter has three voltage input nodes, named v_{in1} , v_{in2} , and v_{in3} with single voltage output node, v_o . The voltage output node is at the w terminal of LT1228, which ideally offers zero output impedance. With this advantage, the proposed filter can be connected to external loads or the input node of other circuits without using additional buffer devices. However, in practice, the output resistance at the w terminal (r_w) is not zero, thus the output resistance (z_o) of the proposed filter is around $z_o \cong r_w / R_T$. A straightforward analysis of the first-order multifunction circuit in Figure 3 gives the following output voltage, v_o

$$v_o = \frac{s \frac{C}{g_m} \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) v_{in1} + \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) v_{in2} - \frac{R_f}{R_1} \left(s \frac{C}{g_m} + 1\right) v_{in3}}{s \frac{C}{g_m} + 1}, \quad (3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

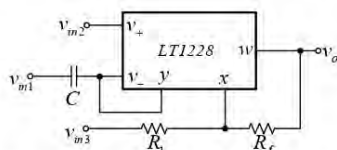


Figure 3. Proposed voltage-mode first-order multifunction filter.

From Equation (3), it can be found that four standard first-order filtering functions—low-pass, high-pass, non-inverting all-pass, and inverting all-pass responses—can be obtained by applying the input signal to the appropriate input voltage nodes, v_{in1} , v_{in2} , and v_{in3} . The selection for each filter response is given in Table 2, where the number 1 represents applying the input signal to that input node and the number 0 represents connecting that input node to ground. The filtering parameters are also given in Table 2.

Table 2. The selection of each filtering response and filtering parameters.

Input			Transfer Function	Filtering Function	Pass-Band Gain	Phase Response	Pole Frequency
v_{in1}	v_{in2}	v_{in3}					
1	0	0	$\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{s}{s + \frac{\omega_c}{3.87V_T}}$	High-pass (HP)	$\frac{R_f}{R_1} + 1$	$90 - \tan^{-1} \frac{\omega C}{\frac{g_m}{I_B}}$ or $90 - \tan^{-1} \frac{3.87V_T \omega C}{I_B}$	$\omega_0 = \frac{g_m}{C}$ or $\omega_0 = \frac{I_B}{3.87V_T C}$
0	1	0	$\left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \frac{g_m}{s + \frac{\omega_c}{3.87V_T}}$	Low-pass (LP)	$\frac{R_f}{R_1} + 1$	$-\tan^{-1} \frac{\omega C}{\frac{g_m}{I_B}}$ or $-\tan^{-1} \frac{3.87V_T \omega C}{I_B}$	
1	0	1	$\frac{s - \frac{\omega_c}{3.87V_T}}{s + \frac{\omega_c}{3.87V_T}}$ where $\frac{R_f}{R_1} = 1$	Non-inverting all-pass (AP+)	1	$180 - 2 \tan^{-1} \frac{\omega C}{\frac{g_m}{I_B}}$ or $180 - 2 \tan^{-1} \frac{3.87V_T \omega C}{I_B}$	
0	1	1	$\frac{-(s - \frac{\omega_c}{3.87V_T})}{s + \frac{\omega_c}{3.87V_T}}$ where $\frac{R_f}{R_1} = 1$	Inverting all-pass (AP-)	1	$-2 \tan^{-1} \frac{\omega C}{\frac{g_m}{I_B}}$ or $-2 \tan^{-1} \frac{3.87V_T \omega C}{I_B}$	

It was found from Table 2 that the selection of output filter responses can be carried out without additional circuits and is easily controlled by a digital method using a microcontroller or microcomputer. In addition, when a specific switching system or amplifier/multipath gain control is used, a reconfigurable feature (reconnection-less change of transfer response) will be obtained. The proposed filter can provide four filter responses: LP filter, HP filter, inverting AP- filter, and non-inverting AP+ filter in the same circuit configuration. The control of pole frequency and phase response can be conducted electronically. The matching condition during tuning the phase response with constant voltage gain is not required. Moreover, the pass-band voltage gain of the LP and HP functions can be controlled by adjusting the value of resistors without affecting the pole frequency and phase response. Additionally, the phase response of the all-pass filter can be selected as both lagging or leading phase responses. However, the temperature variation affects the natural frequency and phase responses of the proposed filter.

2.3. Study of Parasitic Effects

The influence of the parasitic elements on the filtering performances are studied in this section. The LT1228 circuit model with parasitic impedances is drawn in Figure 4. With these parasitic elements, the proposed filter can be modeled as shown in Figure 5. Performing the circuit analysis of the circuit in Figure 5 yields the following output voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = \frac{\left[s \frac{C}{s_m} \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w \right) v_{in1} + \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 + Y_T r_w \right) v_{in2} - \frac{R_f}{R_1} \left(1 - \frac{Y_T r_w}{R_f} \right) \left(s \frac{C^*}{s_m} + \frac{G^*}{s_m} + 1 \right) v_{in3} \right]}{\left[1 + Y_T \left(\frac{r_x}{R_1} + r_w + \frac{R_f r_x}{R_1} + r_x + R_f \right) \right] \left(s \frac{C^*}{s_m} + \frac{G^*}{s_m} + 1 \right)} \quad (4)$$

where $C^* = C + C_- + C_y$ and $G^* = G_- + G_y$. It is found from Equation (4) that the parasitic elements Y_T ($sC_T + G_T$), r_x and r_w appear on both zero and pole. The parasitic resistances R_T , r_x , and r_w affect the pass-band gain at 0 Hz. The pole that limits the operational frequency (at high frequency) or bandwidth of the proposed circuit is determined from the first term of the denominator of Equation (4). If $r_x, r_w \cong 0$, and $R_T \gg R_1, R_f$, the operational frequency of the proposed filter is determined by

$$f_{op} \cong \frac{1}{2\pi C_T R_f} \quad (5)$$

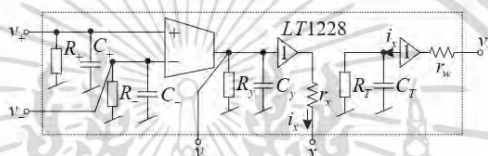


Figure 4. The LT1228 circuit model with parasitic elements.

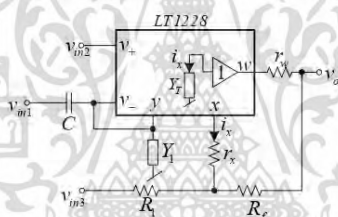


Figure 5. Proposed filter with parasitic elements.

It also provides interesting information that a small value of resistor R_f can increase the operating frequency of the proposed circuit. If $r_x, r_w \cong 0$, and $R_T \gg R_1, R_f$ and the operational frequency is less than $1/2\pi C_T R_f$, the output voltage in Equation (4) is approximated to

$$v_o \cong \frac{s \frac{C}{s_m} \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) v_{in1} + \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right) v_{in2} - \frac{R_f}{R_1} \left(s \frac{C^*}{s_m} + \frac{G^*}{s_m} + 1 \right) v_{in3}}{s \frac{C^*}{s_m} + \frac{G^*}{s_m} + 1} \quad (6)$$

From Equation (6), the filtering parameters with parasitic effect are given in Table 3.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Table 3. The filtering parameters with parasitic effects.

