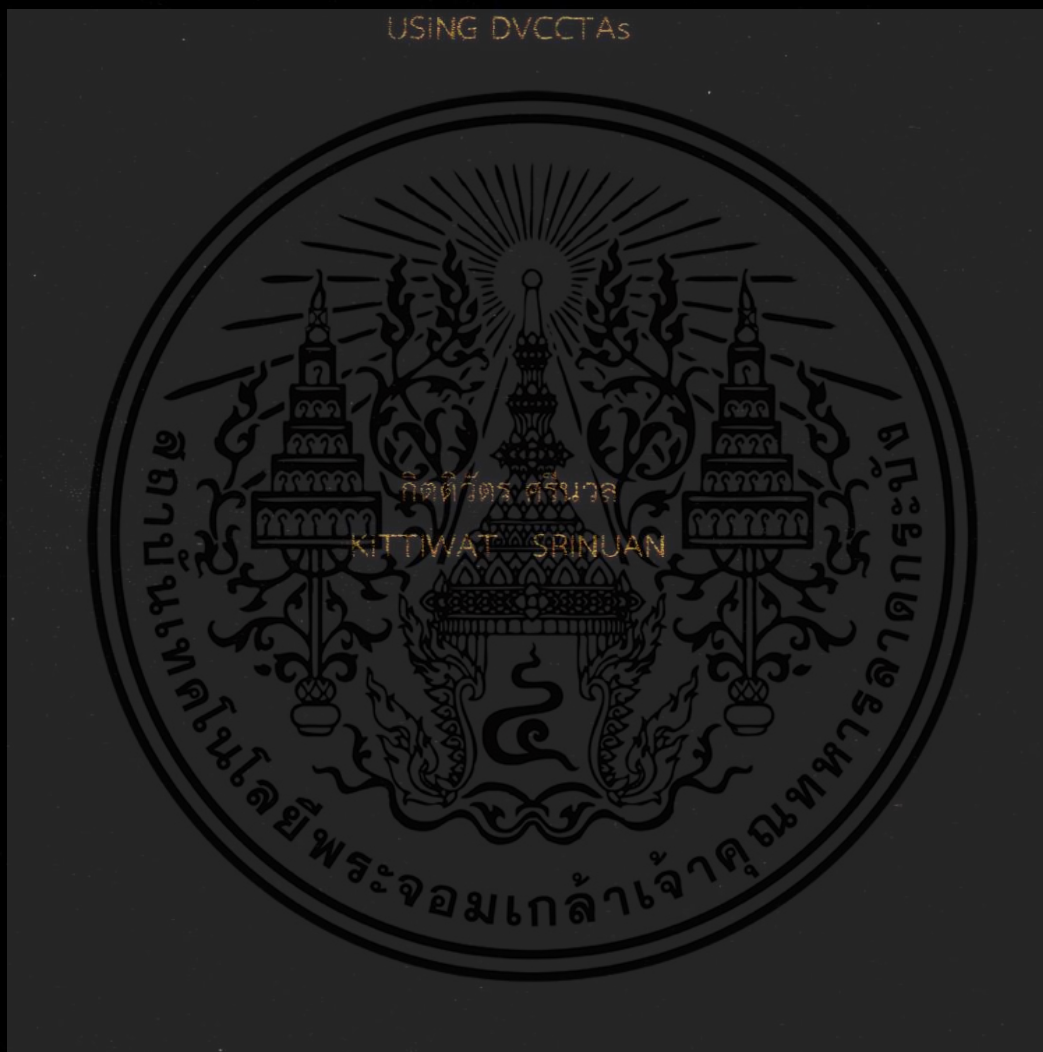


การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจร
กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA

SYNTHESIS AND DESIGN OF UNIVERSAL FILTER AND ITS APPLICATION
AS QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATOR
USING DVCCTAs



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2559
KMUTL-2016-ED-M-232-110

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจร
กำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA

SYNTHESIS AND DESIGN OF UNIVERSAL FILTER AND ITS APPLICATION
AS QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATOR
USING DVCCTAs



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะครุศาสตรบัณฑิต
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2559
KMITL-2016-ED-M-232-110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF UNIVERSAL FILTER AND ITS APPLICATION
AS QUADRATURE SINUSOIDAL OSCILLATOR
USING DVCCTAs



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF SCIENCE IN INDUSTRIAL EDUCATION
IN ELECTRONICS
FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2016
KMITL-2016-ED-M-232-110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2016

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และ
การประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์
โดยใช้ DVCCTA

Synthesis and Design of Universal Filter and its
Application as Quadrature Sinusoidal Oscillator
Using DVCCTAs

นักศึกษา

นายกิตติวัตร ศรีนวล

รหัสประจำตัว

56603282

ปริญญา

ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

อิเล็กทรอนิกส์

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ปิยะ ศุภวาราสวัสดิ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กิติพงศ์	มะโน	
ผศ.ดร.วินัย	ใจกล้า	
รศ.ปิยะ	ศุภวาราสวัสดิ์	
รศ.ดร.พีระวุฒิ	สุวรรณจันทร์	
ผศ.ดร.ศุภวัฒน์	ลาวัณย์วิสุทธิ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ

11 กรกฎาคม 2559 เวลา 15.00 น. เป็นต้นไป

สถานที่สอบ

ณ ห้องเรียนปริญญาเอก คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมรับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กิติพงศ์ มะโน)

คณบดี คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม

วันที่ 29 เดือน ก.ค. พ.ศ. 2559

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA
นักศึกษา	นายกิตติวัตร ศรีนวล
รหัสประจำตัว	56603282
ปริญญา	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	อิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2559
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ. ดร.วินัย ไจกล้ำ
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ ควอดราเจอร์โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง (DVCCTA) เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟ ต่อร่วมกับอุปกรณ์แพสซีฟต่อลงกราวด์ซึ่งวงจรกรองความถี่ที่ออกแบบนี้ใช้ DVCCTA จำนวนสอง วงจรต่อร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัวและตัวต้านทานสองตัว วงจรกรองความถี่สามารถให้เอาต์พุตที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ อีกทั้งให้เอาต์พุตที่เป็น กระแส คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ สูงและ ฟังก์ชันกรอง หยุดแถบความถี่ วงจรกรองความถี่ไม่ต้องการการแมทชิ่งของอุปกรณ์ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้ โดยไม่ส่งผลกระทบต่อ ค่าความถี่ธรรมชาติ วงจรกรองความถี่ มีความต้านทานอินพุต สูง นอกจากนี้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบ ควอดราเจอร์ ในโหมดแรงดันและโหมดกระแส ได้ ค่าความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณสามารถปรับได้อิสระจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ซึ่งการวิจัยนี้ได้ จำลองการทำงาน ด้วยโปรแกรม PSPICE และทดลองต่อวงจรจริงเพื่อทำการเปรียบเทียบผลที่ได้วิเคราะห์ไว้ในทาง ทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Synthesis and design of universal filter and its application as quadrature sinusoidal oscillator using DVCCTAs
Student	Mr. Kittiwat Srinuan
Student ID	56603282
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electronics
Year	2016
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Winai Jaikla
Thesis Co-Advisor	Assoc. Prof. Piya Supavarasuwat

ABSTRACT

This thesis presents the universal filter and its application as quadrature sinusoidal oscillator employing differential voltage current conveyor transconductance amplifier (DVCCTA) and all grounded passive elements. It employs two DVCCTAs as active element with two grounded capacitors and two grounded resistors. The proposed filter can simultaneously provide output voltage functions which are Low-Pass (LP), Band-Pass (BP) and Band-Reject (BR) responses and output current functions which are High-Pass (HP) and Band-Pass (BP) responses. The component matching conditions are not required. The tuning of quality factor can be electronically tuned without affecting the nature frequency. The filter has high input impedance. With slightly modifying the proposed filter, the voltage-mode and current-mode quadrature sinusoidal oscillator with independent control of the frequency of oscillation and condition of oscillation. PSPICE simulation and experimental results were provided to demonstrate the theoretical analysis and they were found that the result agree well with theoretical analysis.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความอนุเคราะห์จาก ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ปิยะ ศุภวาราสุวัฒน์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ขอบพระคุณ ผศ.ดร.ศุภวัฒน์ ลาวัณย์วิสุทธิ คณบดีคณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏเทพสตรี รศ.ดร.กิติพงศ์ มะโน และคณาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรมทุกท่าน ที่ได้ให้คำชี้แนะและแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างสมบูรณ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณา ขอขอบพระคุณอาจารย์ทั้งในอดีตถึงปัจจุบันทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ ตลอดจนแง่คิดต่างๆ อันก่อให้เกิดประโยชน์ต่อการวิจัยในครั้งนี้จนกระทั่งประสบผลสำเร็จ ขอขอบพระคุณเจ้าหน้าที่งานบัณฑิตศึกษาและบุคลากรในคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมทุกท่าน ที่ให้ความช่วยเหลือและอำนวยความสะดวกในการติดต่อสอบถามสำหรับการจัดทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้ ขอขอบคุณคุณภัทรพรธม มณีแดง และเพื่อนๆ นักศึกษาหลักสูตรการศึกษาระดับปริญญาตรีก้าวหน้า ภาควิชาครุศาสตร์วิศวกรรม สาขาอิเล็กทรอนิกส์ รุ่น 1 ทุกคนที่คอยให้คำปรึกษา ข้อคิดเห็น ตลอดจนคอยให้กำลังใจ และเป็นแรงผลักดันให้แก่ผู้วิจัย และขอบคุณวิทยาลัยเทคนิคสัทธิ์และวิทยาลัยเทคโนโลยีภาคตะวันออก (อี.เทค) ที่ให้การสนับสนุนการศึกษาตลอดหลักสูตรการศึกษานี้ สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อประภาส ศรีนวล คุณแม่ จันทร์เทวี ศรีนวล และครอบครัว ผู้เป็นที่รักคอยเป็นกำลังใจทั้งให้การสนับสนุนและช่วยเหลือในทุกด้านมาโดยตลอด

ประโยชน์อันพึงมีและความรู้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ที่ส่งผลให้เกิดประโยชน์แก่บุคคลต่างๆ รวมทั้งนักศึกษารุ่นน้อง ด้วยอันสงสัที่ได้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านด้วยความเคารพยิ่ง หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

กิตติวัตร ศรีนวล

สารบัญ

หน้า	
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 กรอบแนวคิดของงานวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	4
1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	5
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	6
2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่.....	6
2.2 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่.....	17
2.3 หลักการทั่วไปของวงจรถ้าเนิดสัญญาณ.....	17
2.4 หลักการทำงานของวงจรถ้าเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณิทำงานในอุดมคติ.....	21
2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	22
บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย.....	40
3.1 การสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่.....	41
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่และวงจรถ้าเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณิทำงานในอุดมคติ.....	46
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรกรองความถี่และวงจรถ้าเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณิทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	54
3.4 การวิเคราะห์หาความไว.....	79
3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต.....	82
บทที่ 4 ผลการการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล.....	88
4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCTA มีโครงสร้างเป็นมอสทรานซิสเตอร์ด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE.....	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCTA มี โครงสร้างเป็นไอซีด้วยการต่อวงจรจริง.....	95
4.3 การเปรียบเทียบโครงสร้างวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้วงจรรวม สำเร็จรูปแบบต่างๆ.....	104
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ.....	106
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	106
5.2 อภิปรายผลการวิจัย.....	108
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัยครั้งต่อไป.....	109
บรรณานุกรม.....	110
ประวัติผู้เขียน.....	113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ.....	88
4.2 ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ.....	89
4.3 ค่าความต้านทานและความจุแฝงในตัว DVCCTA.....	91
4.4 การศึกษาโครงสร้างวงจรรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่เลือกใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิดต่างๆ.....	104



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่หลายหน้าที่	3
2.1 วงจรองความถี่แบบ 2 พอร์ต	7
2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรองผ่านความถี่ต่ำ	8
2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรองผ่านความถี่สูง	9
2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรองผ่านแถบความถี่	9
2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรองหยุดแถบความถี่	10
2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรองผ่านทุกความถี่	10
2.7 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง	12
2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง	12
2.9 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง	13
2.10 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง	13
2.11 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง	14
2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง	14
2.13 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง	15
2.14 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง	15
2.15 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง	16
2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง	16
2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง	16
2.18 บล็อกไดอะแกรมแสดงองค์ประกอบวงจรกิจต์สัญญาณ	18
2.19 บล็อกไดอะแกรมของวงจรมีการป้อนกลับแบบบวก	18
2.20 บล็อกไดอะแกรมเกณฑ์ของบาร์คัสเซ่น	20
2.21 สัญลักษณ์ของวงจรมายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง	22
2.22 โครงสร้างวงจรมายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง ที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์	22
2.23 วงจรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ DDCCTA	23
2.24 วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้ DDCCTA	24
2.25 วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ DDCC และ DO-CCII	26
2.26 วงจรองความถี่หลายหน้าที่ใช้ DDCCTA	28
2.27 วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ DVCC	29
2.28 วงจรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DDCCTA	31
2.29 วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโดยใช้ DDCCTA เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟ	33
2.30 วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ ICCII	34
2.31 วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ FDCCII	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.32 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ VD- DIBA.....	38
3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย.....	40
3.2 กรอบแนวความคิดในการสังเคราะห์วงจรอินติเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียและวงจรถยายสัญญาณ.....	41
3.3 วงจรอินติเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียและวงจรถยายสัญญาณ.....	42
3.4 กรอบแนวความคิดในการการสังเคราะห์วงจรอินติเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย.....	43
3.5 วงจรอินติเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย.....	43
3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ.....	45
3.7 วงจรการประยุกต์เป็นวงกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์.....	45
3.8 ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงใน DVCCTA.....	66
3.9 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอเมื่อพิจารณาความต้านทานและความจุแฝงใน DVCCTA.....	66
3.10 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ที่ได้จากกระประยুক্তจากวงจรถยายความถี่เมื่อพิจารณาความต้านทานและความจุแฝงใน DVCCTA.....	75
3.11 โครงสร้างภายในอุปกรณ์ DVCCTA ที่ใช้ในการต่อวงจรจริง.....	84
4.1 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่.....	90
4.2 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่.....	90
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับ R_1 ที่ 500 Ω , 800 Ω และ 1,500 Ω	92
4.4 ผลตอบสนองโดเมนเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่.....	92
4.5 การเปรียบเทียบค่าแรงดันอินพุตเทียบกับสัญญาณที่เป็นกระแสของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และ กรองผ่านแถบความถี่.....	93
4.6 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกรวมของแต่ละฟังก์ชันกรองความถี่เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุต.....	93
4.7 ขนาดสัญญาณไซน์ควอดราเจอร์โหมดแรงดันเมื่อเปลี่ยนค่า I_{B1}	94
4.8 สัญญาณไซน์ควอดราเจอร์โหมดแรงดันที่จุด V_{O1} และ V_{O2}	94
4.9 สัญญาณไซน์ควอดราเจอร์โหมดกระแสที่จุด I_{O1} และ I_{O2}	95
4.10 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ในการทดลองจริง.....	96
4.11 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่.....	96
4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับ R_1	97
4.13 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (ก) $f=30$ kHz, (ข) $f=100$ kHz และ (ค) $f=300$ kHz.....	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก) $f=70$ kHz, (ข) $f=100$ kHz และ (ค) $f=140$ kHz.....	99
4.15 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก) $f=70$ kHz, (ข) $f=100$ kHz และ (ค) $f=140$ kHz.....	101
4.16 โครงสร้างแบบไอซีของวงจรถ้าเนิดสัญญาณ.....	102
4.17 ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเปลี่ยนค่ากระแส I_{B1}	102
4.18 สัญญาณควอดราเจอร์ที่จุด V_{O1} และ V_{O2} (ก) $I_{B1} = 90\mu A$ (ข) $I_{B1} = 100\mu A$, (ค) $I_{B1} = 300\mu A$	103



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรรองความถี่ เป็นวงจรที่มีความสำคัญอย่างมากในงานวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งวงจรจะทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณอินพุตที่ต้องการให้ออกไปที่เอาต์พุตและกำจัดสัญญาณอินพุตที่ไม่ต้องการออกไปหรือลดทอนสัญญาณลง นอกจากนี้วงจรรองความถี่ยังถูกนำไปใช้ในในงานด้านอื่นๆ เช่น ด้านการแพทย์ วงจรรองความถี่ถูกนำไปประยุกต์เป็นส่วนหนึ่งของวงจรในเครื่องมือตรวจคลื่นไฟฟ้าของหัวใจ (Yongjin, et al. 2008 : 1-11) ซึ่งในการออกแบบวงจรรองความถี่ส่วนใหญ่จะนิยมออกแบบเป็นวงจรรองความถี่ หลายหน้าที่ เนื่องจากสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรรองความถี่ได้หลายแบบในวงจรเดียว ทำให้ใช้งานได้อย่างกว้างขวาง นอกจากนี้มีวงจรรองความถี่สัญญาณซึ่งถือเป็นวงจรที่มีความสำคัญต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานต่างๆ เช่น การมอดูเลตสัญญาณซิงเกิลไซด์แบน (Holzel, 1993 : 758-760) โดยในการออกแบบวงจรเหล่านี้จะต้องทำให้วงจรมีประสิทธิภาพ คือ ใช้แรงดันไฟฟ้าต่ำ บริโภคพลังงานไฟฟ้าต่ำ และจำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการออกแบบน้อยเป็นต้น

ปัจจุบันมีผลงานวิจัยที่นำเสนอการออกแบบวงจรรวมสำเร็จรูปโดยใช้ วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดอินพุ ตแรงดันผลต่าง(Differential voltage current conveyor transconductance amplifier : DVCCTA) (Juntakun, et al. 2009 : 560-563) เป็นวงจรรวมสำเร็จรูปชนิดหนึ่ง ซึ่งเป็น อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบแอ็กทิฟมีหลายขั้ว มีโครงสร้างภายในประกอบไปด้วยวงจรรวมขยายความนำถ่ายโอน (Operational transconductance amplifier : OTA) ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตในโหมดของ แรงดันและให้เอาต์พุตในโหมดกระแส และวงจรรวมสายพานกระแสชนิดอินพุตแรงดันผลต่าง (Differential voltage current conveyor : DVCC) ที่มีคุณสมบัติ คือ มีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูงและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก ดังนั้นอุปกรณ์แอ็กทิฟ DVCCTA นี้มีคุณลักษณะการทำงานที่น่าสนใจ คือ สามารถทำงานได้ทั้งในโหมดแรงดันและกระแส มีความต้านทานอินพุตสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งสามารถควบคุมการทำงาน ด้วยการควบคุมกระแสไบอัส (I_B) จากภายนอก ด้วยคุณสมบัติของ DVCCTA ที่มีจึงทำให้สะดวกต่อการนำไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่ที่ทำงานในโหมดแรงดันและสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

เมื่อพิจารณาจากจำนวนอินพุตและเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ วงจรที่ได้รับความนิยมคือ ประเภทหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุต (Single Inputs Multiple Output : SIMO) (Wang, et al. 2009 : 83-88) ข้อดีที่น่าสนใจของวงจรรองความถี่ประเภทนี้คือ ป้อนอินพุตได้ต่อเนื่องโดยไม่ต้องมีเงื่อนไขในการป้อนอินพุตโดยจะมีการประยุกต์ใช้งานด้านต่างๆเช่น ครอสโอเวอร์เน็ตเวิร์ก (Crossover network) ที่สามารถแยกสัญญาณเสียงที่มีความถี่ต่างกันได้

ผู้วิจัยได้ศึกษางานวิจัยที่ใช้วงจรรวมสำเร็จรูปที่มีผู้นำเสนอไว้ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ ซึ่งเป็นวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันแบบหนึ่งอินพุต -หลายเอาต์พุต ที่ได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องแต่อย่างไรก็ตามวงจรรองความถี่เหล่านั้นยังมีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ คือ ใช้จำนวนอุปกรณ์แพสซีฟมากกว่า 4 ตัว (Chiu, et al. 2010 : 121-125), (Horng, 2010 : 407-413),

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ไปยังระบบอินเทอร์เน็ต การทำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Minaei and Yuce, 2010 : 295-309), (Chiu and Horng, 2011 : 97-101), (Wang, et al. 2011 : 552-556), (Chen, et al. 2012 : 2234-2237) ไม่สามารถควบคุมความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ (Chiu, et al. 2010 : 121-125), (Horng, 2010 : 407-413), (Minaei and Yuce, 2010 : 295-309), (Chiu and Horng, 2011 : 97-101), (Chiu, et al. 2011: 39-42), (Wang, et al. 2011 : 552-556), (Chen, et al. 2012 : 2234-2237), (Horng, 2012 : 153-162), (Chen, 2014 : 1-7) (Mohan, et al. 2014 : 1-7) ไม่สามารถปรับค่าควอลิตี้เฟคเตอร์ได้อิสระจากค่าความถี่ (Minaei and Yuce, 2010 : 295-309), (Chiu and Horng, 2011 : 97-101), (Chiu, et al. 2011: 39-42), (Kumngern, 2011: 649-653), (Kumngern, et al. 2011 : 774-777), (Tagsrirat and Channumsin, et al. 2011 : 905-910), (Kumngern and Junnapiya. 2012 : 152-155) (Pandey, et al. 2012 : 46-51), (Chanumsin, et al. 2012 : 555-561), (Chanumsin, et al. 2012 : 1-4), (Horng, 2012 : 153-162), (Chanumsin, et al. 2013 : 227-234), (Chanumsin and Tangsrirat, 2013 : 1084-1091), (Chen, 2014 : 1-7), (Mohan, et al. 2014 : 1-7) และ (Jaikla, et al. 2015: 914-921) ต้องการการแมทซิงกันของอุปกรณ์ (Chiu, et al. 2010 : 121-125), (Horng, 2010 : 407-413), (Chiu and Horng, 2011 : 97-101), (Kumngern and Junnapiya. 2012 : 152-155), (Chanumsin, et al. 2012 : 555-561), (Horng, 2012 : 153-162), (Chanumsin, et al. 2013 : 227-234), (Chanumsin and Tangsrirat, 2013 : 1084-1091), (Mohan, et al. 2014 : 1-7) และความต้านทานที่ขั้วอินพุตไม่สูงไม่เหมาะต่อการนำไปต่อคาสเคดในอันดับที่สูงขึ้น (Horng, 2010 : 407-413), (Chiu and Horng, 2011 : 97-101), (Kumngern and Junnapiya. 2012 : 152-155), (Chen, et al. 2012 : 2234-2237), (Horng, 2012 : 153-162), (Chanumsin and Tangsrirat, 2013 : 1084-1091), (Chen, 2014 : 1-7) (Mohan, et al. 2014 : 1-7)

จากหลักการและเหตุผลที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ในงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ที่จะสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA เป็นอุปกรณ์หลักในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA

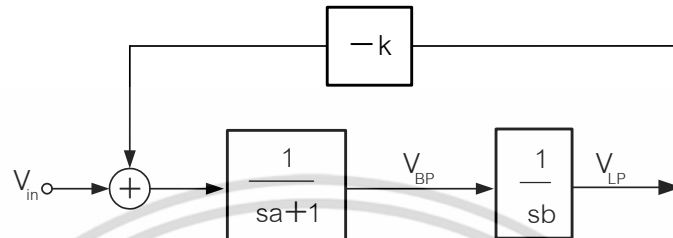
1.2.2 เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์ และออกแบบไว้ในกรณีอุดมคติและกรณีไม่เป็นอุดมคติ

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบด้วยโปรแกรม PSPICE และทดสอบโดยการต่อวงจรจริง

1.3 กรอบแนวคิดของงานวิจัย

แนวความคิดในสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรถักกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสีย (Lossy Integrator) ต่อกับ วงจรอินทิเกรเตอร์ แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) วงจรขยายสัญญาณและ วงจรรวมสัญญาณ โดยโครงสร้างวงจรมีหนึ่งอินพุต-สองเอาต์พุต โดยที่ a คือ ค่าคงที่เวลา (Time Constant) ของวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย b คือ ค่าคงที่เวลาของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย และ k คือ อัตราขยายแรงดันของวงจรขยายจะได้ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการที่ (1.1) และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการที่ (1.2)



รูปที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{1}{ab} \frac{1}{s^2 + \frac{s}{a} + \frac{k}{ab}} \quad (1.1)$$

สมการที่ (1.1) จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำซึ่งมีอัตราการขยายมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{k}$

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

สมการที่ (1.2) จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ซึ่งมีอัตราการขยายมีค่าเท่ากับ 1 และจากสมการที่ (1.1) และ (1.2) จะได้ความถี่ธรรมชาติ (Natural Frequency : ω_0) ดังสมการที่ (1.3) และควอลิตี้เฟคเตอร์ (Quality Factor : Q) ดังสมการที่ (1.4)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{ab}} \quad (1.3)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{ak}{b}} \quad (1.4)$$

จากสมการที่ (1.3) - (1.4) ในกรณีที่มีตัวแปรใดซ้ำกันในพารามิเตอร์ a , b หรือ k เช่น กำหนดให้ $a = C_A R_A$, $b = \frac{C_B}{g_{mA}}$ และ $k = \frac{R_A}{R_B}$ และแทน a , b และ k ลงในสมการที่ (1.3) - (1.4) จะได้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{mA}}{C_A C_B R_B}} \quad (1.5)$$

และ

$$Q = R_A \sqrt{\frac{g_{mA} C_A}{C_B R_B}} \quad (1.6)$$

จากสมการที่ (1.5) และสมการที่ (1.6) พบว่าควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับอิสระจากความถี่ธรรมชาติโดยการปรับที่ตัวแปร R_A

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1.4.1 ใช้วงจรขยายความนำถ่ายไอออนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่างสองวงจรถาวร
- 1.4.2 วงจรใช้ตัวเก็บประจุ และตัวต้านทานเป็นอุปกรณ์แพสซีฟอย่างละ สองตัวต่อลงกราวนด์
- 1.4.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และ การประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบควอดราราเจอร์โดยใช้ DVCCTA สามารถควบคุมการทำงานด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
- 1.4.4 ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติ
- 1.4.5 การ ออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCTA มีโครงสร้างเป็นมอสทรานซิสเตอร์จะใช้ NMOS และ PMOS เป็นโครงสร้างภายในของ DVCCTA จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยี 0.25 μm TSMC
- 1.4.6 มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง
- 1.4.7 สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานได้ สี่ฟังก์ชัน แบ่งเป็น ฟังก์ชัน ที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรอง หยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันที่เป็นกระแส คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่
- 1.4.8 สามารถประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราราเจอร์โหมดแรงดันและกระแสที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา
- 1.4.9 การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCTA มีโครงสร้างเป็นไอซีจะใช้ ไอซี AD830, AD844 และ LM13700 เป็นโครงสร้างภายในของ DVCCTA ที่ใช้ในการต่อวงจรจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.10 ทดสอบสมรรถนะของวงจรผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง

1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

1.5.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Universal Filter Circuit) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่มีอินพุตหนึ่งจุดมีเอาต์พุตตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่โดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน

1.5.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) หมายถึง วงจรที่สร้างสัญญาณที่เป็นสัญญาณรูปไซน์ (Sine Wave)

1.5.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง (differential voltage current conveyor transconductance amplifier: DVCCTA) หมายถึง วงจรรวมสำเร็จรูปชนิดหนึ่ง ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบแอ็กทิฟมีหลายขั้ว แบ่งเป็นขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าและขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาออก โดยมีขั้ว Y_1 , Y_2 , X , O และขั้ว Z มีโครงสร้างภายในประกอบไปด้วย วงจรสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง และวงจรขยายความนำถ่ายโอนสามารถทำงานได้ทั้งในโหมดแรงดันและกระแส มีความต้านทานอินพุตสูง

1.5.4 การสังเคราะห์ (Synthesis) หมายถึง การนำอุปกรณ์ แอ็กทิฟ (DVCCTA) ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุมาต่อรวมกันเพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่มี คุณสมบัติ อินพุตอิมพีแดนซ์สูงและสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับอิสระจากความถี่ธรรมชาติ

1.5.5 การออกแบบ (Design) หมายถึง การนำวงจรกรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์ไว้ มาปรับค่าอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลการตอบสนองทางความถี่ตามต้องการ

1.5.6 โหมดแรงดัน (Voltage-Mode) หมายถึง วงจรกรองความถี่ในโหมดแรงดันที่ป้อนอินพุตเป็นแรงดันและได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นแรงดัน

1.5.7 การควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง การปรับค่าความถี่ธรรมชาติ ความถี่การกำเนิดสัญญาณและควอลิตี้แฟกเตอร์ด้วยการปรับค่ากระแสไฟฟ้า

บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่และวงจรกำเนิดสัญญาณดังหัวข้อต่อไปนี้

- 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่
- 2.2 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่
- 2.3 หลักการทั่วไปของวงจรกิจต์สัญญาณ
- 2.4 หลักการทำงานของวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง
- 2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

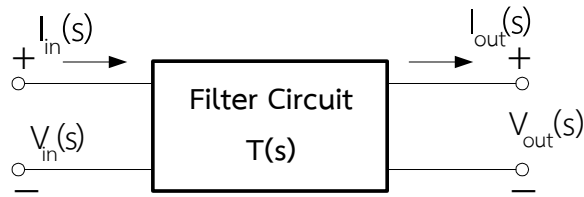
2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่ (จิรสุดา โกษียาภรณ์. 2551 : 161)

วงจรกรองความถี่นั้นเป็นวงจรหนึ่งที่น่าสนใจได้ว่าเป็นหัวใจสำคัญในระบบอิเล็กทรอนิกส์ โดยหลักการพื้นฐานแล้ววงจรจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่เฉพาะบางช่วงผ่านไปได้ ส่วนความถี่อื่นที่ไม่ต้องการจะไม่สามารถผ่านออกมาได้โดยจะถูกลดทอน (Attenuation) จนหมดไป หรืออีกนัยหนึ่งก็คือ การกรองเลือกสัญญาณความถี่ที่ต้องการหรือตัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ ประเภทพาสซีฟ (Passive Filter) ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ประเภทตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเป็นหลัก และอีกประเภทหนึ่งคือ ประเภทแอ็กทีฟ (Active Filter) ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้โอปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ โดยจะไม่ใช้ตัวเหนี่ยวนำเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาของขนาดวงจรใหญ่

2.1.1 ทฤษฎีพื้นฐานวงจรกรองความถี่ (ศุภชัย คลังทอง. 2554 : 43-44)

วงจรกรองความถี่จัดเป็นวงจรแบบ 2 พอร์ต ที่ทำให้ลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณอินพุตก่อรูป (Shape) เป็นสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ตามที่ต้องการ หรืออาจกล่าวได้ว่า วงจรกรองความถี่จะทำหน้าที่แยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ในการศึกษาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่นั้น มักจะพิจารณาในลักษณะของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นหลัก นอกจากนี้การวิเคราะห์วงจรยังให้ความสนใจพฤติกรรมของวงจรตลอดย่านความถี่มากกว่าการพิจารณาเพียงความถี่เดียว ซึ่งการพิจารณาในลักษณะเช่นนี้เรียกว่าการพิจารณาในโดเมนความถี่ (Frequency Domain) และเรียกผลการตอบสนองของวงจรจากการพิจารณาในโดเมนความถี่นี้ว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response) แทนสัญลักษณ์ด้วย $T(s)$ โดยทั่วไปแสดงในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งเป็นอัตราส่วนปริมาณระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุต ซึ่งปริมาณนี้เป็นได้ทั้งกระแสและแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 วงจรกรองความถี่แบบ 2 พอร์ต

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

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

ดังนั้น

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

เนื่องจาก s มีค่าเท่ากับ $\sigma + j\omega$ เมื่อวิเคราะห์วงจรภายใต้สถานะคงตัว ที่อินพุตเป็นคลื่นไซน์ σ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ดังนั้น $s = j\omega$ จะสามารถเขียนสมการในรูปส่วนประกอบของขนาด และเฟสได้ดังนี้

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

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

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

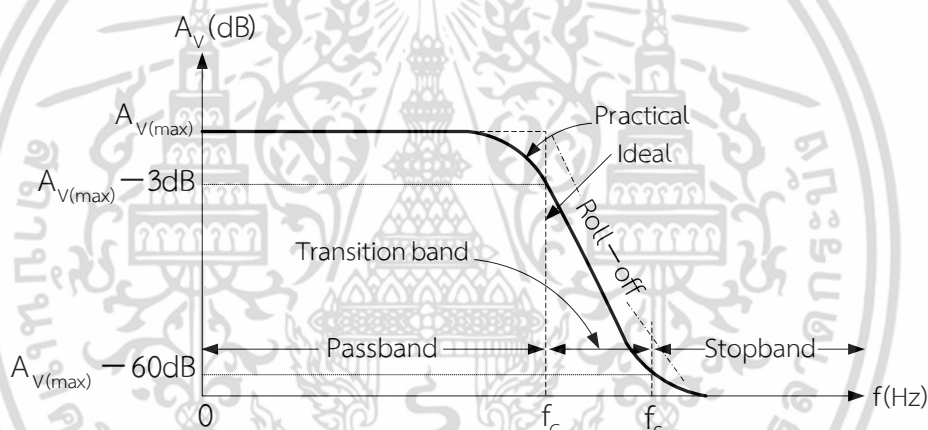
จากสมการที่ (2.3) พิจารณาขนาดของสัญญาณเอาต์พุตจะได้เท่ากับผลคูณขนาดของสัญญาณอินพุตกับขนาดของผลตอบสนองความถี่ของวงจร ดังนั้นถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่ $|T(j\omega)|$ เท่ากับศูนย์ (ในทางอุดมคติ) ดังนั้นในช่วงความถี่ตั้งแต่ ω_1 ถึง ω_2 ขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต $|V_{out}(j\omega)|$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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่ที่สามารถแบ่งออกได้เป็น 5 รูปแบบพื้นฐาน ดังนี้

2.1.1.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass Filter) (จรัสสุตา โกษิยาภรณ์. 2551 : 163-165)