Filtering Function	Transfer Function	Pass-Band Gain	Phase Response	Pole Frequency
High-pass	$\frac{s \frac{C}{g_m} \left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right)}{\frac{s \frac{C}{g_m} + 1}{g_m R^*} + 1}$	$\frac{C}{C^*} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right)$	$90 - \tan^{-1} \frac{\omega C}{g_m \left(\frac{1}{g_m R^*} + 1 \right)}$	
Low-pass	$\frac{\left(\frac{R_f}{R_1} + 1 \right)}{\frac{s \frac{C}{g_m} + 1}{g_m R^*} + 1}$	$\left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) \left(\frac{g_m}{R^* + g_m} \right)$	$-\tan^{-1} \frac{\omega C^*}{g_m \left(\frac{1}{g_m R^*} + 1 \right)}$	
Non-inverting all-pass	$\frac{s \frac{C^*}{g_m} - \frac{1}{g_m R^*} - 1}{\frac{s \frac{C^*}{g_m} + 1}{g_m R^*} + 1}$ where $\frac{R_f}{R_1} = 1$	$\sqrt{\frac{\left(\frac{\omega C^*}{g_m} \right)^2 + \left(\frac{1}{g_m R^*} + 1 \right)^2}{\left(\frac{\omega C^*}{g_m} \right)^2 + \left(\frac{1}{g_m R^*} \right)^2}}$	$180 - \left\{ \begin{array}{l} \tan^{-1} \left[\omega \left(\frac{C^*}{g_m + \frac{1}{R^*}} \right) \right] - \\ \tan^{-1} \left[\omega \left(\frac{C^*}{g_m + \frac{1}{R^*}} \right) \right] \end{array} \right\}$	$\omega_0^* = \frac{1}{C^* R^*} + \frac{g_m}{C^*}$
Inverting all-pass	$\frac{-s \frac{C^*}{g_m} - \frac{1}{g_m R^*} + 1}{\frac{s \frac{C^*}{g_m} + 1}{g_m R^*} + 1}$ where $\frac{R_f}{R_1} = 1$	$\sqrt{\frac{\left(\frac{\omega C^*}{g_m} \right)^2 + \left(1 - \frac{1}{g_m R^*} \right)^2}{\left(\frac{\omega C^*}{g_m} \right)^2 + \left(1 + \frac{1}{g_m R^*} \right)^2}}$	$\left\{ \begin{array}{l} -\tan^{-1} \left[\omega \left(\frac{C^*}{g_m + \frac{1}{R^*}} \right) \right] - \\ \tan^{-1} \left[\omega \left(\frac{C^*}{g_m + \frac{1}{R^*}} \right) \right] \end{array} \right\}$	

where $C^* = C + C_{-} + C_y$; $C^{**} = C - C_{-} - C_y$; $R^* = R_{-} \parallel R_y$.

3. Simulation and Experimental Results

To verify the functionality of the proposed circuit, the Pspice simulation using the LT1228 Pspice macro model (level 3) and experiments using the commercially available LT1228 IC were carried out. The Keysight DSOX-1102G oscilloscope with the function generator were employed for the experiment. In both the simulation and experiment, supply voltage of ± 5 V was applied. The picture of the experimental setup is shown in Figure 6. The LT1228 parasitic elements were obtained from the datasheet with $I_B = 100 \mu A$ were $R_{+} = R_{-} = 200 \text{ k}\Omega$, $C_{+} = C_{-} = 3 \text{ pF}$, $R_y = 8 \text{ M}\Omega$, $C_y = 6 \text{ pF}$ and those obtained from the simulation were $R_T = 197.66 \text{ k}\Omega$, $C_T = 5.95 \text{ pF}$, $r_x = 46.92 \Omega$, and $r_w = 19.80 \Omega$. The proposed filter was designed to obtain the $f_0 = 90 \text{ kHz}$, the pass-band gain of LP and HP was 2 (6.02 dB), and the pass-band gain of AP was unity (0 dB). Based on the ideal filtering parameter shown in Table 2, the following active and passive elements, $C = 2.2 \text{ nF}$, $R_1 = R_f = 1.2 \text{ k}\Omega$ and $I_B = 124.5 \mu A$ are given. Figure 7 shows the simulated and experimental results of the gain and phase responses of the HP filter by applying voltage input to node v_{in1} and connecting nodes v_{in2} and v_{in3} to ground, as indicated in Table 2. The simulated and experiment pole frequency are 87.98 kHz and 91.20 kHz, respectively. The percent errors of the simulated and experimental pole frequency were 2.24% and 1.33%, respectively. The simulated and experimental pass-band voltage gain was 1.97 (5.89 dB) and 1.99 (5.97 dB), respectively. The percent errors of the simulated and experimental pass-band gains were 1.5% and 0.5%, respectively. The simulated and experimental phase angles at the pole frequency were 44.37° and 44.59°, respectively. The percent errors of the simulated and experimental phase angles were 1.4% and 0.91%, respectively. It can be seen that the errors of the pole frequency, phase angle, and pass-band gain mostly stemmed from the parasitic elements, C_{-} , C_y , R_{-} , and R_y , as analyzed in Table 3. Moreover, the circuit accuracy at high frequency was noticeably reduced. This phenomenon is mainly caused by the LT1228 parasitic elements (especially Z_T), as analyzed in Section 2.3. In the case of the experiment, this effect also stemmed from the wiring and breadboard. The simulated output impedance, z_0 was around 5.28 Ω .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

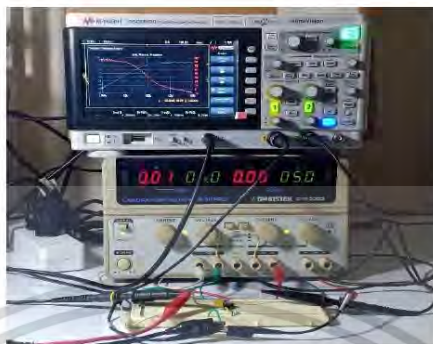


Figure 6. Experimental setup.

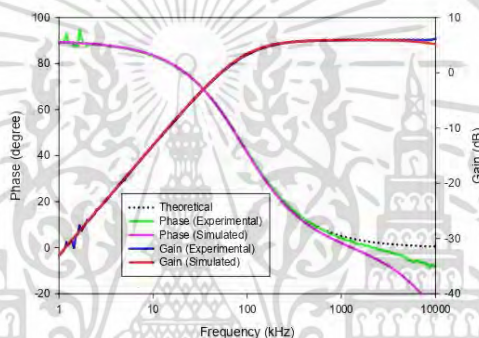


Figure 7. Frequency gain and phase response of HP.