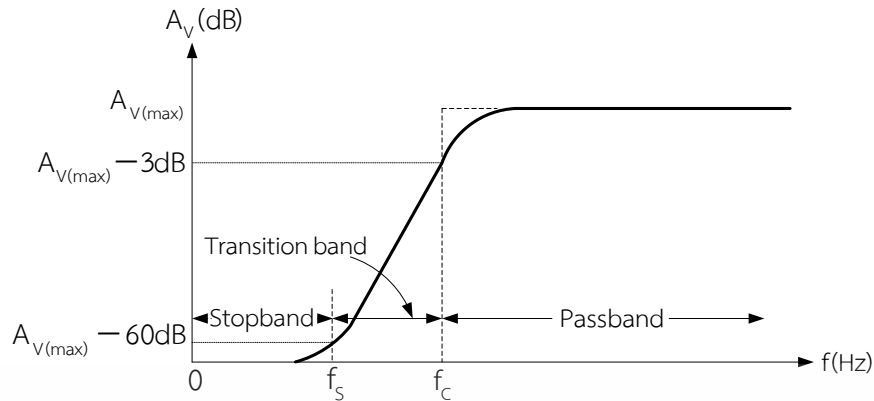
วงจรแบบกรองผ่านความถี่ต่ำจะยอมให้ความถี่ผ่านได้ในช่วงตั้งแต่สัญญาณที่เป็นแรงดันกระแสตรงไปจนถึงความถี่คัตออฟ (Cut-off Frequency) แทนด้วยสัญลักษณ์ f_c คือค่าความถี่ที่อัตราขยายลดลงจากขนาดสูงสุด 3dB ดังแสดงในรูปที่ 2.2 เส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนองในทางปฏิบัติจะค่อยๆ ลดลง (Roll-Off) ไม่ได้มีลักษณะเปลี่ยนระดับอย่างทันทีทันใดเหมือนกับกรณีในทางอุดมคติซึ่งแสดงด้วยเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางอุดมคติ ในช่วงความถี่ $0 - f_c$ Hz คือในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้เราเรียกว่าช่วงผ่านความถี่ (Passband Frequency) ในช่วง $f_s - \infty$ Hz คือ ช่วงที่ไม่ยอมให้ความถี่ผ่านเรียกว่าช่วงหยุดความถี่ (Stopband Frequency) ซึ่ง f_s คือ ค่าความถี่ที่อัตราขยายลดลงจากขนาดสูงสุด 60 dB และในช่วงความถี่ $f_c - f_s$ Hz คือ ช่วงความถี่เปลี่ยนผ่าน (Transition Frequency) จากช่วงผ่านความถี่เป็นช่วงหยุดความถี่



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

2.1.1.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง (High-pass Filter) (จรัสสุตา โกษิยาภรณ์. 2551 : 163-165)

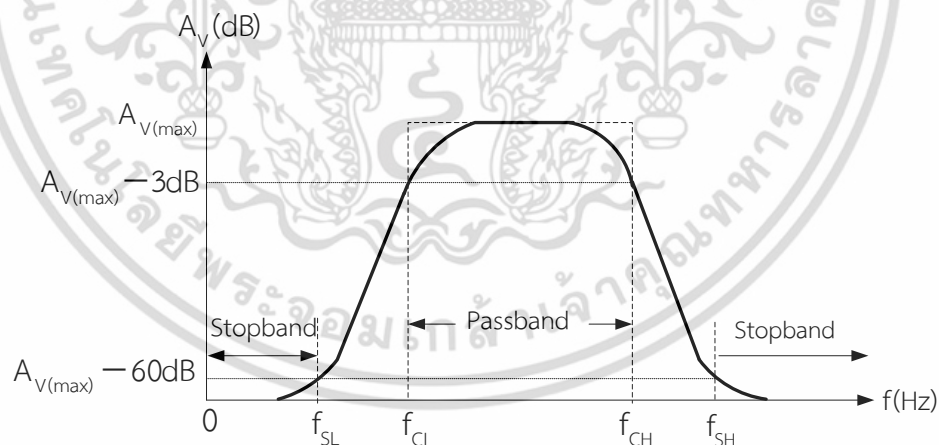
วงจรกรองผ่านความถี่สูง จะทำการลดทอนสัญญาณในช่วงที่มีความถี่ต่ำและยอมให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัตออฟ f_c โดยในช่วงความถี่สูงนั้นจะมีอัตราการตอบสนองความถี่คงที่ ถ้ามีความถี่ที่ต่ำกว่า f_c ผ่านวงจร จะถูกลดทอนขนาดของสัญญาณความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมาก แสดงในรูปที่ 2.3 เส้นทึบจะแสดงถึงผลในทางปฏิบัติในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้ และช่วงที่หยุดความถี่ ส่วนเส้นประจะแสดงถึงผลของวงจรในทางอุดมคติ



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง

2.1.1.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter) (จิริสุตา โกษิยาภรณ์. 2551:163-165)

วงจรกรองผ่านแถบความถี่ เป็นวงจรที่ยอมให้แถบความถี่ผ่านได้เฉพาะบางช่วงเท่านั้น วงจรแบบนี้จะรวมเอาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านกับวงจรกรองความถี่สูงผ่านทำงานร่วมกัน โดยจะมีช่วงย่านความถี่ต่ำสุดถึงความถี่สูงสุดที่ผ่านไปได้เรียกว่าช่วงผ่านแถบความถี่ ซึ่งเริ่มตั้งแต่ช่วงผ่านแถบความถี่ด้านความถี่ต่ำสุดที่ผ่านได้ f_{CL} ถึงช่วงผ่านแถบความถี่ด้านความถี่สูงสุดที่ผ่านได้ f_{CH} ดังนั้นอัตราการขยายของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต มีค่าเท่ากับหนึ่ง (ตามอุดมคติ) เรียกว่าช่วงผ่านแถบความถี่ ดังรูปที่ 2.4

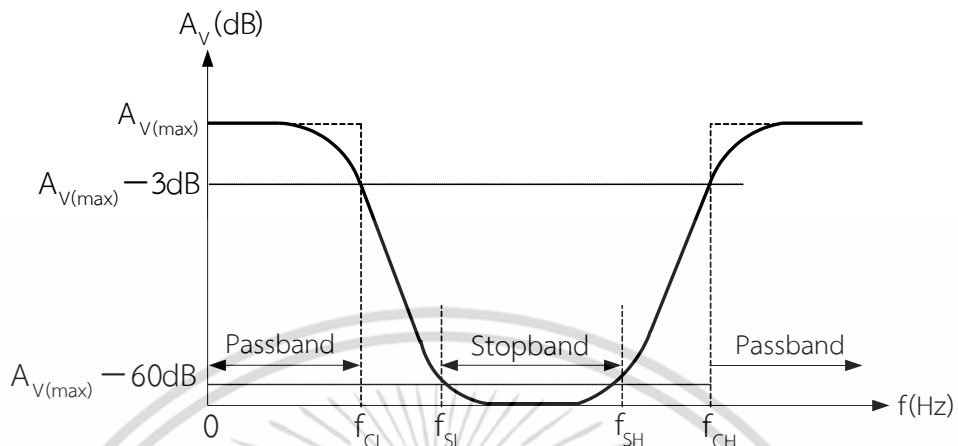


รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

2.1.1.4 วงจรกรองหยุดแถบความถี่ (Band-stop Filter) (จิริสุตา โกษิยาภรณ์. 2551:163-165)

วงจรกรองหยุดแถบความถี่ เป็นวงจรที่ไม่ยอมให้ แถบความถี่ผ่านได้เฉพาะบางช่วงเท่านั้น วงจรนี้จะมี ลักษณะการทำงาน ในทิศทางตรงข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ คือจำกัดไม่ให้สัญญาณผ่านในบางช่วงของความถี่ โดยสัญญาณความถี่ทางด้านเอาต์พุตช่วง f_{CL} ถึง f_{CH} จะเป็นช่วงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย่านความถี่ต่ำสุดถึงความถี่สูงสุดที่ไม่สามารถผ่านได้ ดังนั้นอัตราการขยายของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เรียกว่าช่วงหยุดแถบความถี่ แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่

2.1.1.5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass Filter) (วิลาส นิลสระคู. 2557: 14)

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ โดยการตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ตลอดไม่ขึ้นกับค่าความถี่ แต่สิ่งที่น่าสนใจคือผลตอบสนองทางเฟสของวงจร เป็นฟังก์ชันของความถี่ ซึ่งวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่นั้น มีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟส ให้สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสสัญญาณที่แตกต่างจากอินพุต ซึ่งกราฟแสดงผลตอบสนองความถี่แสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Multifunction Filter) (อัจฉรวรรณ เนื่องนิตย์. 2546 : 19-29)

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ หมายถึงวงจรกรองความถี่ที่สามารถตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบในโครงสร้างวงจรเดียวกัน เช่น ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และ สดท้ายฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีรูปสมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก (Biquadratic Function) หรือเรียกสั้นๆ ว่า ไบควอด ซึ่งมีรูปแบบมาตรฐานดังต่อไปนี้

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

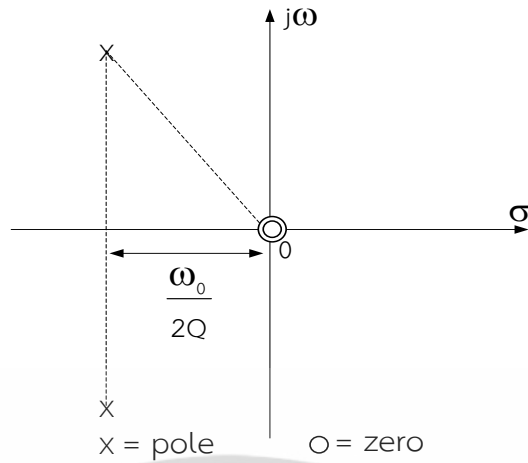
โดยที่ ω_0 คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ (Nature Frequency)
 a_0, a_1, a_2 คือ สัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ
 Q คือ ค่าควอลิตี้แฟคเตอร์ (Quality Factor)

พิจารณาสมการ (2.5) พบว่าสามารถหาค่าซีโร่ (Zero) ของฟังก์ชันการถ่ายโอนอันดับสองได้จากค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ ซึ่งจะช่วยให้ทราบถึงชนิดของวงจรกรองความถี่ได้ดังรายละเอียดที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

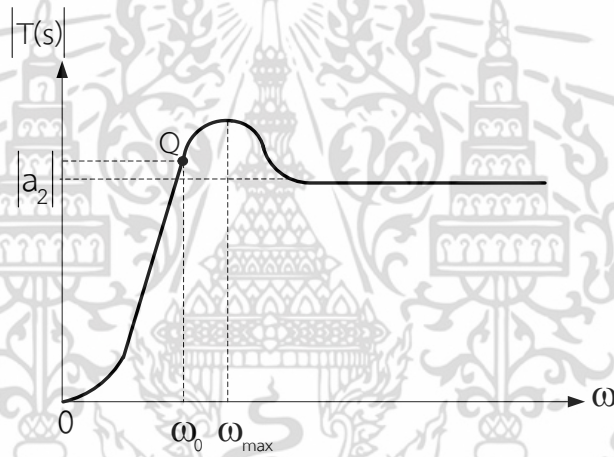
2.1.2.1 กรณีค่าซีโร่ของทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s (s-plane) ที่ $s=0$ ดังรูปที่ 2.7 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงอันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

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

เมื่อกำหนดให้ a_2 คือ อัตราขยายความถี่สูง (High-frequency Gain) และ ω_0 คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ จะได้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.7 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองความถี่สูงอันดับสอง



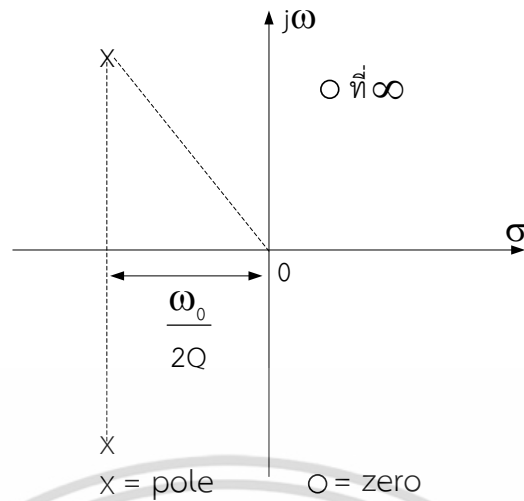
รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

2.1.2.2 กรณีที่ค่าซีโรทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s ที่ $s = \infty$ ดังแสดงในรูปที่ 2.9 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

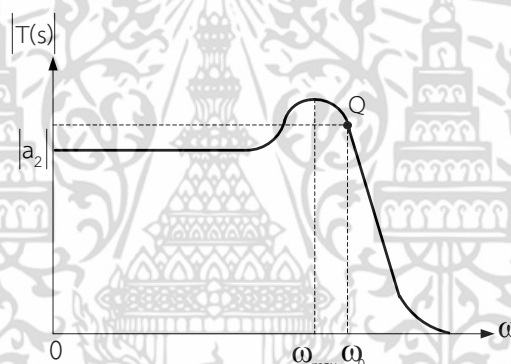
$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \tag{2.7}$$

จากสมการที่ (2.7) เมื่อกำหนดให้ $a_0 = a_2 \omega_0^2$ จะได้ค่าอัตราขยายไฟตรง (DC Gain) คือ a_0 / ω_0^2 โดยกราฟตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำอันดับสอง



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

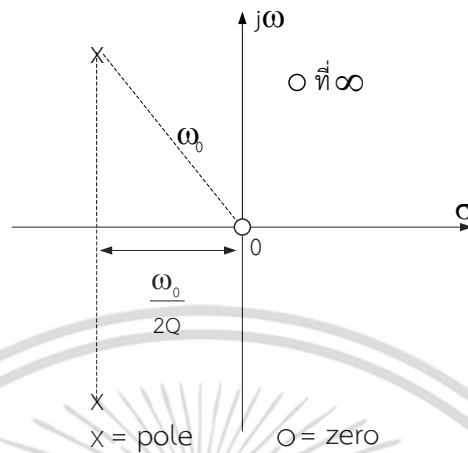
2.1.2.3 ในกรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ s ที่ตำแหน่งหนึ่ง $s = 0$ และอีกด้านหนึ่งที่ตำแหน่ง $s = \infty$ ดังแสดงในรูปที่ 2.11 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านแถบความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

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

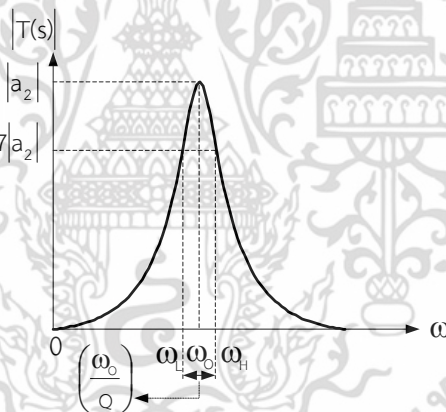
จากสมการที่ (2.8) เมื่อกำหนดให้ $a_1 = a_2 \omega_0 / Q$ จะได้ $a_1 Q / \omega_0$ เป็นอัตราขยายความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency Gain) ให้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่มีค่าสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Peak) ที่ $\omega = \omega_0$ หรือ ค่าความถี่ศูนย์กลางของ วงจรมีค่าเท่ากับค่าความถี่ธรรมชาติของสมการ กราฟตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบ ความถี่อันดับสอง



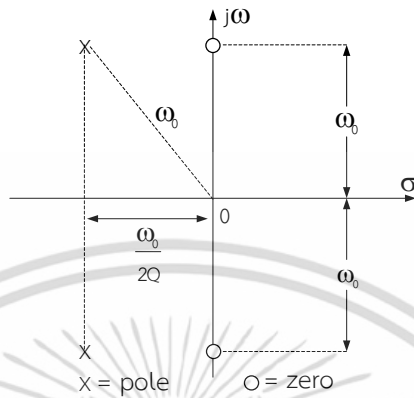
รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบ ความถี่อันดับสอง

2.1.2.4 กรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งอยู่บนแกน $j\omega$ ของระนาบ s รูปที่ 2.13 จาก สมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง โดยมีรูปแบบสมการดังนี้

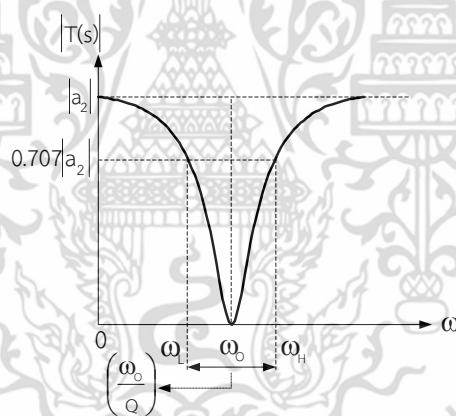
$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \tag{2.9}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.9) เมื่อกำหนดให้ $a_0 = a_2 \omega_0^2$ จะได้ค่าอัตราขยายความถี่สูงของวงจรมีค่าเท่ากับ $|a_2|$ กราฟตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.14 และค่า ω_0 นี้เป็นที่รู้จักกันอีกชื่อหนึ่งว่าความถี่นอตช์ (Notch Frequency)



รูปที่ 2.13 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง



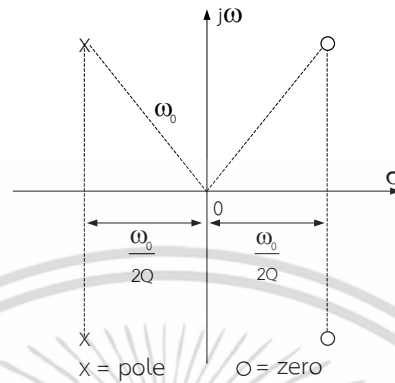
รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง

2.1.2.5 กรณีที่ค่าซีโรของสมการทั้งสองค่า มีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวาของระนาบ s โดยมีความสมมาตรกับโพล ดังแสดงในรูปที่ 2.15 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

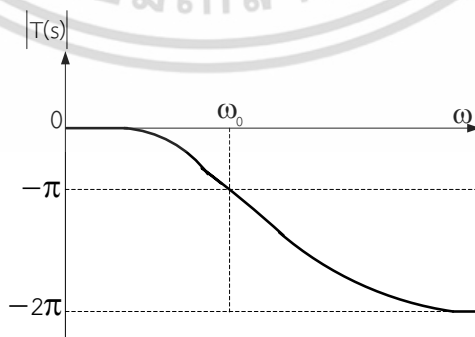
จากสมการที่ (2.10) เมื่อกำหนดให้ $a_0 = a_2 \omega_0^2$ และ $a_1 = a_2 \omega_0 / Q$ จะได้ $|a_2|$ คือ ค่าอัตราขยายแบนราบ (Flat Gain) ของวงจร จะมีกราฟการตอบสนองทางขนาด และเฟสเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.16 และ รูปที่ 2.17 ตามลำดับ



รูปที่ 2.15 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่ (ศุภชัย คลังทอง, 2554 : 56)

วงจรกรองความถี่ที่มีคุณภาพจะต้องมีความไวของตัวอุปกรณ์ขนาดต่ำกว่าหนึ่งหน่วย มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดน้อย ดังนั้นในการวิเคราะห์หาค่าความไวของอุปกรณ์จึงเป็นสิ่งจำเป็นของการออกแบบวงจรกรองความถี่ เมื่อ $T(s)$ คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนหลักของวงจรและ X_i คือ ตัวอุปกรณ์หรืออิลิเมนต์ในวงจร เช่น R , C , K , ω_0 และอื่นๆ ค่าความไวนี้เป็นอัตราส่วนระหว่างค่าการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจร หาค่าความไวของตัวอุปกรณ์ X_i ได้ดังนี้

$$S_{X_i}^T = \frac{\Delta T / T}{\Delta X / X} = \frac{X}{T} \frac{\Delta T}{\Delta X} \quad (2.11)$$

ซึ่ง $\Delta T = T(s, x + \Delta x) - T(s, x)$ และ $S_{X_i}^T$ คือค่าความไวของการเปลี่ยนแปลงของ T สาเหตุจากการเปลี่ยนแปลงค่าของ x โดยปกติ ถ้าขยายค่า ΔT แบบอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series) ด้วยค่า ΔX ที่ต่ำ จะได้

$$\Delta T = \frac{\partial T}{\partial X} \Delta X = X \frac{\partial T}{\partial X} \frac{\Delta X}{X} \quad (2.12)$$

จัดรูปสมการที่ (2.12) ด้วยการหาร T ทั้งสองข้างจะได้

$$S_{X_i}^T = \frac{\partial T / T}{\partial X / T} = \frac{\partial (\ln T)}{\partial (\ln X)} \cong \frac{X}{T} \frac{\Delta T}{\Delta X} \quad (2.13)$$

2.3 หลักการทั่วไปของวงจรถ้าเนิดสัญญาณ (จิรสุดา เกษร 2542 : 28-32)

วงจรถ้าเนิดสัญญาณ (Oscillator Circuit) เป็นวงจรไฟฟ้าที่สามารถให้กำเนิดสัญญาณได้ในวงจรเองโดยจะให้สัญญาณทางด้านขาออก (Output signal) โดยไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณทางขาเข้า (Input signal) ของวงจรแต่อย่างใด วงจรถ้าเนิดสัญญาณนั้นเป็นวงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งที่เข้ามามีบทบาทสำคัญในทางวิศวกรรมในด้านต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นในระบบเครื่องมือวัด, ระบบการสื่อสารโทรคมนาคม ฯลฯ ในระบบโทรคมนาคมวงจรถ้าเนิดสัญญาณสามารถจะถูกใช้เป็นวงจรถ้าเนิดสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier signal) เพื่อใช้ในการมอดูเลต (Modulation) สัญญาณหรือ เพื่อสร้างสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงหลัก (Reference clock signal) ให้แก่ระบบ เป็นต้น

2.3.1 องค์ประกอบของวงจรถ้าเนิดสัญญาณ (จิรสุดา เกษร 2542 : 28-32)

องค์ประกอบที่สำคัญของวงจรถ้าเนิดสัญญาณที่จำเป็นนั้นมีดังนี้

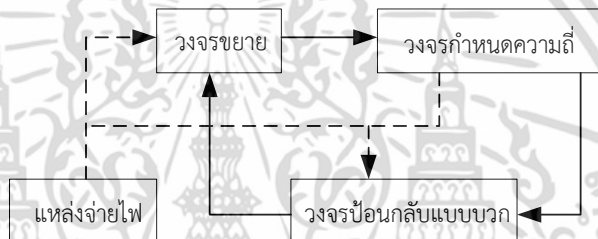
2.3.1.1 ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy source) ได้แก่แหล่งจ่ายไฟ หรือแบตเตอรี่ โดยในที่นี่

มุ่งเน้นไปที่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีแรงดันคงที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ต่างๆ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1.2 วงจรกำหนดความถี่ (Frequency determining circuit) ในการกำเนิดสัญญาณ วงจรกำหนดความถี่นั้นจะเป็นวงจรที่สามารถใช้เลือกความถี่ได้ ในลักษณะที่เป็นวงจรกรองแบบแถบความถี่ผ่านซึ่งอาจจะ ได้แก่ วงจรจูนแบบ LC, วงจรจูนแบบ RC หรือ แบบคริสตัลเป็นต้น

2.3.1.3 วงจรขยาย (Amplifier circuit) เป็นอุปกรณ์แอกทิฟซึ่งอาจจะเป็นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (BJT transistor) ทรานซิสเตอร์แบบเฟต (FET transistor) หรือวงจรขยายรูปแบบต่างๆ ที่อยู่ในรูปของไอซีอย่างใดซึ่งจะทำหน้าที่ดำรงการกำเนิดสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่สูญเสียไปภายในวงจรของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณให้มีค่าคงตัวอยู่เช่นเดิมโดยอัตโนมัติ

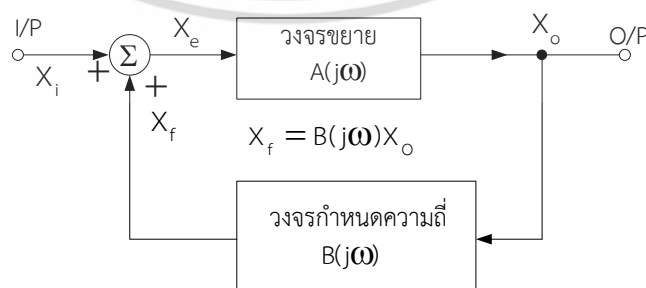
2.3.1.4 วงจรป้อนกลับแบบบวก (Positive feedback circuit) เป็นวงจรที่จะนำสัญญาณจากทางด้านขาออกของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณกลับไปยังด้านขาเข้าของวงจร โดยสัญญาณทางด้านขาออกที่ป้อนกลับไปสู่ทางด้านขาเข้านั้นจะต้องมีการจัดเฟส (Phase) ตรงกับเฟสของสัญญาณทางด้านขาเข้านั้นเพื่อทำให้เกิดการเสริมสัญญาณกันขึ้นเพื่อให้สัญญาณดำรงอยู่ได้ซึ่งองค์ประกอบที่ 4 ข้อมักถูกจัดประกอบกันดังโอะแกรมแสดงในรูป 2.18



รูปที่ 2.18 บล็อกโอะแกรมแสดงองค์ประกอบวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ

2.3.3 เงื่อนไขการกำเนิดสัญญาณของวงจร (จิสสุดา เกษร 2542 : 28-32)

วงจรถูกกำเนิดสัญญาณจัดเป็นวงจรโครงข่ายแบบป้อนกลับรูปแบบหนึ่ง จะประกอบไปด้วยวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) และวงจรในส่วนป้อนกลับ (Feedback network) ซึ่งเป็นส่วนที่กำหนดความถี่ในการกำเนิดสัญญาณ โดยวงจรจะกำเนิดสัญญาณได้ก็ต่อเมื่อมีการป้อนสัญญาณย้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) เสมอสามารถแสดงบล็อกโอะแกรมของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบพื้นฐานได้ดังแสดงในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 บล็อกโอะแกรมของวงจรที่มีการป้อนกลับแบบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ X_i คือ สัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจร
 X_o คือ สัญญาณทางด้านขาออกของวงจร
 X_f คือ สัญญาณป้อนกลับ
 X_e คือ สัญญาณผลรวมระหว่าง X_i และ X_f มีค่าเท่ากับ $X_i + X_f$
 $A(j\omega)$ คือ ค่าขยายของวงจรขยาย
 $\beta(j\omega)$ คือ ค่าเกนของวงจรกำหนดความถี่

จากบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.19 ได้ว่า

$$X_e = X_i + X_f \quad (2.14)$$

เมื่อ

$$X_f = B(j\omega)X_o \quad (2.15)$$

และ

$$X_o = A(j\omega)X_e \quad (2.16)$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.14), (2.15) และ (2.16) ตามลำดับและเมื่อปรับรูปสมการใหม่จะได้สมการเป็น

$$\frac{X_o}{X_i} = \frac{A(j\omega)}{1 - A(j\omega)B(j\omega)} \quad (2.17)$$

ในการกำเนิดสัญญาณนั้น วงจรต้องสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้โดยไม่ต้องมีสัญญาณทางด้านขาเข้าซึ่งเงื่อนไขดังกล่าวจะเป็นจริงได้ก็คือ ค่าเกนขยายมีค่าเป็นอนันต์ (Infinity) นั่นคือ ค่าส่วนของสมการที่ (2.17) จะได้

$$1 - A(j\omega)B(j\omega) = 0 \quad (2.18)$$

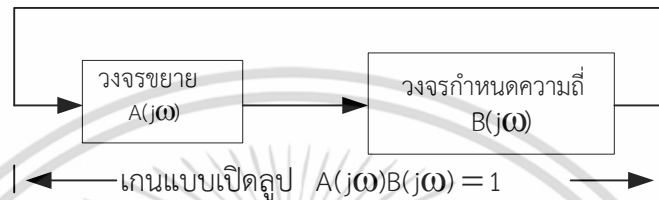
โดยมีเงื่อนไขตามสมการที่ (2.18) เกิดขึ้น ณ ตำแหน่งความถี่ค่าหนึ่ง (สมมติว่าเป็นที่ค่าความถี่ ω_0) ก็แสดงว่าจะเกิดมีการให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่นั้นขึ้น เกณฑ์การตรวจสอบที่สำคัญที่รู้จักกันคือ เกณฑ์ของบาร์คฮูเซน (Barkhausen criterion) ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่ใช้ในการออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณ เกณฑ์ดังกล่าวมีนัยที่กล่าวได้โดยสรุปคือ “วงจรกำเนิดสัญญาณที่สามารถกำเนิดสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องนั้นจะต้องมีเกนแบบเปิดลูป (open loop gain) เป็นค่าจริงเท่ากับ 1” นั่นคือ จะได้เงื่อนไขของการกำเนิดสัญญาณแยกเป็นสองเงื่อนไขที่ต้องเกิดพร้อมกันคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|A(j\omega_0)B(j\omega_0)| = 1 \quad (2.19)$$

$$\text{และมีค่าเฟส } \arctan \{A(j\omega_0)B(j\omega_0)\} = 0 \text{ หรือ } 2n\pi, (n = \text{เลขจำนวนเต็ม}) \quad (2.20)$$

ซึ่งในการรักษาเกณฑ์แบบเปิดลูปของวงจรให้มีค่าเท่ากับ 1 นั้น ก็เพื่อเป็นการรักษาการกำเนิดสัญญาณให้คงที่อยู่ตลอกนั่นเอง ความหมายของเงื่อนไขบาร์คัสเช่นอาจแสดงได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมเกณฑ์ของบาร์คัส

โดยการป้อนกลับแบบบวกจะทำให้เกณฑ์แบบปิดลูป (Closed loop gain) ของวงจรมีค่ามากขึ้นและถ้าเกณฑ์แบบเปิดลูป (Opened loop gain) ของวงจรมีค่าเป็นหนึ่งก็จะทำให้เกณฑ์แบบปิดลูปของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ซึ่งจะเห็นได้โดยแทนสมการที่ (2.19) ลงในสมการ (2.17) คือ

$$\frac{X_o}{X_i} = \frac{A(j\omega)}{1 - 1} = \infty \quad (2.21)$$

สมการที่ (2.21) แสดงให้เห็นว่า เมื่อเกณฑ์แบบเปิดลูปของวงจรมีค่าเท่ากับ 1 แล้วจะทำให้เกณฑ์แบบปิดลูปของวงจรมีค่าเป็นอนันต์ ซึ่งหมายความว่าแม้ไม่มีสัญญาณทางด้านขาเข้า ($X_i = 0$) วงจรก็ยังสามารถสร้างสัญญาณทางด้านขาออกได้ คือวงจรสามารถให้กำเนิดสัญญาณขึ้นมาได้เอง อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติแล้ววงจรดังกล่าวจะอาศัยสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณเริ่มต้นทางด้านขาเข้าให้กับวงจรซึ่งสัญญาณรบกวนนี้อาจจะมาจากแหล่งกำเนิดใดๆก็ได้ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นมาจากแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงของวงจรเอง เป็นต้น

อย่างไรก็ตามเพื่อพิจารณากันโดยธรรมชาติแล้วนั้น วงจรกำเนิดสัญญาณโดยทั่วไปนั้นจะเป็นวงจรประเภทไม่เป็นเชิงเส้นหากแต่การวิเคราะห์วงจรนั้นได้ใช้หลักการวิเคราะห์วงจรนั้นได้ใช้หลักการวิเคราะห์เป็นเชิงเส้นดังกล่าวข้างต้น ดังนั้น เงื่อนไขที่ได้จึงสามารถที่จะกำหนดได้เพียงความถี่สัญญาณเท่านั้นแต่จะไม่สามารถกำหนดขนาดของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นได้ ดังจะเห็นได้จากเกณฑ์การตรวจสอบของบาร์คัสเช่นที่กล่าวไว้นั้นแสดงแต่เพียงว่า ณ ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณจะมีค่าเฟสของสัญญาณเท่ากับ $2n\pi$ (n เป็นเลขจำนวนเต็ม)

สำหรับการควบคุมขนาดของสัญญาณที่ถูกกำเนิดขึ้นมานั้นที่นิยมใช้กันอยู่มี 2 วิธีคือ

1. ทำได้โดยการเพิ่มวงจรในส่วนที่จะทำหน้าที่รักษาระดับของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ใช้หลักการของการจำกัดขนาดด้วยตัวเอง (Self-limiting) ของอุปกรณ์ภายในวงจร เช่น วงจรกำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้นจากทรานซิสเตอร์ ในขณะที่เริ่มต้นเมื่อสัญญาณมีค่าต่ำทรานซิสเตอร์จะมีค่าเกนสูง ทำให้ค่าลูบเกนของวงจรมีค่ามากกว่า 1 ณ ตำแหน่งความถี่ที่มีค่าเฟสเท่ากับ $2n\pi$ (n เป็นเลขจำนวนเต็ม) แต่เมื่อขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นจะทำให้ทรานซิสเตอร์เริ่มอิ่มตัวทำให้ทรานซิสเตอร์มีเกนลดลงซึ่งจะทำให้ลูบเกนของวงจรลดลงกระทั่งทำให้สัญญาณมีขนาดคงที่ได้ในที่สุด

2.4 หลักทำงานของวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง

วงจรรวมสำเร็จรูปที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร กรองความถี่หลายหน้าที่ในวิทยานาฬิกา คือ DVCCTA โดย DVCCTA เป็นวงจรที่ทำงานได้ในโหมดแรงดันและกระแส อีกทั้งยังสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำถ่ายโอน (Transconductance : g_m) ด้วยวิธีการปรับกระแสไบอัสจากภายนอก (I_B) ทำให้สะดวกในการนำมาสังเคราะห์และออกแบบวงจรให้ สามารถควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยโครงสร้างภายในของ DVCCTA ประกอบไปด้วยวงจรขยายความนำถ่ายโอนทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตในโหมดของ แรงดันและให้เอาต์พุตในโหมดกระแส และวงจรสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลแตกต่าง โดยมีคุณสมบัติ คือ มีแบนด์วิดท์กว้าง มีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตกว้างและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก (มนตรี คำเงิน. 2551 : 8) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของ DVCCTA อธิบายในสมการที่ (2.22) ส่วนสัญลักษณ์ของ DVCCTA แสดงในรูปที่ 2.21 และโครงสร้างของ DVCCTA แสดงในรูปที่ 2.22

$$\left. \begin{aligned} I_{Y1} &= I_{Y2} = 0, \\ V_X &= V_{Y1} - V_{Y2}, \\ I_Z &= I_{ZC} = I_X, \\ I_O &= g_m V_Z \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

เมื่อ

$$g_m = \sqrt{\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_B} \quad (2.23)$$

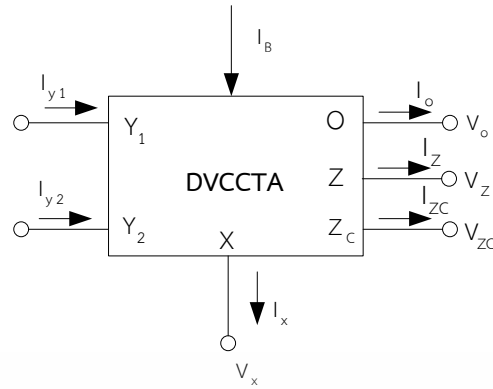
μ คือ ค่าสภาพความคล่องตัวของอิเล็กตรอน

C_{ox} คือ ค่าคาปาซิแตนซ์ gate-oxide ต่อหน่วยพื้นที่

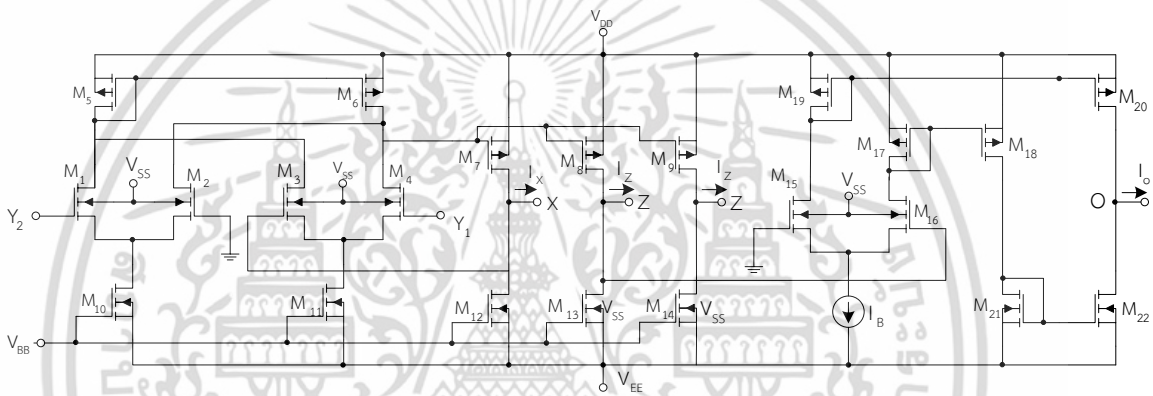
W คือ ค่าความกว้างของแซนแนล

L คือ ค่าความยาวของแซนแนล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 สัญลักษณ์ของวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง



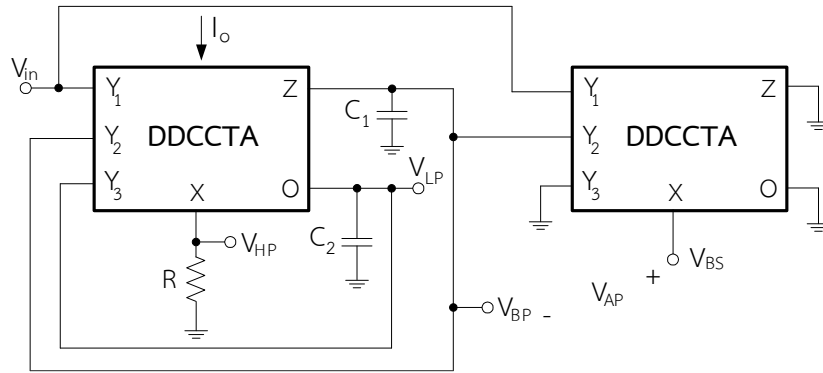
รูปที่ 2.22 โครงสร้างวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่างที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์

2.5 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่มีผู้นำเสนอ วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปในการออกแบบวงจร โดยจะแสดงงานวิจัยเฉพาะในปี 2012 -2015 มีดังนี้

Pandey, et al. (2012 : 46-51) ได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DDCCTA จำนวนสองวงจร เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ สองตัวและตัวต้านทาน หนึ่งตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันรองความถี่ได้ ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรนี้มีจุดเด่น คือ สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันรองความถี่ได้ หลายฟังก์ชัน ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง จึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ DDCCTA

จากวงจรรูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ DDCCTA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้
ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไป

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_m}{D(s)} \quad (2.24)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R}{D(s)} \quad (2.25)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{s C_2}{D(s)} \quad (2.26)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันหยุดแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BS}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R + g_m}{D(s)} \quad (2.27)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อนำ $-V_{BP}$ เมื่อต่อรวมกับ $+V_{BS}$ จะได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{AP}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R - s C_2 + g_m}{D(s)} \quad (2.28)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2 C_1 C_2 R + s C_2 + g_m \quad (2.29)$$

สามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

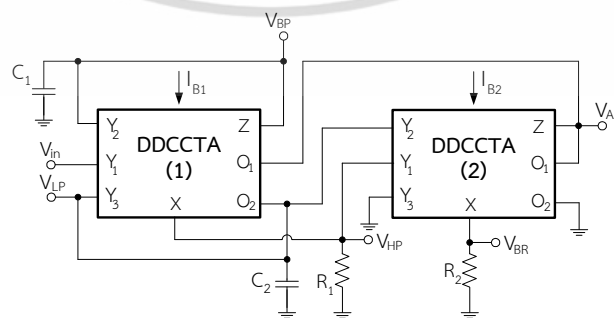
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{RC_1 C_2}} \quad (2.30)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{g_m RC_1}{C_2}} \quad (2.31)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.23 มีข้อจำกัดของวงจรคือ ค่าพารามิเตอร์ Q ไม่สามารถปรับอิสระจากและ ω_0 ได้

Channumsin, et al. (2012 : 555-561) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DDCCTA จำนวนสองวงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัว และตัวต้านทานสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และ กรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง จึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด และสามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้ DDCCTA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้
ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{D(s)} \quad (2.32)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2 R_1 C_1 C_2}{D(s)} \quad (2.33)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{sC_2}{D(s)} \quad (2.34)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

$$\frac{V_{BS}}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 R_1 C_1 C_2 + g_{m1}}{D(s)} \quad (2.35)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

$$\frac{V_{AP}}{V_{in}} = \left(\frac{1}{g_{m2} R_2} \right) \left[\frac{s^2 R_1 C_1 C_2 - s g_{m1} R_2 C_2 + g_{m1}}{D(s)} \right] \quad (2.36)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2 R_1 C_1 C_2 + s C_2 + g_{m1} \quad (2.37)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{R_1 C_1 C_2}} \quad (2.38)$$

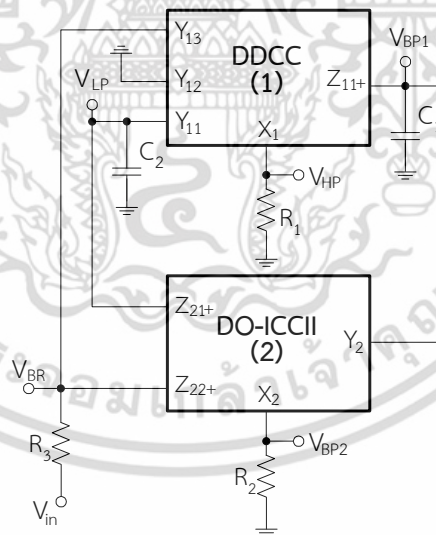
และ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1} R_1 C_1}{C_2}} \quad (2.39)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.24 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ Q ได้อิสระจาก ω_0 และวงจรต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ เมื่อ $g_{m1} = \frac{1}{R_2}$ จะให้การตอบสนอง

ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

Chen, et al. (2012 : 2234-2237) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ โดยใช้ วงจรรวมสำเร็จรูป DDCC และ DO-CCII ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ สองตัว และตัวต้านทานสามตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือวงจรไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ Q ได้อิสระจาก ω_0 มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ DDCC และ DO-CCII

จากรูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ DDCC และ DO-CCII สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้
ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{-1}{D(s)} \quad (2.40)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(s)} \quad (2.41)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP1}}{V_{in}} = \frac{s C_2 R_2}{D(s)} \quad (2.42)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (2) ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP2}}{V_{in}} = \frac{-s C_2 R_2}{D(s)} \quad (2.43)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BR}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1}{D(s)} \quad (2.44)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2 R_1 C_1 C_2 + s C_2 R_3 + 1 \quad (2.45)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.46)$$

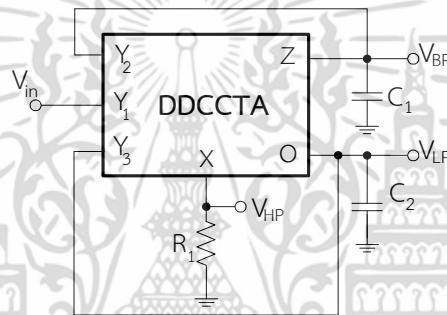
และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{1}{R_3} \sqrt{\frac{R_1 R_2 C_1}{C_2}} \quad (2.47)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.25 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ และอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูงจึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด

Channumsin, et al (2012 : 1-4) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DDCCTA ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ สองตัวและตัวต้านทานหนึ่งตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง จึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ใช้ DDCCTA

จากวงจรรูปที่ 2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DDCCTA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_m}{R_1 C_1 C_2 D(s)} \quad (2.48)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (2.49)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{s}{R_1 C_1}}{D(s)} \quad (2.50)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{s}{R_1 C_1} \right) + \left(\frac{g_m}{R_1 C_1 C_2} \right) \quad (2.51)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

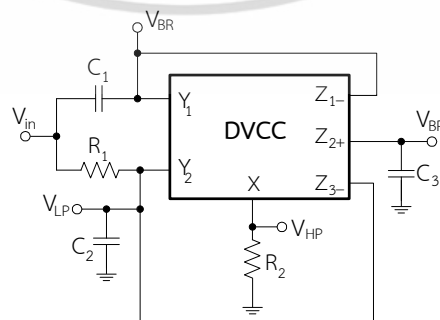
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_1 C_1 C_2}} \quad (2.52)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_1 C_1}{C_2}} \quad (2.53)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.26 มีข้อจำกัดของวงจรคือ ค่าพารามิเตอร์ Q ไม่สามารถปรับอิสระจาก ω_0 ได้

Horng, (2012 : 153-162) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ โดยใช้ วงจรรวมสำเร็จรูป DVCC ต่อ ร่วมกับตัวเก็บประจุสามตัว และตัวต้านทานสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้หลายฟังก์ชันและใช้อุปกรณ์แอ็กทีฟน้อยดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลาย

เอาต์พุตใช้ DVCC เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต- หลายเอาต์พุตใช้ DVCC สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้
ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{sC_1G_1 - sC_1G_2 + G_1G_2}{D(s)} \quad (2.54)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2}{D(s)} \quad (2.55)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{sC_1C_2G_2/C_3}{D(s)} \quad (2.56)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BR}}{V_{in}} = \frac{s^2C_1C_2 + sC_1(G_1 - G_2) + G_1G_2}{D(s)} \quad (2.57)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2C_1C_2 + s[C_2G_2 + C_1(G_1 - G_2)] + G_1G_2 \quad (2.58)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1G_2}{C_1C_2}} \quad (2.59)$$

และ

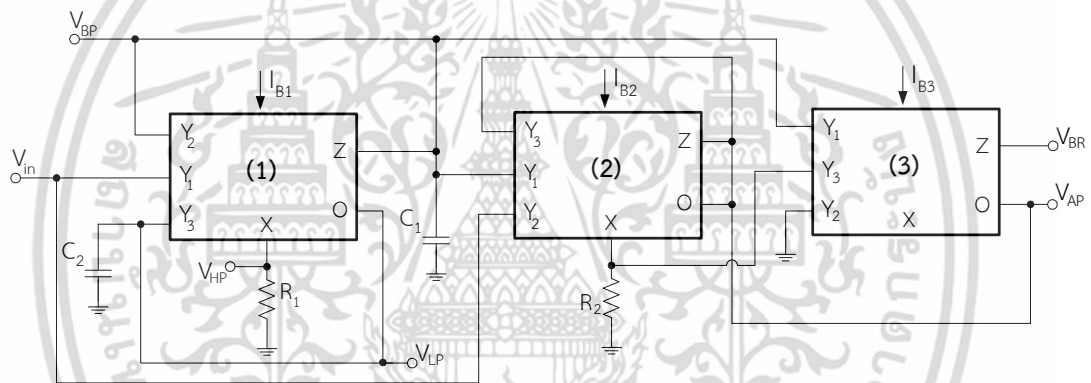
$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2G_1G_2}}{C_2G_2 + C_1(G_1 - G_2)} \quad (2.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.27 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ไม่ได้ต่อลงกราวด์ จึงไม่เหมาะที่จะนำมาสร้างวงจรรวม และค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ วงจรต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ ที่ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่เมื่อ

$$G_1 = G_2 \left(1 - \frac{C_2}{2C_1} \right) \text{ และ } C_2 < 2C_1 \text{ จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ที่จุด } V_{LP}$$

Channumsin, et al. (2013 : 227–234) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ โดยใช่วงจรรวมสำเร็จรูป DDCCTA จำนวนสามวงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัว และตัวต้านทานสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง จึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DDCCTA

จากวงจรรูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่หลายโดยใช้ DDCCTA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}}{D(s)} \quad (2.61)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2 R_1 C_1 C_2}{D(s)} \quad (2.62)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{sC_2}{D(s)} \quad (2.63)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BS}}{V_{in}} = - \left[\frac{1}{g_{m3}R_2} \right] \left[\frac{s^2R_1C_1C_2 + g_{m1}}{D(s)} \right] \quad (2.64)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{AP}}{V_{in}} = \frac{s^2R_1C_1C_2 - sC_2 + g_{m1}}{D(s)} \quad (2.65)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2R_1C_1C_2 + sC_2 + g_{m1} \quad (2.66)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{R_1C_1C_2}} \quad (2.67)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m1}R_1C_1}{C_2}} \quad (2.68)$$

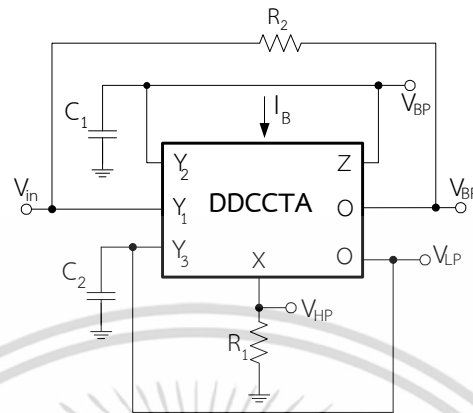
อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.28 มีข้อจำกัดของวงจรถ้าพารามิเตอร์ Q ไม่สามารถปรับอิสระ

จาก ω_0 ได้ วงจรต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่เมื่อ $g_{m2} = \frac{1}{R_2}$

Channumsin and Tangsirat, (2013 : 1084 –1091) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต- หลายเอาต์พุตใช้ โดยใช้ วงจรรวมสำเร็จรูป DDCCTA ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัว และตัวต้านทานสองตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโดยใช้ DDCCTA เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟ

จากวงจรรูปที่ 2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโดยใช้ DDCCTA เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟ สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้ ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_m}{D(s)} \quad (2.69)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2 R_1 C_1 C_2}{D(s)} \quad (2.70)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{sC_2}{D(s)} \quad (2.71)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 2.30 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ ICII สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้
ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP1}}{V_{in}} = \frac{-1}{D(s)} \quad (2.76)$$

และ

$$\frac{V_{LP2}}{V_{in}} = \frac{1}{D(s)} \quad (2.77)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP1}}{V_{in}} = -\left(\frac{R_3}{R_1}\right) \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(s)} \quad (2.78)$$

และ

$$\frac{V_{HP2}}{V_{in}} = \left(\frac{R_4}{R_1}\right) \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(s)} \quad (2.79)$$

จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP1}}{V_{in}} = \frac{s C_2 R_2}{D(s)} \quad (2.80)$$

และ

$$\frac{V_{BP2}}{V_{in}} = \frac{-s C_2 R_2}{D(s)} \quad (2.81)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 R_1 + 1 \quad (2.82)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

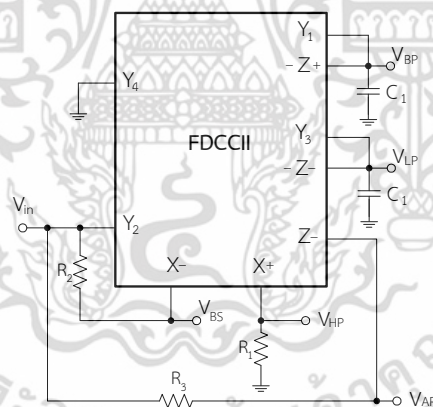
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.83)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}} \quad (2.84)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.30 มีข้อจำกัดคือ ค่าพารามิเตอร์ Q ไม่สามารถปรับได้อิสระจาก ω_0 ได้และไม่สามารถปรับได้ วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ได้ อินพุตอิมพีแดนซ์ ไม่สูง จึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด

Mohan, et al. (2014 : 1–7) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป FDCCII ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ สังเคราะห์ฟังก์ชันได้หลายฟังก์ชัน มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ FDCCII