The simulated HP gain response with different R_f values (0.6 k Ω , 1.2 k Ω , and 3.6 k Ω) is shown in Figure 8 where R_1 remains at 1.2 k Ω . The simulated results revealed that the pass-band voltage gain of HP was controllable, as expected in Table 2. With these values of R_f , the theoretical pass band-gains shown in Table 2 were 1.5 (3.52 dB), 2 (6.02 dB) and 4 (12.04 dB), respectively, while the simulated pass band-gains from these R_f values were 1.48 (3.43 dB), 1.97 (5.91 dB), and 3.85 (11.76 dB), respectively. The percent errors of the simulated pass-band gains from these R_f values were 1.33%, 1.5%, and 3.25%, respectively. The simulated result also revealed an interesting phenomenon where the HP frequency response at low value of R_f gives higher bandwidth than at a high value of R_f , which is consistent, as predicted in Equation (5). Thus, the value of R_f should be low to obtain a higher bandwidth or operating frequency range. However, the value of R_f must not be too low to cause the circuit to oscillate, as explained in [46]. The simulated HP gain response with different R_1 values (0.3 k Ω , 0.6 k Ω , and 1.2 k Ω) is shown in Figure 9, where R_f remains at 1.2 k Ω . The simulated results revealed that the pass-band voltage gain of HP was controllable, as theoretically expected in Table 2. With these values of R_1 , the theoretical pass-band gains as analyzed in Table 2 were 5 (13.98 dB), 3 (9.54 dB), and 2 (6.02 dB), respectively. While the simulated pass-band gains from these R_1 values were 4.93 (13.86 dB), 2.96 (9.43 dB), and 1.97 (5.88 dB), respectively. The percent errors of the simulated pass-band gains from these R_1 values were 1.4%, 1.33%, and 1.5%, respectively. The simulated result also revealed an interesting phenomenon where the HP bandwidths with three values of R_1 were quite similar, which is consistent as predicted in Equation (5).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(R_1 has little impact on bandwidth). Thus, the pass-band gain should be tuned by R_1 to obtain the same bandwidth.

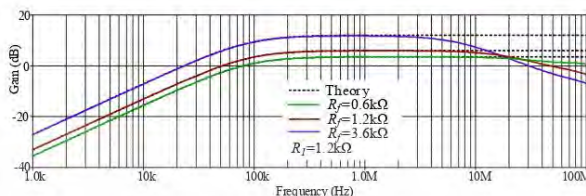


Figure 8. Simulated gain response of HP with different R_f values.

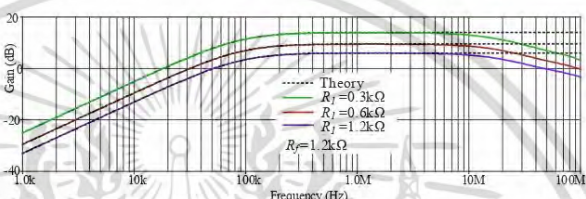


Figure 9. Simulated gain response of HP with different R_1 values.

The simulated and experimental HP gain response with different I_B values ($67 \mu\text{A}$, $124.5 \mu\text{A}$, $245 \mu\text{A}$) are shown in Figure 10 where R_1 and R_f remains at $1.2 \text{ k}\Omega$. The results revealed that the pole frequency of HP was electronically controllable, as expected in Table 2. With these values of I_B , the theoretical pole frequencies calculated from f_0 in Table 2 were 48.47 kHz , 90 kHz , and 177.24 kHz , respectively, while the simulated pole frequencies from these I_B values were 47.7 kHz , 87.98 kHz , and 171.71 kHz , respectively. The percent errors of the simulated pole frequency from these I_B values were 1.59% , 2.24% , and 3.12% , respectively. The experimental pole frequencies from these I_B values were also 47.86 kHz , 91.20 kHz , and 181.97 kHz , respectively. The percent errors of the experimental pole frequency from these I_B values were 1.26% , 1.33% , and 2.66% , respectively. Figure 11 shows the measured input and output waveform of HP, where the input signal amplitude was 20 mVp-p with three frequencies (10 kHz , 100 kHz , 1 MHz).

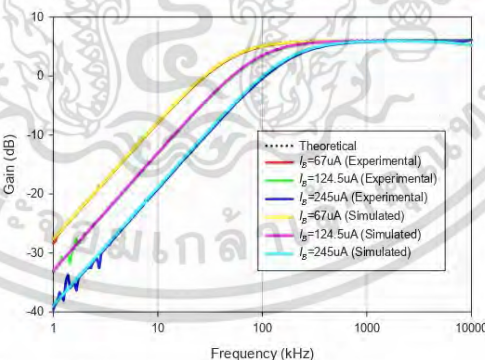


Figure 10. Frequency gain response of HP with different I_B values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

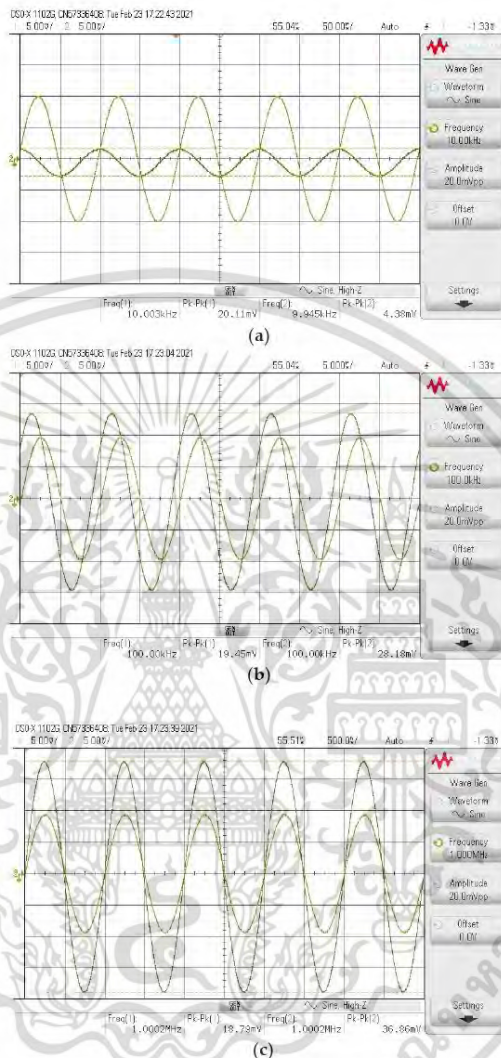


Figure 11. Measured input and output waveform of HP (v_{in} — v_o) where $I_B = 124.5\ \mu\text{A}$. (a) $f = 10\text{ kHz}$. (b) $f = 100\text{ kHz}$. (c) $f = 1\text{ MHz}$.

Figure 12 shows the simulated and experimental results of the gain and phase responses of the LP filter by applying voltage input to node v_{in2} and connecting nodes v_{in1} and v_{in3} to ground, as indicated in Table 2. The simulated and experimental pole frequency are 87.63 kHz and 91.20 kHz, respectively. The percent errors of the simulated and experimental pole frequency were 2.63% and 1.33%, respectively. The simulated and experimental pass-band voltage gain were 1.98 (5.92 dB) and 1.99 (6.01 dB), respectively. The percent errors of the simulated and experimental pass-band gains were 1% and 0.5%, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The simulated and experimental phase angles at the pole frequency were -45.76° and -44.34° , respectively. The percent errors of the simulated and experimental phase angles were 1.69% and 1.47%, respectively.

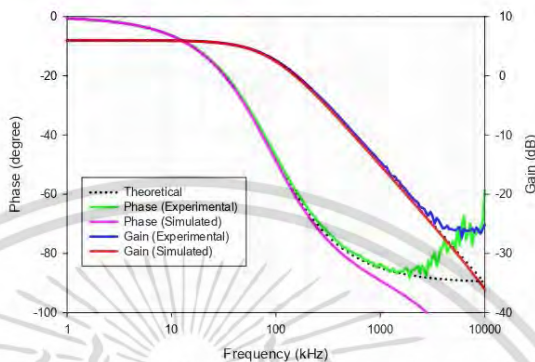


Figure 12. Frequency gain and phase response of LP.

The simulated and experimental LP gain response with different I_B values (67 μA , 124.5 μA , 245 μA) are shown in Figure 13 where R_1 and R_f remained at 1.2 k Ω . The results revealed that the pole frequency of LP was electronically controllable, as expected in Table 2. With these values of I_B , the theoretical pole frequencies were 48.47 kHz, 90 kHz, and 177.24 kHz, respectively, while the simulated pole frequencies from these I_B values were 47.61 kHz, 87.63 kHz, and 170.86 kHz, respectively. The percent errors of the simulated pole frequency from these I_B values were 1.77%, 2.63%, and 3.60%, respectively. The experimental pole frequencies from these I_B values were also 50.11 kHz, 91.20 kHz, and 181.97 kHz, respectively. The percent errors of the experimental pole frequency from these I_B values were 3.38%, 1.33%, and 2.67%, respectively. Figure 14 shows the measured input and output waveform of LP, where the input signal amplitude was 20 mVp-p with three frequencies (10 kHz, 100 kHz, 1 MHz).

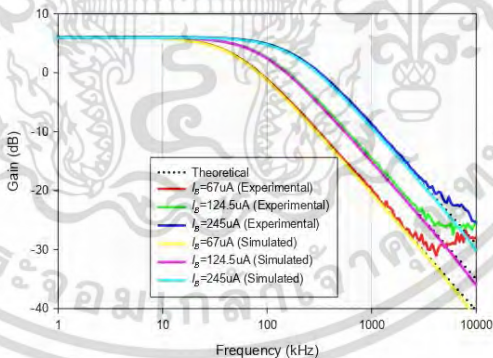


Figure 13. Frequency gain response of LP with different I_B values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

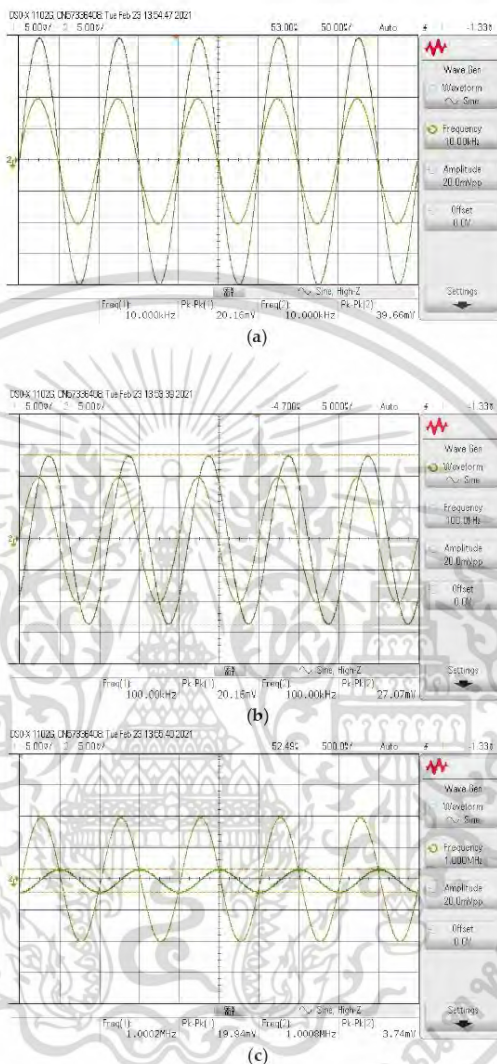


Figure 14. Measured input and output waveform of LP (v_{in} , v_o) where $I_B = 124.5 \mu A$. (a) $f = 10 \text{ kHz}$. (b) $f = 100 \text{ kHz}$. (c) $f = 1 \text{ MHz}$.

Figure 15 shows the simulated and experimental results of the gain and phase responses of the AP+ filter by applying voltage input to node v_{in1} , v_{in3} , and connecting nodes v_{in2} to ground, as indicated in Table 2. The result revealed that the leading phase response from 1 kHz to 10 MHz frequency changed from 180 to 0 degrees with a constant pass-band gain (0 dB), as theoretically expected in Table 2. The simulated and experimental-pass band voltage gain at the $f = 90 \text{ kHz}$ was 0.992 (−0.065 dB) and 0.982 (−0.15 dB), respectively. The percent errors of the simulated and experimental pass-band gains were 0.8% and 1.8%,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

respectively. The simulated and experimental phase angles at $f = 90 \text{ kHz}$ were 88.95° and 92.28° , respectively. The percent errors of the simulated and experimental phase angles were 1.17% and 2.53%, respectively.

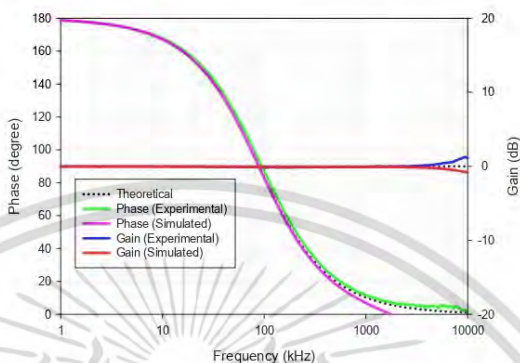


Figure 15. Frequency gain and phase response of AP+.

The simulated and experimental AP+ phase response with different I_B values ($67 \mu\text{A}$, $124.5 \mu\text{A}$, $245 \mu\text{A}$) is shown in Figure 16 where R_1 and R_f remained at $1.2 \text{ k}\Omega$. The results revealed that the phase of AP+ was electronically controllable, as expected in Table 2. With these values of I_B , the theoretical phase angles at $f = 90 \text{ kHz}$ were 56.62° , 90° , and 126.15° , respectively, while the simulated phase angles from these I_B values were 55.86° , 88.95° , and 125.26° , respectively. The percent errors of the simulated phase angles from these I_B values were 1.34%, 1.17%, and 0.71%, respectively. The experimental phase angles from these I_B values were also 58.54° , 92.28° , and 128.49° , respectively. The percent errors of the experimental phase angles from these I_B values were 3.39%, 2.53%, and 1.85%, respectively. Figure 17 shows the measured input and output waveform of AP+ with different I_B values ($67 \mu\text{A}$, $124.5 \mu\text{A}$, $245 \mu\text{A}$) where the input signal amplitude was 20 mVp-p .