จากรูปที่ 2.31 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ FDCCII สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้
ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{1}{D(s)} \quad (2.85)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = -\frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(s)} \quad (2.86)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{s C_2 R_2}{D(s)} \quad (2.87)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{BS}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1}{D(s)} \quad (2.88)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{AP}}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 (R_2 - R_3) + 1}{D(s)} \quad (2.89)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 R_2 + 1 \quad (2.90)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.91)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}} \quad (2.92)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.31 มีข้อจำกัดของวงจร ดังนี้ ค่าพารามิเตอร์ Q ไม่สามารถปรับอิสระจาก ω_0 ได้ วงจรต้องการการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ เพื่อให้ได้ฟังก์ชัน กรองผ่านทุกความถี่ มีอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูง จึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด

Jaikla, et al. (2014 : 914–921) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ โดยใช้ วงจรรวมสำเร็จรูป VD-DIBA จำนวน 2 วงจรทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ วงจรมีจุดเด่นคือ ค่าพารามิเตอร์ ω_0 และ Q ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ วงจรไม่ต้องการการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์ และมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงจึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ VD-DIBA

จากวงจรรูปที่ 2.32 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตใช้ VD-DIBA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้
ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} D(s) \quad (2.93)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{V_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2}{D(s)} \quad (2.94)$$

ให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{s \frac{g_{m2}}{C_1}}{D(s)} \quad (2.95)$$

โดยกำหนดให้ $D(s)$ มีค่าตามสมการต่อไปนี้

$$D(s) = s^2 + s \frac{g_{m2}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \quad (2.96)$$

และสามารถหา ω_0 และ Q ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.97)$$

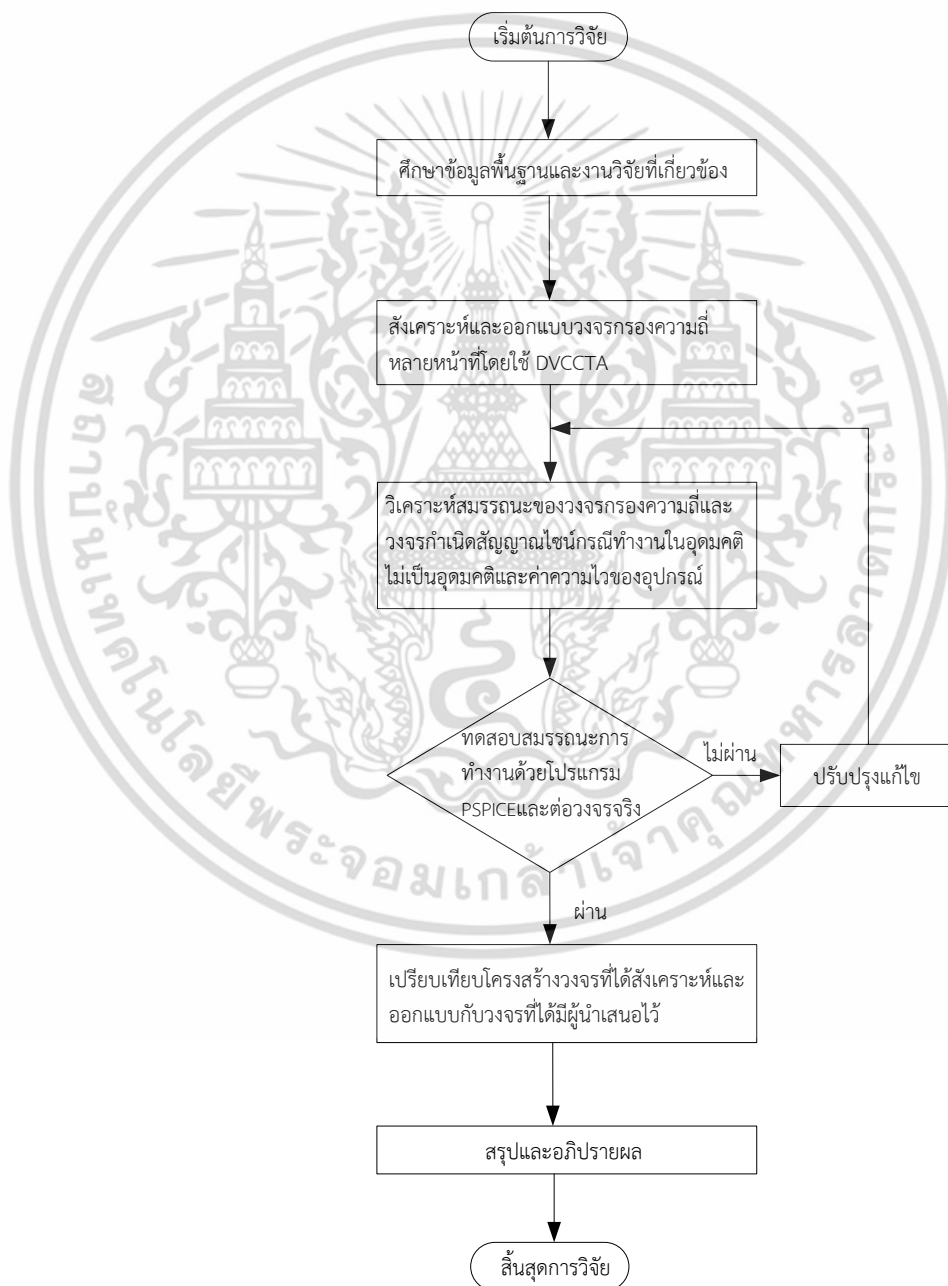
และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1g_{m1}}{C_2g_{m2}}} \quad (2.98)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.32 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ค่าพารามิเตอร์ Q ไม่สามารถปรับอิสระจาก ω_0 ได้

บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย

หลังจากที่ได้ศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ในบทที่ 2 แล้วในบทนี้ได้กล่าวถึงการดำเนินการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA ตั้งแต่โครงสร้าง หลักการ รวมถึงเหตุผลและแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบเป็นลำดับ มีขั้นตอนการดำเนินงานวิจัยแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

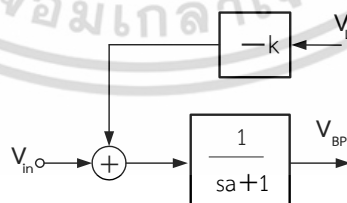
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.1 วิธีการดำเนินการวิจัยจะ เริ่มจากศึกษาข้อมูลพื้นฐานและ งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง กับ งานวิจัยที่จะสังเคราะห์และออกแบบ ศึกษาจุดเด่น จุดด้อยและข้อจำกัดของงานวิจัยที่ผ่านมาที่นำเสนอ ไว้ในบทที่ 2 ในบทนี้นำเสนอการดำเนินการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และ การประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA โดยเริ่มต้นจากการกำหนด ขอบเขตสมรรถนะของวงจรที่จะ สังเคราะห์และ ออกแบบ แล้วจึงเริ่มการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจร กรองความถี่และวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณีทำงานในกรณีอุดมคติ และไม่เป็นอุดม คติ จากนั้นจึงใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงาน ของวงจรและทำการต่อวงจรจริง เพื่อทดสอบ สมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบ พร้อมทั้งวิเคราะห์แก้ไขปรับแต่งโครงสร้างวงจร เพื่อให้ ได้คุณลักษณะของวงจร ตามขอบเขตที่กำหนดไว้ จากนั้นจึงนำวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และ การ ประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA ที่สังเคราะห์และออกแบบมา เปรียบเทียบด้าน โครงสร้าง กับวงจรอื่นที่มีผู้วิจัยได้นำเสนอไว้ ก่อนหน้าและ อภิปรายผลการจำลอง การ ทำงานและการต่อวงจรจริง ในส่วนของการออกแบบจะ แสดงในบทที่ 3 และผลการทดสอบสมรรถนะ ของวงจรทั้งหมดจะแสดงในบทที่ 4 และสรุปผลการวิจัยจะแสดงในบทที่ 5

3.1 การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่

กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCCTA ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย ต่อร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์ แบบไม่มีการสูญเสียและ วงจรขยายสัญญาณ ร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ โดยการจับบล็อกไดอะแกรม ในลักษณะ คาสเคด กัน เพื่อให้ได้สมการลักษณะสมบัติของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง และผลตอบสนอง ความถี่ ทางเอาต์พุตประกอบด้วย ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ในงานวิจัยนี้ นำพื้นฐานมาจากกรอบแนวคิดที่แสดงในบล็อกไดอะแกรม รูปที่ 1.1 มาประยุกต์สร้างเป็น วงจรกรอง ความถี่หลายหน้าที่ ดังสมการที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (1.1)-(1.4) จากการพิจารณา บล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1.1 เมื่อสังเคราะห์วงจรกรองความถี่จากบล็อกไดอะแกรมจะสามารถพิจารณา ได้เป็น 2 ส่วนคือ

- (1) วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียและวงจรขยายสัญญาณต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ

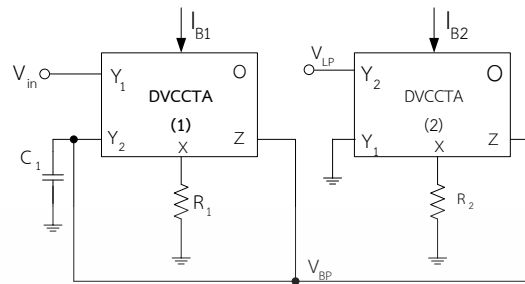


รูปที่ 3.2 กรอบแนวความคิดในการสังเคราะห์วงจรอินทิเกรเตอร์ ที่มีการสูญเสียและวงจรขยายสัญญาณ

จากรูปที่ 3.2 จะได้สมการด้านเอาต์พุตที่จุด V_{BP} ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BP} = \frac{V_{in} - kV_{LP}}{sa + 1} \quad (3.1)$$



รูปที่ 3.3 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสียและวงจรมายสัญญาณ

จากรูปที่ 3.3 เมื่อพิจารณาที่จุด V_{BP} จะได้สมการดังนี้

$$V_{BP} = \frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{sC_1} \quad (3.2)$$

เมื่อ $I_{Z1} = I_{Z2} = I_X$ จะได้

$$V_{BP} = \frac{V_X}{sC_1 R_1} - \frac{V_{LP}}{sC_1 R_2} \quad (3.3)$$

พิจารณาความสัมพันธ์ของ DVCCTA ที่ขั้ว X จะได้

$$V_X = V_{in} - V_{BP} \quad (3.4)$$

นำสมการที่ (3.4) แทนลงในสมการที่ (3.3) จะได้

$$V_{BP} = \frac{V_{in} - V_{BP}}{sC_1 R_1} - \frac{V_{LP}}{sC_1 R_2} \quad (3.5)$$

จัดสมการที่ (3.5) จะได้

$$V_{BP} = \frac{R_2 V_{in} - R_1 V_{LP}}{sC_1 R_1 R_2 + R_2} \quad (3.6)$$

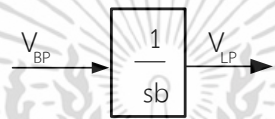
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำ R_2 หารตลอดสมการ (3.6) จะได้

$$V_{BP} = \frac{V_{in} - \frac{R_1}{R_2} V_{LP}}{sC_1 R_1 + 1} \quad (3.7)$$

พิจารณาสมการที่ (3.1) และสมการ (3.7) เทียบหาสัมประสิทธิ์จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.2 และวงจรกรองความถี่ตามรูปที่ 3.3 จะได้ $k = \frac{R_1}{R_2}$ และ $a = C_1 R_1$

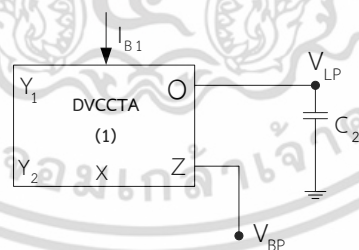
(2) วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย



รูปที่ 3.4 กรอบแนวความคิดในการสังเคราะห์วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย

จากรูปที่ 3.4 จะได้สมการด้านเอาต์พุตที่จุด V_{LP} ดังนี้

$$V_{LP} = \frac{V_{BP}}{sb} \quad (3.8)$$



รูปที่ 3.5 วงจรอินทิเกรเตอร์ที่ไม่มีการสูญเสีย

จากรูปที่ 3.5 ที่วงจรกรองที่ใช้ DVCCTA เป็นอุปกรณ์แอ็กทีฟโดยพิจารณาที่จุด V_{LP} จะได้สมการดังนี้

$$V_{LP} = \frac{g_{m1} V_{BP}}{sC_2} \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสมการที่ (3.8) และสมการ (3.9) เทียบหาสัมประสิทธิ์จะได้ $b = \frac{C_2}{g_{m1}}$ และแทนค่าสัมประสิทธิ์ k , a และ b ลงในสมการที่ (1.1) จะได้สมการดังนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_1}}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่ต่ำโดยมี อัตราการขยายซึ่งจะวิเคราะห์จากสมการที่ (2.7) จะมีค่าเท่ากับ $\frac{R_2}{R_1}$ และแทนค่าสัมประสิทธิ์ k , a และ b ลงในสมการที่ (1.2) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{C_1 R_1} s}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.11)$$

จากสมการที่ (3.11) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชัน กรองผ่านแถบความถี่โดยมี อัตราการขยายซึ่งจะวิเคราะห์จากสมการที่ (2.8) จะมีค่าเท่ากับหนึ่งและจากสมการที่ (3.10) และ (3.11) จะได้ค่าความถี่ธรรมชาติและค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.12)$$

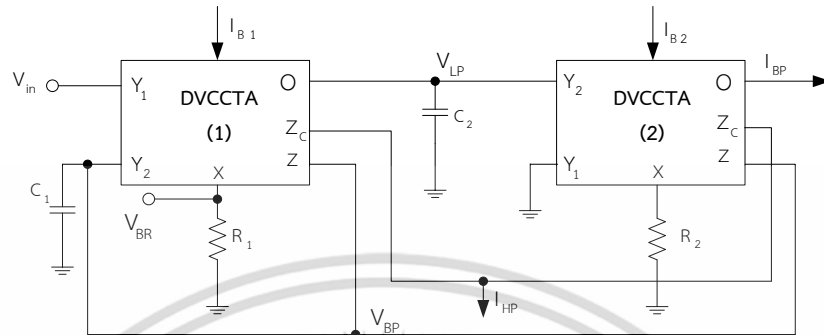
และ

$$Q = R_1 \sqrt{\frac{g_{m1} C_1}{C_2 R_2}} \quad (3.13)$$

สมการที่ (3.12) และ (3.13) พบว่าค่าควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติโดยการปรับที่ R_1 ซึ่งจะสามารถปรับค่าควอลิตี้แฟกเตอร์และ ค่าความถี่ธรรมชาติได้ด้วย การปรับค่า g_{m1} ซึ่งค่า g_{m1} สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก วงจรที่ออกแบบ หรือปรับจากค่า I_B ดังนั้นจึงสามารถปรับควอลิตี้แฟกเตอร์และความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ได้

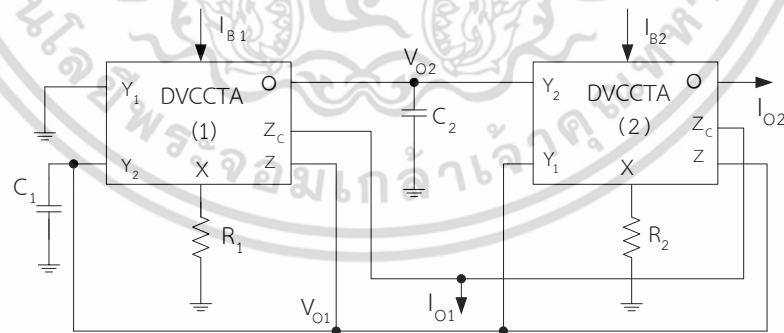
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่จาก บล็อกไดอะแกรมในแต่ละส่วนตามรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.4 เมื่อนำวงจรกรองความถี่ที่ได้จากการสังเคราะห์ตามรูปที่ 3.3 แลรูปที่ 3.5 มาเขียนรวมกัน จะได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCCTA ที่นำเสนอ ได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่นำเสนอ

จากรูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่ที่ใช้ในการวิเคราะห์จะมีข้อดีคือ ซึ่งจะให้ ฟังก์ชันทั้งหมดสี่ฟังก์ชัน โดยแบ่งเป็น ฟังก์ชันที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรอง ผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรอง ผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรอง หยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันที่เป็นกระแส คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงและฟังก์ชันกรอง หยุดแถบความถี่ ซึ่งฟังก์ชันกรอง ผ่านความถี่สูงจะได้รับการเพิ่มขั้ว Z ที่ตัวอุปกรณ์ แอ็กทิฟทั้งสองตัว ซึ่งค่าควอลิตี้เฟคเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติโดยการปรับที่ R_1 และสามารถปรับขนาดของสัญญาณเอาต์พุตที่จุด I_{BP} โดยการปรับค่ากระแสที่ I_{B2} และสามารถประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ได้โดยการต่อ Y_1 ที่ DVCCTA₂ กับ Y_2 ที่ DVCCTA₁ และ V_{in} ต่อกราวด์จะได้วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ตามรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรการประยุกต์เป็นวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์

จากรูปที่ 3.7 วงจรการประยุกต์เป็นวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์จะมีข้อดีคือ จะให้เอาต์พุตทั้งหมดสี่เอาต์พุต โดยแบ่งเป็น ฟังก์ชันที่เป็นโหมดแรงดันที่จุด V_{O1} และ V_{O2} และฟังก์ชันที่เป็นโหมดกระแสที่จุด I_{O1} และที่ I_{O2}