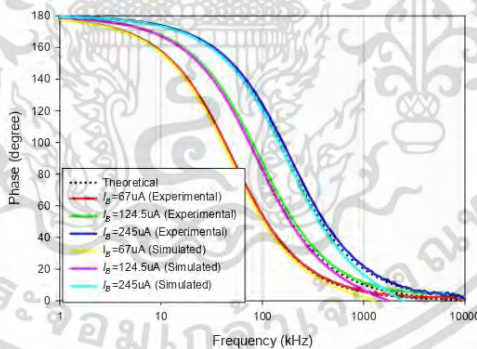


Figure 16. Frequency gain response of AP+ with different I_B values.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

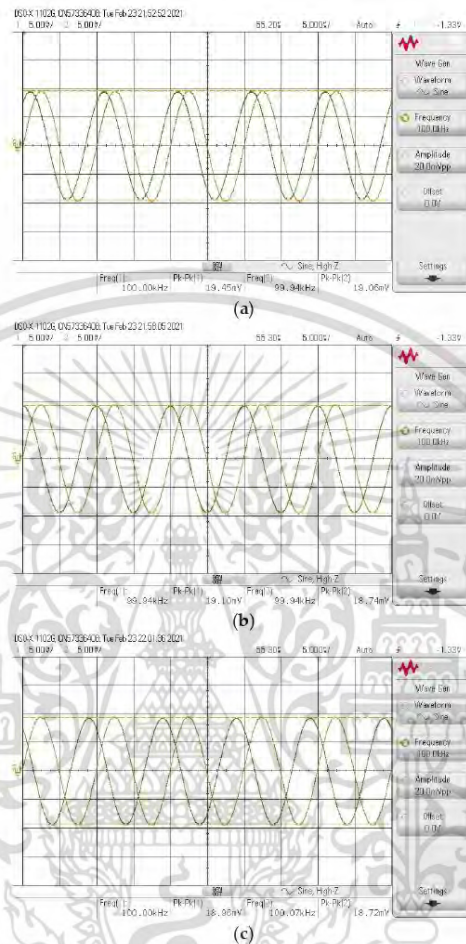


Figure 17. Measured input and output waveform of AP+ ($\rightarrow v_{in}$, $\leftarrow v_o$). (a) $I_B = 67 \mu\text{A}$. (b) $I_B = 124.5 \mu\text{A}$. (c) $I_B = 245 \mu\text{A}$.

Figure 18 shows the simulated and experimental results of the gain and phase responses of the AP $^-$ filter by applying the voltage input to node v_{in2} , v_{in3} , and connecting nodes v_{in1} to ground, as indicated in Table 2. The result revealed that the lagging phase response from 1 kHz to 10 MHz frequency changed from 0 to -180 degrees with a constant pass-band gain (0 dB) as theoretically expected in Table 2. The simulated and experimental pass-band voltage gain at $f = 90$ kHz was 0.995 (-0.037 dB) and 0.982 (-0.15 dB), respectively. The percent errors of the simulated and experimental pass-band gains were 0.5% and 1.8%, respectively. The simulated and experimental phase angles at $f = 90$ kHz were -91.18° and -87.97° , respectively. The percent errors of the simulated and experimental phase angles were 1.31% and 2.25%, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

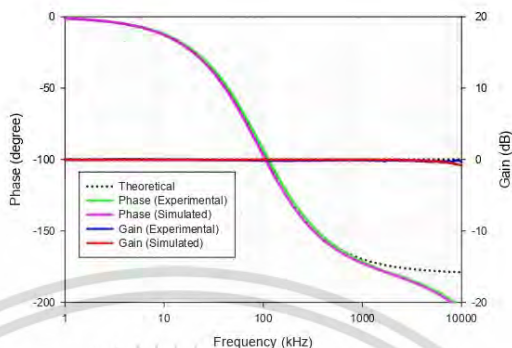


Figure 18. Frequency gain and phase response of AP-.

The simulated and experimental AP- phase response with different I_B values (67 μA , 124.5 μA , 245 μA) is shown in Figure 19 where R_1 and R_f remained at 1.2 k Ω . The results revealed that the phase of AP- was electronically controllable, as expected in Table 2. With these values of I_B , the theoretical phase angles at $f = 90$ kHz were -126.15° , -90° , and -56.62° , respectively. At the same time, the simulated phase angles from these I_B values were -124.22° , -91.18° , and -54.6° , respectively. The percent errors of the simulated phase angles from these I_B values were 1.53%, 1.31%, and 3.56%, respectively. The experimental phase angles from these I_B values were also -121.63° , -87.97° , and -51.51° , respectively. The percent errors of the experimental phase angles from these I_B values were 3.58%, 2.25%, and 9.02%, respectively.

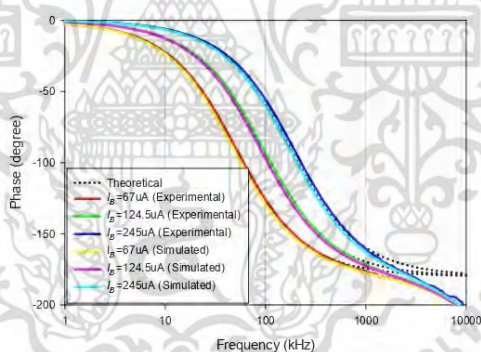


Figure 19. Frequency gain response of AP- with different I_B values.

The simulated AP- phase response with different temperature values (-40°C , -20°C , 0°C , 20°C , and 80°C) is shown in Figure 20 where R_1 and R_f remained at 1.2 k Ω , $I_B = 124.5 \mu\text{A}$. The simulated results revealed that the temperature had little impact on the phase response of the proposed circuit, as expected in Table 2. Figure 21 shows the measured input and output waveform of AP- with different I_B values (67 μA , 124.5 μA , 245 μA) where the input signal amplitude was 20 mV_{p-p}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

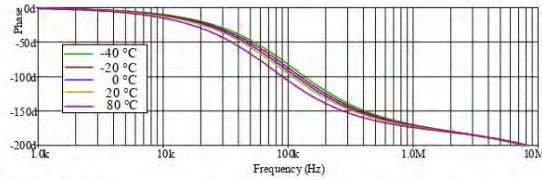


Figure 20. Frequency gain response of AP- with different temperature values.

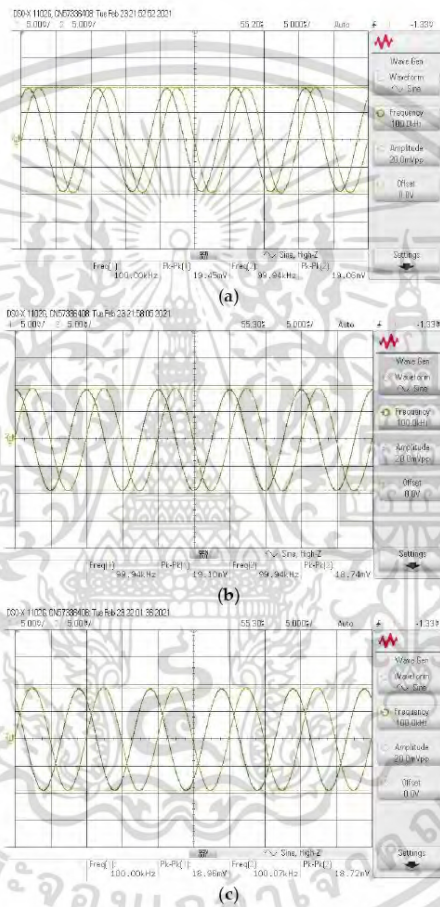


Figure 21. Measured input and output waveform of AP- (v_{in} , v_o). (a) $I_B = 67 \mu A$. (b) $I_B = 124.5 \mu A$. (c) $I_B = 245 \mu A$.