3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่และวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณีย์ทำงานในอุดมคติ

จากวงจรรูปที่ 3.6 วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCCTA ซึ่งจะให้ฟังก์ชันทั้งหมดสี่ฟังก์ชัน โดยแบ่งเป็น ฟังก์ชันที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรอง ผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรอง ผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรอง หยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันที่เป็นกระแส คือ ฟังก์ชันกรอง ผ่านความถี่สูงและฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ วงจรรองความถี่ที่นำเสนอจะมีตัวต้านทานจำนวนสองตัวและตัวเก็บประจุจำนวนสองตัวต่อลง กราวนด์โดยจะแบ่งออกเป็นกรณีย์วิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่กรณีย์ทำงานในอุดมคติและการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณีย์ทำงานในอุดมคติดังนี้

3.2.1 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่กรณีย์ทำงานในอุดมคติ

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โดยใช้ DVCCTA สามารถวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานในกรณีย์อุดมคติจะได้สมการที่ (2.22) เป็นคุณลักษณะสมบัติของ DVCCTA และที่ขั้ว Z_C เกิดจากการสะท้อนกระแสของขั้ว Z ซึ่งมีผลทำให้กระแสที่ขั้วดังกล่าวมีค่าเท่ากัน และจาก สมการที่ (2.22) สามารถนำมาวิเคราะห์หา สมรรถนะการทำงานในกรณีย์อุดมคติของวงจรที่สังเคราะห์ โดยสมการถ่ายโอนของฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่ต่ำจะแสดงได้ในสมการที่ (3.10) และสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่จะแสดงได้ในสมการที่ (3.11) และการวิเคราะห์สมรรถนะของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จะได้ดังนี้

3.2.1.1 สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

จากวงจรในรูปที่ 3.6 ที่ขั้ว X ของ DVCCTA₁ มี R_1 ต่อกราวนด์จะได้เอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ดังนั้นเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันที่ DVCCTA₁ ได้ดังนี้

$$V_{X1} = V_{Y1} - V_{Y2} \quad (3.14)$$

พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} และพิจารณาหาแรงดันที่ V_{C1} สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z ที่ ต่อรวมอยู่กับ DVCCTA₁ และ DVCCTA₂ คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ C_1 จะได้สมการดังนี้

$$V_{X1} = V_{in} - \left(\frac{I_{Z1} - I_{Z2}}{sC_1} \right) \quad (3.15)$$

พิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่จุด V_{X2} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R_2 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R_2 และพิจารณาหาแรงดันที่จุด V_Z หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน X_2 ได้ดังนี้

$$I_{X2} = - \frac{g_{m1} V_{Z1}}{sC_2 R_2} \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.16) เมื่อ $I_{X2} = I_{Z2}$ และ $V_{X1} = V_{BR}$ แทนค่าในสมการที่ (3.15) จะได้

$$V_{Z1} = \frac{V_{BR} (sC_2R_2 + s^2C_1C_2R_1R_2) - V_{in} s^2C_1C_2R_1R_2}{g_{m1}R_1} \quad (3.17)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{Y1} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₁

$$V_{BR} = V_{in} - V_{BP} \quad (3.18)$$

จากสมการที่ (3.18) เมื่อ $V_{Z1} = V_{BP}$ และแทนค่า V_{Z1} ลงในสมการที่ (3.17) จะได้

$$V_{BR} = V_{in} - \left(\frac{V_{BR} sC_2R_2}{g_{m1}R_1} + \frac{V_{in} sC_2R_2}{g_{m1}R_1} + \frac{V_{BR} s^2C_1C_2R_1R_2}{g_{m1}R_1} \right) \quad (3.19)$$

จัดรูปสมการที่ (3.19) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{BR}}{V_{in}} = \frac{s^2 + (g_{m1}/C_1C_2R_2)}{s^2 + \frac{1}{C_1R_1}s + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_2}} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.20) สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่โดยมีอัตราขยาย ซึ่งจะวิเคราะห์จากสมการที่ (2.9) จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง และจากวงจรถ่ายโอนที่นำเสนอจะ ได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ที่เป็นกระแสสามารถหาสมการถ่ายโอนได้ดังนี้

3.2.1.2 สมการถ่ายโอนที่เป็นกระแสของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R_1 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R_2 และเมื่อ $I_{X1} = I_{Z1}$ จะได้

$$I_{Z1}R_1 = V_{in} - V_{Z1} \quad (3.21)$$

พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว Z หรือ V_{BP} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C_1 จะได้

$$I_{Z1}R_1 = V_{in} - \frac{(I_{Z1} + I_{Z2})}{sC_1} \quad (3.22)$$

พิจารณา DVCCTA₁ เนื่องจากขั้ว Z และ Z_C มีค่ากระแสเท่ากันเมื่อแทนค่า $I_{HP} = I_{Z1} + I_{Z2}$ จะได้สมการดังนี้

$$I_{Z1}R_1 = V_{in} - \frac{I_{HP}}{sC_1} \quad (3.23)$$

พิจารณาที่ขั้ว Z₁ เมื่อ $I_{ZC1} = (I_{HP} - I_{ZC2})$ แทน $I_{ZC1} = I_{Z1}$ ลงในสมการที่ (3.23) จะได้สมการดังนี้

$$(I_{HP} - I_{ZC2})R_1 = V_{in} - \frac{I_{HP}}{sC_1} \quad (3.24)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{Y1} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₂

$$V_X = 0 - V_{LP} \quad (3.25)$$

พิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X2} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R₂ ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R₂ และเมื่อ $I_{X2} = I_{Z2}$ จะได้

$$I_{Z2}R_2 = -V_{LP} \quad (3.26)$$

จากสมการ (3.26) หาแรงดันที่ขั้ว V_{X2} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C₂ ที่ขั้ว O คูณด้วยอิมพีแดนซ์ของ C₂ ได้ดังนี้

$$I_{Z2}R_2 = -\frac{I_O}{sC_2} \quad (3.27)$$

จากสมการคุณสมบัติของ DVCCTA จะได้ $I_O = g_m V_Z$ เมื่อ $V_Z = \frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{sC_1}$ จะได้

$$I_{Z2}R_2 = -\frac{g_{m1}}{sC_2} \left(\frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{sC_1} \right) \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.28) จัดสมการหา I_Z เมื่อ $I_{HP} = I_{ZC1} + I_{ZC2}$ เมื่อ $I_{Z1} = I_{ZC1}$, $I_{Z2} = I_{ZC2}$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{Z2} = -\frac{g_{m1}I_{HP}}{s^2 C_1 C_2 R_2} \quad (3.29)$$

เมื่อ $I_{Z2} = I_{ZC2}$ แทนสมการ (3.29) ลงในสมการที่ (3.24) จะได้

$$\left(I_{HP} + \frac{g_{m1}I_{HP}}{s^2 C_1 C_2 R_2} \right) R_1 = V_{in} - \frac{I_{HP}}{sC_1} \quad (3.30)$$

จัดรูปสมการที่ (3.30) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ดังนี้

$$\frac{I_{HP}}{V_{in}} = \frac{\frac{s^2}{R_1}}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.31) สมการถ่ายโอนที่เป็นกระแสของฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่สูง โดยมี อัตราการขยายซึ่งจะวิเคราะห์จากสมการที่ (2.6) จะมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{R_1}$

3.2.1.5 สมการถ่ายโอนที่เป็นกระแสของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พิจารณา DVCCTA₂ กระแสที่ขั้ว O จะได้ $I_O = I_{BP}$ และจากสมการคุณสมบัติของ DVCCTA₂ ที่ $I_{O2} = g_{m2}V_Z$ จะได้

$$I_{BP} = g_{m2} V_Z \quad (3.32)$$

จากสมการที่ (3.11) เมื่อ $V_Z = V_{BP}$ จะได้สมการดังนี้

$$\frac{V_Z}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{C_1 R_1} s}{s^2 + \frac{1}{C_1 R_1} s + \frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.33)$$

แทน V_Z สมการที่ (3.32) ลงในสมการ (3.33) จะได้สมการดังนี้

$$\frac{I_{BP}}{g_{m2}V_{in}} = \frac{\frac{1}{s}}{C_1R_1} \quad (3.34)$$

$$s^2 + \frac{1}{C_1R_1}s + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_2}$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้สมการถ่ายโอนที่เป็นกระแสของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{I_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{g_{m2}}{s}}{C_1R_1} \quad (3.35)$$

$$s^2 + \frac{1}{C_1R_1}s + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_2}$$

จากสมการที่ (3.35) สมการถ่ายโอนที่เป็นกระแสของฟังก์ชัน กรองผ่านแถบความถี่โดยมี อัตราการขยายซึ่งจะวิเคราะห์จากสมการที่ (2.8) จะมีค่าเท่ากับ g_{m2}

3.2.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณิทำงานในอุดมคติ

จากวงจรถ่ายโอนความถี่ที่นำเสนอสามารถประยุกต์เพื่อให้ได้วงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยที่ขั้ว V_{in} ต่อกราวนด์และ V_{Y1} ที่ DVCCTA₂ ต่อ V_{Y2} ที่ DVCCTA₁ จะได้วงจรถ่ายโอนสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ดังรูปที่ 3.7

จากรูปที่ 3.7 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{Y1} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₁ จะได้

$$V_{X1} = 0 - V_{Y2} \quad (3.36)$$

จากรูปที่ 3.7 พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ X หรือ V_{X1} หาจากกระแสที่ไหลผ่าน R_1 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R_1 จะได้

$$I_{Z1}R_1 = 0 - V_{Z1} \quad (3.37)$$

แทนค่า I_{Z1} เมื่อ $V_Z = \frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{sC_1}$ เพื่อหาสมการทางด้านเอาต์พุต V_{Z1} จะได้

$$(V_{Z1}sC_1 - I_{Z2})R_1 = 0 - V_{Z1} \quad (3.38)$$

จากสมการที่ (3.38) จัดรูปเพื่อหา I_{Z2} จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{z2} = \frac{V_{z1} + V_{z1}R_1sC_1}{R_1} \quad (3.39)$$

จากรูปที่ 3.7 พิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, Y_{Y1} , Y_{Y2} และแรงดันที่ขั้ว O หรือ Y_{Y2} ของ DVCCTA₂ หาแรงดันที่ตกคร่อม C_2 และคูณด้วยอิมพีแดนซ์ของ C_2 และพิจารณา DVCCTA₂ แรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} สามารถหาแรงดันที่ตกคร่อมขั้ว V_{X2} คูณด้วยค่าความต้านทานของ R_2 ได้ดังนี้

$$I_{X2}R_2 = V_{z1} - \frac{I_{O1}}{sC_2} \quad (3.40)$$

จากคุณสมบัติ ของ DVCCTA $I_{X2} = I_{z2}$, $I_O = g_m V_Z$ และนำสมการที่ (3.39) แทนลงในสมการที่ (3.40) เมื่อ $I_{z2} = I_{X2}$ ได้ดังนี้

$$\left(\frac{V_{z1} + V_{z1}R_1sC_1}{R_1} \right) R_2 = V_{z1} - \frac{g_m V_Z}{sC_2} \quad (3.41)$$

จัดรูปสมการที่ (3.41) จะได้สมการลักษณะสมบัติของวงจรดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + (R_2 - R_1) C_2 s + g_{m1} R_1 = 0 \quad (3.42)$$

จากสมการที่ (3.42) แทน $s = j\omega$ จะได้ดังนี้

$$-\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + (R_2 - R_1) C_2 j\omega + g_{m1} R_1 = 0 \quad (3.43)$$

จากสมการที่ (3.43) เมื่อพิจารณาส่วนของจำนวนจริง ได้ดังนี้

$$-\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 = -g_{m1} R_1 \quad (3.44)$$

จากสมการที่ (3.44) สามารถหาค่าความถี่ของวงจรถ้าเนตสัญญาณ ดังนี้

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.45)$$

จากสมการที่ (3.45) เมื่อพิจารณาส่วนจินตภาพ จะได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(R_2 - R_1)C_2 j\omega = 0 \quad (3.46)$$

จากสมการที่ (3.46) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ดังนี้

$$R_1 \geq R_2 \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.47) สามารถปรับเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณที่ R_1 และ R_2 โดยให้ค่า R_1 มากกว่าหรือเท่ากับ R_2 และในสมการที่ (3.45) สามารถปรับความถี่ในการกำเนิดสัญญาณแบบอิเล็กทรอนิกส์ได้ที่ g_{m1} ซึ่งจะสามารถปรับได้อิสระจากเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณและจะสามารถพิจารณาความสัมพันธ์ของเอาต์พุตที่จุด V_{O1} และ V_{O2} จากรูปที่ 3.7 จะได้

$$\frac{V_{O1}(s)}{V_{O2}(s)} = \frac{sC_2}{g_{m1}} \quad (3.48)$$

เมื่อพิจารณาในช่วงอยู่ตัวของสัญญาณไซน์จากสมการที่ (3.48) เขียนได้ใหม่โดย แทน $s = j\omega$

$$\frac{V_{O1}(j\omega)}{V_{O2}(j\omega)} = \frac{j\omega C_2}{g_{m1}} \quad (3.49)$$

เมื่อพิจารณาหาขนาดของ $\left| \frac{V_{O1}(j\omega)}{V_{O2}(j\omega)} \right|$ โดยแทนค่า ω จากสมการที่ (3.45) ลงในสมการที่ (3.49) จะได้

$$\left| \frac{V_{O1}(j\omega)}{V_{O2}(j\omega)} \right| = \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_2 g_{m1}}} \quad (3.50)$$

เมื่อหามุมเฟสของเอาต์พุต V_{O1} และ V_{O2} สามารถหาได้จากสมการที่ (3.49) จะได้

$$\theta_{\frac{V_{O1}}{V_{O2}}} = \tan^{-1} \frac{j\omega C_2}{0} - \tan^{-1} \frac{0}{g_{m1}} \quad (3.51)$$

จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta_{\frac{V_{o1}}{V_{o2}}} = 90 \text{ องศา} \quad (3.52)$$

เมื่อพิจารณาสมการที่ (3.52) พบว่าสัญญาณ V_{o1} และ V_{o2} มีเฟสต่างกัน 90 องศา โดยที่ V_{o1} นำหน้า V_{o2} อยู่ 90 องศาและเมื่อหาก พิจารณาหาความสัมพันธ์ของเอาต์พุตโหมดกระแส (I_{o1}, I_{o2}) จากรูปที่ 3.7 จะได้

$$\frac{I_{o1}(s)}{I_{o2}(s)} = \frac{sC_1}{g_{m2}} \quad (3.53)$$

ในช่วงอยู่ตัวของสัญญาณไซน์จากสมการที่ (3.53) ได้ใหม่โดย แทน $s = j\omega$

$$\frac{I_{o1}(j\omega)}{I_{o2}(j\omega)} = \frac{j\omega C_1}{g_{m2}} \quad (3.54)$$

เมื่อมุมเฟสของเอาต์พุต V_{o1} และ V_{o2} สามารถหาได้จาก

$$\tan \theta_{\frac{I_{o1}(j\omega)}{I_{o2}(j\omega)}} = \frac{j\omega C_1}{g_{m2}} \quad (3.55)$$

พิจารณา I_{o1} และ I_{o2} จากจำนวนจินตภาพและจำนวนจริง จะได้

$$\theta_{\frac{I_{o1}}{I_{o2}}} = \tan^{-1} \frac{j\omega C_1}{0} = \tan^{-1} \frac{0}{g_{m2}} \quad (3.56)$$

จะได้

$$\theta_{\frac{I_{o1}}{I_{o2}}} = 90 \text{ องศา} \quad (3.57)$$

และจากสมการที่ (3.57) พบว่าสัญญาณ I_{o1} และ I_{o2} มีเฟสต่างกัน 90 องศาโดยที่ I_{o1} นำหน้า I_{o2} อยู่ 90 องศาและเมื่อพิจารณาสมการที่จุด I_{o2} จะสามารถปรับขนาดของสัญญาณได้ที่ กระแส g_{m2} จะได้สมการคือ

$$I_{o2} = g_{m2} V_z \quad (3.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรรองความถี่และวงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์กรณทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์ผลกระทบในกรณีที่ วงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรรองความถี่และวงจรถ้าเนตสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ ที่นำเสนอซึ่งใช้อุปกรณ์แอกทิฟ DVCCTA สามารถแยกวิเคราะห์ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรถ้าเนตได้ 2 กรณีคือ

3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรถ้าเนตเนื่องจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันและกระแส (Voltage and Current Tracking Error) จากอินพุตไปเอาต์พุตของ DVCCTA

3.3.1.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรถ้าเนตเนื่องจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันและกระแสของวงจรรองความถี่

จากโครงสร้างภายในของ DVCCTA ในส่วนเอาต์พุตของวงจรถ้าเนต ที่ขั้ว X ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรถ้าเนตต่างแรงดัน ค่าแรงดันที่เอาต์พุตนี้จะขึ้นอยู่กับผลต่างแรงดันของอินพุตที่ขั้ว Y_1 และขั้ว Y_2 และเมื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรถ้าเนตจากโครงสร้างภายใน DVCCTA ในกรณีที่วงจรถ้าเนตทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ที่มีผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันและกระแส สามารถแสดงสมการคุณลักษณะสมบัติทางอินพุตและเอาต์พุตของ DVCCTA ได้ใหม่ดังสมการที่ (3.59)

$$\left. \begin{aligned} I_{Y1} = I_{Y2} = 0, \\ V_X = \beta_1 V_{Y1} + \beta_2 V_{Y2}, \\ I_{ZC} = I_Z = \alpha I_X, \\ I_O = g_m V_Z \end{aligned} \right\} \quad (3.59)$$