Table 4 summarizes the filtering verification where $C = 2.2 \text{ nF}$, $R_1 = R_f = 1.2 \text{ k}\Omega$ and $I_B = 124.5 \mu A$. Since the simplified structure of the commercially available IC, LT1228,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

shows that the g_m stage is based on bipolar folded cascode OTA, then the third harmonic distortion can be calculated as follows [47]:

$$HD_3 = \frac{1}{48} \left(\frac{v_{id}}{V_T} \right)^2 \tag{7}$$

where v_{id} is the differential input voltage ($v_{id} = v_+ - v_-$). Therefore, the total harmonic distortion (THD) of the output voltage against the amplitude of input voltage for each filtering function was tested to evaluate the input dynamic range of the proposed filter. The THD dependence on the amplitude of the input voltage signal obtained from the simulation is shown in Figure 22 where the frequency of the sinusoidal input signal was 90 kHz. The THD of all filtering functions was below 1%, where the input voltage was lower than 200 mVp-p. In order to examine the changes of the forward beta (β_F) for all the NPN and PNP transistors in LT1228 affecting the circuit performances, the Monte Carlo analysis of the proposed LP filter was carried out. In this simulation, the value of β_F varied by 20% Gaussian deviation, while other active and passive elements were the same as stated above. After 100 runs, the magnitude and phase responses of the input impedance of the proposed capacitance multiplier are shown in Figure 23.

Table 4. The characteristics of the proposed multifunction filter.

Filtering Function	Pole Frequency (kHz)			Pass-Band Gain (dB)			Phase Response (Degree)		
	Expect	Simulation	Experiment	Expect	Simulation	Experiment	Expect	Simulation	Experiment
High-pass	90	87.98	91.20	6.02	5.89	5.97	45	44.37°	44.59°
Low-pass	90	87.63	91.20	6.02	5.92	6.01	-45	-45.76°	-44.34°
Non-Inverting all-pass	90	88.73	95.45	0	-0.065	-0.15	90	88.95°	92.28°
Inverting all-pass	90	88.57	95.45	0	-0.037	-0.15	-90	-91.18°	-87.97°

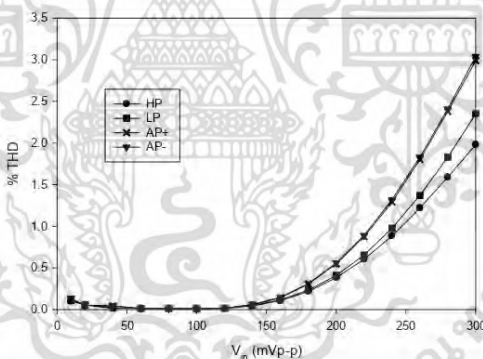


Figure 22. THD variations with input voltage signal at 90 kHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

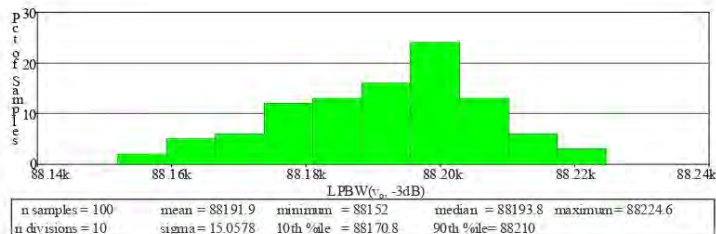


Figure 23. Histogram of the Monte Carlo analysis with a 10% deviation in β_F for LP filtering function.

4. Quadrature Sinusoidal Oscillator Based on the Proposed AP- Filter

The proposed inverting first-order all-pass (AP-) filter was selected as the sub-circuit to design the quadrature oscillator. By cascading the AP- filter with the inverting lossless integrator, as shown in Figure 24, the voltage-mode quadrature sinusoidal oscillator is obtained. A straightforward circuit analysis yielded the following characteristic equation

$$s^2 C_1 C_2 + s C_1 (g_{m2} - g_{m1}) + g_{m1} g_{m2} = 0. \tag{8}$$

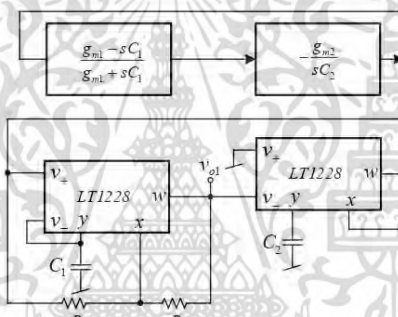


Figure 24. Proposed quadrature sinusoidal oscillator.

From Equation (8), the expression of the frequency of oscillation (FO) and the condition of oscillator (CO) are given by

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} = 10 \sqrt{\frac{I_{B1} I_{B2}}{C_1 C_2}} \tag{9}$$

and

$$g_{m1} \leq g_{m2}; I_{B1} \leq I_{B2}. \tag{10}$$

From Equations (9) and (10), the FO and CO can be electronically tuned by I_{B1} and I_{B2} . The 90° phase difference will occur between two output voltages, v_{o1} and v_{o2} , where phase of v_{o2} leads to phase v_{o1} . Note that the output voltage nodes are low impedance, so extra voltage buffers are not required.

To verify the functionality of the proposed quadrature oscillator in Figure 24, the experiment using the commercially available LT1228 IC was carried out. The supply voltage of ± 5 V was applied with $C_1 = C_2 = 2.2$ nF, $R = 1$ k Ω , $I_{B1} = 132.58$ μ A, and $I_{B2} = 137.41$ μ A. The 470 Ω resistor was connected between the x and w terminal of second LT1228 to avoid

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the oscillation at other frequencies. Figure 25 shows the measured quadrature waveform. Figure 26a,b shows the output spectrum of v_{o1} and v_{o2} , respectively.

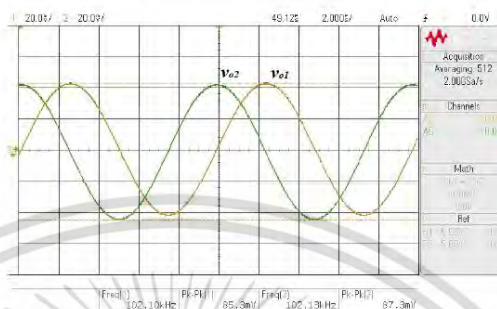


Figure 25. Measured quadrature waveform.

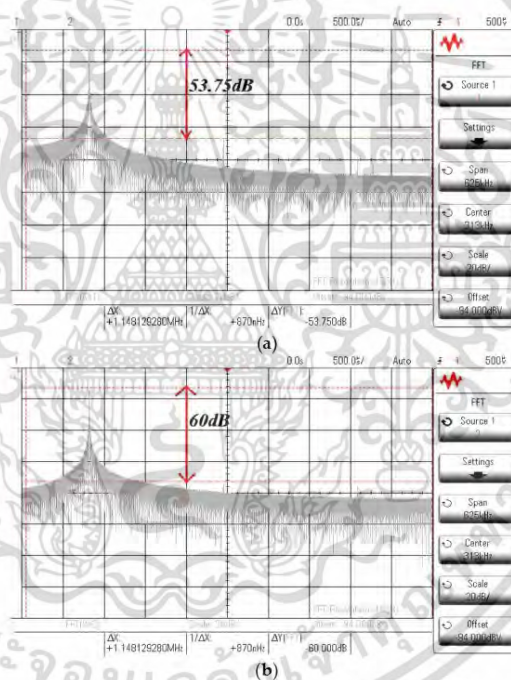


Figure 26. Measured output spectrum of v_{o1} and v_{o2} . (a) v_{o1} . (b) v_{o2} .

5. Conclusions

In this paper, the voltage-mode multifunction first-order filter built with single commercially available LT1228 IC was proposed. It can provide four first-order filtering responses. For the all-pass functions employed as the phase shifter, both lagging and leading phase responses were obtained with the same configuration. The pole frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

and phase shift angle were electronically controlled via bias current I_B . Although the proposed all-pass functions require the matching conditions of R_1 and R_f , tuning of the lagging and leading phase responses can be adjusted from the single I_B without matching conditions from two or three parameters during the tuning process. The pass-band gain of HP and LP filtering function was controllable via R_1 and R_f . The analysis of LT1228 parasitic effects revealed that the Z_T was the most effective in filtering performances. To reduce the effect of Z_T , the value of R_f should be low. At low value of R_f , the bandwidth of the proposed multifunction filter could also be enhanced. Therefore, the pass-band gain of the LP and HP filter should be tuned via R_1 without affecting the bandwidth. The performances of the proposed filter were verified through the simulation and experiment. The simulation and experimental results confirm the theoretical propositions. Moreover, the quadrature sinusoidal oscillator realized from the proposed first-order all-pass filter is shown as the application example.

Author Contributions: Conceptualization, W.J., S.S. and P.S. (Phamorn Silapan); Methodology, W.J., U.B., F.K.; R.S. and P.S. (Phamorn Silapan); Validation, W.J., U.B. and P.S. (Phamorn Silapan); Formal Analysis, W.J., U.B., S.S., P.S. (Peerawat Suwanjan) and A.C.; Investigation, W.J., U.B., F.K., R.S., P.S. (Peerawat Suwanjan) and A.C.; Writing—Original Draft Preparation, W.J., S.S. and U.B.; Writing—Review and Editing, W.J., U.B., S.S., E.K., R.S., P.S. (Phamorn Silapan), P.S. (Peerawat Suwanjan) and A.C. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: Research described in the paper was supported by Faculty of Industrial Education and Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL) under grant 2562-02-009.

Acknowledgments: The authors would like to thank the anonymous reviewers for providing valuable comments which helped improve the paper substantially.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. Kumngern, M.; Aupithak, N.; Khateb, F.; Kulej, T. 0.5 V Fifth-Order Butterworth Low-Pass Filter Using Multiple-Input OTA for ECG Applications. *Sensors* **2020**, *20*, 7343. [CrossRef]
2. Wang, S.F.; Chen, H.P.; Ku, Y.; Zhong, M.X. Voltage-mode multifunction biquad filter and its application as fully-uncoupled quadrature oscillator based on current-feedback operational amplifiers. *Sensors* **2020**, *20*, 6681.
3. Prommee, P.; Wongprommoon, N.; Kumngern, M.; Jaikla, W. Low-voltage low-pass and band-pass elliptic filters based on log-domain approach suitable for biosensors. *Sensors* **2019**, *19*, 5581. [CrossRef]
4. Myderrizi, I.; Minaei, M.; Yuce, E. An Electronically Fine-Tunable Multi-Input-Single-Output Universal Filter. *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst. II Express Briefs* **2011**, *58*, 356–360. [CrossRef]
5. Jaikla, W.; Khateb, F.; Kulej, T.; Pitaksuttayaprot, K. Universal Filter Based on Compact CMOS Structure of VDDA. *Sensors* **2021**, *21*, 1683. [CrossRef] [PubMed]
6. Wang, S.-F.; Chen, H.-P.; Ku, Y.; Li, Y.-F. High-Input Impedance Voltage-Mode Multifunction Filter. *Appl. Sci.* **2021**, *11*, 387. [CrossRef]
7. Yuce, E.; Tez, S. A Novel Voltage-Mode Universal Filter Composed of Two Terminal Active Devices. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2018**, *86*, 202–209. [CrossRef]
8. Wang, S.-F.; Chen, H.-P.; Ku, Y.; Yang, C.-M. Independently tunable voltage-mode OTA-C biquadratic filter with five inputs and three outputs and its fully-uncoupled quadrature sinusoidal oscillator application. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2019**, *110*, 152822. [CrossRef]
9. Faseehuddin, M.; Herencsar, N.; Albrni, M.A.; Sampe, J. Electronically Tunable Mixed-Mode Universal Filter Employing a Single Active Block and a Minimum Number of Passive Components. *Appl. Sci.* **2021**, *11*, 55. [CrossRef]
10. Chen, H.P.; Yang, W.S. Electronically Tunable Current Controlled Current Conveyor Transconductance Amplifier-Based Mixed-Mode Biquadratic Filter with Resistorless and Grounded Capacitors. *Appl. Sci.* **2017**, *7*, 244. [CrossRef]
11. Jaikla, W.; Adhan, S.; Suwanjan, P.; Kumngern, M. Current/voltage controlled quadrature sinusoidal oscillators for phase sensitive detection using commercially available IC. *Sensors* **2020**, *20*, 1319. [CrossRef] [PubMed]
12. Maheshwari, S.; Ansari, M.S. Catalog of Realizations for DXCCII using Commercially Available ICs and Applications. *Radioengineering* **2012**, *21*, 281–289.
13. Dogan, M.; Yuce, E. A new CFOA based grounded capacitance multiplier. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2020**, *115*, 153034. [CrossRef]
14. Yuce, E.; Minaei, S. Commercially Available Active Device Based Grounded Inductor Simulator and Universal Filter with Improved Low Frequency Performances. *J. Circuits Syst. Comput.* **2017**, *26*, 1750052. [CrossRef]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

15. Senani, R.; Bhaskar, D.R.; Kumar, P. Two-CFOA-Grounded-Capacitor First-order All-pass Filter Configurations with Ideally Infinite Input Impedance. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2021**, *137*, 153742. [CrossRef]
16. Herencsar, N.; Koton, J.; Hanak, P. Universal Voltage Conveyor and its Novel Dual-Output Fully-Cascadable VM APF Application. *Appl. Sci.* **2017**, *7*, 307. [CrossRef]
17. Kartci, A.; Sotner, R.; Jerabek, J.; Herencsar, N.; Petrzel, J. Phase shift keying modulator design employing electronically controllable all-pass sections. *Analog. Integr. Circuits Signal Process.* **2016**, *89*, 781–800. [CrossRef]
18. Chaichana, A.; Siripongdee, S.; Jaikla, W. In Electronically Adjustable Voltage-mode First-order Allpass Filter Using Single Commercially Available IC. In Proceedings of the 2nd International Conference on Smart Materials Applications (ICSMA), Tokyo, Japan, 19–22 January 2019.
19. Yuce, E.; Verma, R.; Pandey, N.; Minaei, S. New CFOA-based first-order all-pass filters and their applications. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2019**, *103*, 57–63. [CrossRef]
20. Jitender; Mohan, J.; Chaturvedi, B. All-Pass Frequency Selective Structures: Application for Analog Domain. *J. Circuits Syst. Comput.* **2021**, *30*, 2150150. [CrossRef]
21. Yuce, E.; Minaei, S. A New First-Order Universal Filter Consisting of Two ICCII+s and a Grounded Capacitor. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2021**, *137*, 153802. [CrossRef]
22. Barile, G.; Safari, L.; Pantoli, L.; Stornelli, V.; Ferri, G. Electronically Tunable First Order AP/LP and LP/HP Filter Topologies Using Electronically Controllable Second Generation Voltage Conveyor (CVCI). *Electronics* **2021**, *10*, 822. [CrossRef]
23. Chaturvedi, B.; Mohan, J.; Kumar, A.; Pal, K. Current-Mode First-Order Universal Filter and its Voltage-Mode Transformation. *J. Circuits Syst. Comput.* **2020**, *29*, 2050149. [CrossRef]
24. Chaturvedi, B.; Mohan, J.; Jitender; Kumar, A. Resistorless Realization of First-Order Current Mode Universal Filter. *Radio Sci.* **2020**, *55*, e2019RS006932. [CrossRef]
25. Banerjee, K.; Bnadopadhyaya, P.K.; Sarkar, B.; Biswas, A. Multi Input Single Output using Operational Transresistance Amplifier as First Order Filter. In Proceedings of the 2nd International Conference on VLSI Device, Circuit and System (VLSI DCS), Kolkata, India, 18–19 July 2020.
26. Agrawal, D.; Maheshwari, S. An active-C current-mode universal first-order filter and oscillator. *J. Circuits Syst. Comput.* **2019**, *28*, 1950219. [CrossRef]
27. Jaikla, W.; Talabthong, P.; Siripongdee, S.; Supavarasuwat, P.; Suwanjan, P.; Chaichana, A. Electronically controlled voltage mode first order multifunction filter using low-voltage low-power bulk-driven OTAs. *Microelectron. J.* **2019**, *91*, 22–35. [CrossRef]
28. Singh, P.; Varshney, V.; Kumar, A.; Nagaria, R.K. Electronically tunable first order universal filter based on CCDDCCTA. In Proceedings of the 2019 IEEE Conference on Information and Communication Technology (CICT), Allahabad, India, 6–8 December 2019.
29. Chaturvedi, B.; Mohan, J.; Jitender; Kumar, A. A Novel Realization of Current-Mode First Order Universal Filter. In Proceedings of the 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), Noida, India, 7–8 March 2019; pp. 623–627.
30. Chaturvedi, B.; Kumar, A.; Mohan, J. Low Voltage Operated Current-Mode First-Order Universal Filter and Sinusoidal Oscillator Suitable for Signal Processing Applications. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2019**, *99*, 110–118. [CrossRef]
31. Chaturvedi, B.; Kumar, A. Electronically Tunable First-Order Filters and Dual-Mode Multiphase Oscillator. *Circuits Syst. Signal Process.* **2019**, *38*, 2–25. [CrossRef]
32. Abaci, A.; Yuce, E. Voltage-mode first-order universal filter realizations based on subtractors. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2018**, *90*, 140–146. [CrossRef]
33. Chinpark, K.; Jaikla, W.; Siripongdee, S.; Suwanjan, P. Electronically controllable first-order multifunction filter with using single active building block. In Proceedings of the 3rd International Conference on Control and Robotics Engineering (ICCRE), Nagoya, Japan, 20–23 April 2018; pp. 192–195.
34. Kumar, A.; Paul, S.K. Current mode first order universal filter and multiphase sinusoidal oscillator. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2017**, *81*, 37–49. [CrossRef]
35. Safari, L.; Yuce, E.; Minaei, S. A new ICCII based resistor-less current-mode first-order universal filter with electronic tuning capability. *Microelectron. J.* **2017**, *67*, 101–110. [CrossRef]
36. Yuce, E.; Minaei, S. A First-Order Fully Cascadable Current-Mode Universal Filter Composed of Dual Output CCII and a Grounded Capacitor. *J. Circuit Syst. Comp.* **2016**, *25*, 1650042. [CrossRef]
37. Herencsar, N.; Lahiri, A.; Koton, J.; Vrba, K. First-order multifunction filter design using current amplifiers. In Proceedings of the 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Vienna, Austria, 27–29 June 2016; pp. 279–282.
38. Sotner, R.; Jerabek, J.; Herencsar, N.; Prokop, R.; Lahiri, A.; Dostal, T.; Vrba, K. First-Order Transfer Sections with Reconnection-Less Electronically Reconfigurable High-Pass, All-Pass and Direct Transfer Character. *J. Electr. Eng.* **2016**, *67*, 12–20. [CrossRef]
39. Li, Y.A. A series of new circuits based on CFITAs. *AEU Int. J. Electron. Commun.* **2012**, *66*, 587–592. [CrossRef]
40. Banerjee, K.; Ranjan, A.; Paul, S.K. New first order multifunction filter employing operational transresistance amplifier. In Proceedings of the 5th International Conference on Computers and Devices for Communication (CODEC), Kolkata, India, 17–19 December 2012.
41. Hornig, J.W.; Hou, C.L.; Tseng, C.Y.; Chang, R.; Yang, D.Y. Cascadable current-mode first-order and second-order multifunction filters employing grounded capacitors. *Act. Passiv. Electron.* **2012**, *2012*, 261075. [CrossRef]
42. Shah, N.A.; Iqbal, S.Z.; Parveen, B. Simple first-order multifunction filter. *Indian J. Pure Appl. Phys.* **2004**, *42*, 854–856.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

43. 100 MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control. Available online: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/1228fd.pdf> (accessed on 15 February 2021).
44. Duangmalai, D.; Suwanjan, P. The Voltage-Mode first order universal filter using single VD-DIBA with electronic controllability. *Int. J. Electr. Comput. Eng.* **2022**, in press.
45. Yucel, F. A DVCC-Based Current-Mode First-Order Universal Filter. *J. Circuit Syst. Comp.* **2021**. [CrossRef]
46. Mahattanakul, J.; Toumazou, C. A theoretical study of the stability of high frequency current feedback op-amp integrators. *IEEE Trans. Syst. I Fundam. Theor. Appl.* **1996**, *43*, 2–12.
47. Sansen, W. Distortion in elementary transistor circuits. *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog. Digit. Signal Process.* **1999**, *46*, 315–325. [CrossRef]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