จากสมการที่ (3.59) เมื่อ β_1 และ β_2 เป็นค่าผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว $Y_1 - X$ และ $Y_2 - X$ ตามลำดับ ส่วน α เป็นค่าความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว $Z - X$ โดยจะวิเคราะห์หาผลกระทบที่ส่งผลต่อสมรรถนะ และการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ดังต่อไปนี้

3.3.1.1.1 สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

จากรูปที่ 3.6 พิจารณา DVCCTA₁ แรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R_1 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R_2 จะได้

$$\frac{I_{Z1}}{\alpha_1} R_1 = \beta_{11} V_{in} - \beta_{21} V_{Z1} \quad (3.60)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการคุณสมบัติของ DVCCTA เมื่อ $I_o = g_m V_Z$ จะได้

$$\frac{I_{Z1}}{\alpha_1} R_1 = \beta_{11} V_{in} - \beta_{21} \frac{I_{O1}}{g_{m1}} \quad (3.61)$$

แทนค่า $I_{Z1} = V_{BP} s C_1 - I_{Z2}$ ในสมการที่ (3.61) จะได้สมการดังนี้

$$\frac{(V_{BP} s C_1 - I_{Z2})}{\alpha_1} R_1 = \beta_{11} V_{in} - \beta_{21} \frac{I_{O1}}{g_{m1}} \quad (3.62)$$

จากสมการที่ (3.62) เมื่อ $V_{BP} = V_{Z1}$ เมื่อ $I_o = g_m V_Z$ จะได้สมการดังนี้

$$\left(\frac{I_o}{g_{m1}} s C_1 - I_{Z2} \right) \frac{R_1}{\alpha_1} = \beta_{11} V_{in} - \beta_{21} \frac{I_{O1}}{g_{m1}} \quad (3.63)$$

จากรูปที่ 3.6 พิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X2} โดยการนำกระแสที่ไหลผ่าน R_2 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R_2 และพิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ V_{O1} โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากแรงดันที่ตกคร่อม C_2 หาด้วยอิมพีแดนซ์ของ C_2 จะได้ดังนี้

$$\left(\frac{V_{LP} s C_2}{g_{m1}} s C_1 - \frac{\alpha_2 V_{X2}}{R_2} \right) R_1 = \alpha_1 \beta_{11} V_{in} - \frac{\alpha_1 \beta_{21} V_{LP} s C_2}{g_{m1}} \quad (3.64)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{Y2} และ V_{Y3} ของ DVCCTA₂ จะได้

$$V_{X2} = -\beta_{22} V_{LP} \quad (3.65)$$

จากสมการที่ (3.65) แทนค่า V_{X2} ในสมการที่ (3.64) จะได้สมการดังนี้

$$\left(\frac{V_{LP} s C_2}{g_{m1}} s C_1 + \frac{\alpha_2 \beta_{22} V_{LP}}{R_2} \right) R_1 = \alpha_1 \beta_{11} V_{in} - \frac{\alpha_1 \beta_{21} V_{LP} s C_2}{g_{m1}} \quad (3.66)$$

จัดรูปสมการที่ (3.66) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{\beta_{11} \alpha_1 g_{m1} / C_1 C_2 R_1}{s^2 + \frac{\beta_{21} \alpha_1}{C_1 R_1} s + \frac{\beta_{22} \alpha_2 g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.67)$$

จากสมการที่ (3.67) พบว่าฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำมีค่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่ α_1 , α_2 , β_{11} , β_{21} และ β_{22} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟคเตอร์ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

3.3.1.1.2 สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

จากรูปที่ 3.6 พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือจุด V_{X2} เมื่อ V_{Y2}=V_{BP} จะได้ดังนี้

$$\beta_{21} V_{BP} = \beta_{11} V_{in} - \frac{I_{Z1} R_1}{\alpha_1} \quad (3.68)$$

พิจารณาแรงดันที่ขั้ว Z ของ DVCCTA₁ และ DVCCTA₂ สามารถหาได้ดังนี้

$$I_{Z1} = V_{BP} s C_1 - I_{Z2} \quad (3.69)$$

จากสมการที่ (3.69) แทนในสมการที่ (3.68) จะได้

$$\beta_{21} V_{BP} = \beta_{11} V_{in} - \left(V_{BP} s C_1 - I_{Z2} \right) \frac{R_1}{\alpha_1} \quad (3.70)$$

พิจารณา DVCCTA₂ แรงดันที่ขั้ว X และแทนลงในสมการที่ (3.70) จะได้สมการดังนี้

$$\beta_{21} V_{BP} = \beta_{11} V_{in} - \left(V_{BP} s C_1 - \frac{\alpha_2 V_{X2}}{R_2} \right) \frac{R_1}{\alpha_1} \quad (3.71)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{Y1} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₂ ได้สมการดังนี้

$$V_{X2} = 0 - \beta_{21} V_{Y2} \quad (3.72)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่าง V_{X2} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₂ แทนค่า V_{X2} ลงในสมการที่ (3.71) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_{21}V_{BP} = \beta_{11}V_{in} - \left(V_{BP}sC_1 - \frac{-\beta_{22}\alpha_2 I_{O1}}{sC_2R_2} \right) \frac{R_1}{\alpha_1} \quad (3.73)$$

จากคุณสมบัติของ DVCCTA เมื่อ $I_O = g_m V_Z$ แทนค่าในสมการที่ (3.73) เมื่อ $V_Z = V_{BP}$ จะ
ได้

$$\beta_{21}V_{BP} = \beta_{11}V_{in} - \left(V_{BP}sC_1 + \frac{\beta_{22}\alpha_2 g_{m1} V_{BP}}{sC_2R_2} \right) \frac{R_1}{\alpha_1} \quad (3.74)$$

จัดรูปสมการที่ (3.74) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{s(\beta_{11}\alpha_1/C_1R_1)}{s^2 + \frac{\beta_{21}\alpha_1}{C_1R_1}s + \frac{\beta_{22}\alpha_2 g_{m1}}{C_1C_2R_2}} \quad (3.75)$$

จากสมการที่ (3.75) พบว่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้คือ α_1 , α_2 , β_{11} , β_{21} และ β_{22} จะส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟคเตอร์ของฟังก์ชัน กรองผ่านแถบความถี่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมีมากหรือน้อยขึ้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

3.3.1.1.3 สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

จากวงจรรูปที่ 3.6 พิจารณาร่วมกับสมการที่ (3.59) ความสัมพันธ์ของแรงดันที่ ขั้ว X, Y_1 และ Y_2 ของ DVCCTA₁ จะได้

$$V_{X1} = \beta_{11}V_{in} - \beta_{21}V_{Y21} \quad (3.76)$$

พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} และพิจารณาหาแรงดันที่ V_{C1} โดยใช้กฎของโอห์มสามารถหาได้จาก กระแสที่ไหลผ่าน C_1 ที่ขั้ว Z ที่ต่อรวมอยู่กับ DVCCTA₁ และ DVCCTA₂ คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ C_1 จะได้สมการดังนี้

$$V_{X1} = \beta_{11}V_{in} - \beta_{21} \left(\frac{I_{Z1} - I_{Z2}}{sC_1} \right) \quad (3.77)$$

จากรูปที่ 3.6 พิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือจุด V_{X2} โดยใช้กฎของโอห์มสามารถหาได้จาก กระแสที่ไหลผ่าน R_2 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R_2 และพิจารณาหาแรงดันที่ V_{C2} ใช้กฎของโอห์มสามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน X_2 ได้ดังนี้

$$I_{X2} = -\beta_{22} \left(\frac{g_{m1} V_{Z1}}{sC_2 R_2} \right) \quad (3.78)$$

จากสมการคุณสมบัติของ DVCCTA $I_Z = \alpha_x$ และ $V_{X1} = V_{BR}$ และนำสมการที่ (3.78) แทนค่าในสมการที่ (3.77) จะได้

$$V_{BR} = \beta_{11} V_{in} - \frac{\beta_{21} \alpha_1 V_{BR}}{sC_1 R_1} + \left(\frac{\beta_{21} \beta_{22} \alpha_2 g_{m1} V_{Z1}}{s^2 C_1 C_2 R_2} \right) \quad (3.79)$$

จัดสมการใหม่ให้อยู่ในรูป V_{Z1} จะได้

$$V_{Z1} = \frac{V_{BR} (s\beta_{21} \alpha_1 C_2 R_2 + s^2 C_1 C_2 R_1 R_2) - V_{in} s^2 \beta_{11} C_1 C_2 R_1 R_2}{\beta_{21} \beta_{22} \alpha_2 g_{m1} R_1} \quad (3.80)$$

จากรูปที่ 3.6 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{Y1} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₁

$$V_{BR} = \beta_{11} V_{in} - \beta_{21} V_{Z1} \quad (3.81)$$

จากสมการที่ (3.80) แทนค่าลงในสมการที่ (3.81) จะได้

$$V_{BR} = \beta_{11} V_{in} - \beta_{21} \left[\frac{V_{BR} (s\beta_{21} \alpha_1 C_2 R_2 + s^2 C_1 C_2 R_1 R_2) - V_{in} s^2 \beta_{11} C_1 C_2 R_1 R_2}{\beta_{21} \beta_{22} \alpha_2 g_{m1} R_1} \right] \quad (3.82)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ดังนี้

$$\frac{V_{BR}}{V_{in}} = \frac{\beta_{11} s^2 + (\beta_{11} \beta_{22} \alpha_1 g_{m1} / C_1 C_2 R_2)}{s^2 + \frac{\beta_{21} \alpha_1}{C_1 R_1} s + \frac{\beta_{22} \alpha_2 g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.83)$$

จากสมการที่ (3.83) พบว่าพารามิเตอร์ในทางไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่ α_1 , α_2 , β_{11} , β_{21} และ β_{22} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟกเตอร์ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

3.3.1.1.4 สมการถ่ายโอนโหมตกระแสของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

จากวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้รูปที่ 3.6 จะสามารถให้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ที่เป็นกระแสได้ โดยพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสของ DVCCTA จากสมการที่ (3.59) จะได้

$$I_{X1} = \frac{I_{Z1}}{\alpha_1} \quad (3.84)$$

พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} ได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R₁ ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R₂ จะได้

$$\frac{I_{Z1}}{\alpha_1} R_1 = \beta_{11} V_{in} - \beta_{21} V_{Z1} \quad (3.85)$$

จากสมการ (3.85) พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว Z หรือ V_{BP} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C₁ ที่ขั้ว X คูณอิมพีแดนซ์ของ C₁ เมื่อ จะได้

$$\frac{I_{Z1}}{\alpha_1} R_1 = \beta_{11} V_{in} - \frac{\beta_{21} (I_{Z1} + I_{Z2})}{sC_1} \quad (3.86)$$

พิจารณา DVCCTA₁ แทนค่า I_{HP} = I_{Z1} + I_{Z2} เมื่อ I_{ZC1} = I_{Z1} และ I_{ZC2} = I_{Z2} จะได้สมการดังนี้

$$\frac{I_{ZC1}}{\alpha_1} R_1 = \beta_{11} V_{in} - \frac{\beta_{21} I_{HP}}{sC_1} \quad (3.87)$$

พิจารณาที่ขั้ว Z_C เมื่อ I_{ZC1} = I_{HP} + I_{ZC2} แทน I_{Z1} จะได้สมการดังนี้

$$(I_{HP} - I_{ZC2}) \frac{R_1}{\alpha_1} = \beta_{11} V_{in} - \frac{\beta_{21} I_{HP}}{sC_1} \quad (3.88)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{X1} และ V_{X2} ของ DVCCTA₂

$$V_X = -\beta_{21} V_{LP} \quad (3.89)$$

พิจารณา DVCCTA₂ แรงดันที่ X หรือ V_{X2} ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R₂ ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R₂ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{Z2}R_2}{\alpha_2} = -\beta_{22}V_{LP} \quad (3.90)$$

จากสมการ (3.90) หาแรงดันที่ขั้ว V_{LP} โดยใช้กฎของโอห์มหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C_2 ที่ขั้ว O คูณด้วยอิมพีแดนซ์ของ C_2 จะได้

$$\frac{I_{Z2}R_2}{\alpha_2} = -\frac{\beta_{22}I_O}{sC_2} \quad (3.91)$$

จากสมการคุณสมบัติของ DVCCTA เมื่อ $I_O = g_m V_Z$ เมื่อ $V_Z = \frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{sC_1}$ จะได้

$$\frac{I_{Z2}R_2}{\alpha_2} = -\frac{\beta_{22}g_{m1}}{sC_2} \left(\frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{sC_1} \right) \quad (3.92)$$

จัดสมการเพื่อหา I_Z เมื่อ $I_{HP} = I_{Z1} + I_{Z2}$ จะได้

$$I_{Z2} = -\frac{\alpha_2 \beta_{22} g_{m1} I_{HP}}{s^2 C_1 C_2 R_2} \quad (3.93)$$

แทนสมการที่ (3.93) ลงในสมการที่ (3.92) จะได้

$$\left(I_{HP} + \frac{\alpha_2 \beta_{22} g_{m1} I_{HP}}{s^2 C_1 C_2 R_2} \right) \frac{R_1}{\alpha_1} = \beta_{11} V_{in} - \frac{\beta_{21} I_{HP}}{sC_1} \quad (3.94)$$

จัดรูปสมการที่ (3.94) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ดังนี้

$$\frac{I_{HP}}{V_{in}} = \frac{\alpha_1 \beta_{11} s^2 / R_1}{s^2 + \frac{\beta_{21} \alpha_1}{C_1 R_1} s + \frac{\beta_{22} \alpha_2 g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.95)$$

จากสมการที่ (3.95) พบว่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่ α_1 , α_2 , β_{11} , β_{21} และ β_{22} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟกเตอร์ของฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่สูงไม่เป็นไปตาม อุดมคติซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.1.1.5 สมการถ่ายโอนโหมตกระแสของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่
พิจารณา DVCCTA₂ กระแสที่ขั้ว O จะได้ $I_O = I_{BP}$ และจากสมการคุณสมบัติ
ของ DVCCTA₂ เมื่อ $I_O = g_m V_Z$ จะได้

$$I_{BP} = g_{m2} V_Z \quad (3.96)$$

จากสมการที่ (3.75) เมื่อ $V_Z = V_{BP}$ จะได้สมการดังนี้

$$\frac{V_Z}{V_{in}} = \frac{s(\beta_{11}\alpha_1/C_1R_1)}{s^2 + \frac{\beta_{21}\alpha_1}{C_1R_1}s + \frac{\beta_{22}\alpha_2g_{m1}}{C_1C_2R_2}} \quad (3.97)$$

แทน V_Z ในสมการที่ (3.96) ลงในสมการที่ (3.97) จะได้สมการดังนี้

$$\frac{I_{BP}}{g_{m2}V_{in}} = \frac{s(\beta_{11}\alpha_1/C_1R_1)}{s^2 + \frac{\beta_{21}\alpha_1}{C_1R_1}s + \frac{\beta_{22}\alpha_2g_{m1}}{C_1C_2R_2}} \quad (3.98)$$

จัดรูปสมการที่ (3.98) จะได้สมการเอาต์พุตฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ผ่าน ดังนี้

$$\frac{I_{BP}}{V_{in}} = \frac{s(\beta_{11}\alpha_1g_{m2}/C_1R_1)}{s^2 + \frac{\beta_{21}\alpha_1}{C_1R_1}s + \frac{\beta_{22}\alpha_2g_{m1}}{C_1C_2R_2}} \quad (3.99)$$

จากสมการที่ (3.99) พบว่าพารามิเตอร์ที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่ α_1 , α_2 , β_{11} , β_{21}
และ β_{22} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟคเตอร์ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ไม่เป็นไปตาม
อุดมคติ ซึ่งอาจจะมีมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

จากสมการที่ (3.67), (3.75), (3.83), (3.95), (3.99) สามารถพิจารณาผลกระทบจากความ
ผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DVCCTA จะส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟค
เตอร์ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_2\beta_{22}g_{m1}}{C_1C_2R_2}} \quad (3.100)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \frac{R_1}{\alpha_1 \beta_{21}} \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_{22} g_{m1} C_1}{C_2 R_2}} \quad (3.101)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการที่ (3.100) และ สมการที่ (3.101) พบว่าตัวแปรความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DVCCTA อยู่ในเทอมของสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรอความถี่ทุกฟังก์ชัน รวมทั้งสมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ ซึ่งตัวแปรนี้เป็นค่าความเบี่ยงเบนการทำงานของวงจรในทางปฏิบัติ จะส่งผลให้วงจรทำงานเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ

3.3.1.2 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรเนื่องจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันและกระแสของวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์

จากรูปที่ 3.6 สามารถประยุกต์เพื่อให้ได้วงจรกำเนิดความถี่สัญญาณได้ โดยที่ขั้ว V_{in} ต่อกราวด์ และ V_{Y1} ที่ DVCCTA₂ ต่อเข้ากับ V_{Y2} ที่ DVCCTA₁ จะได้วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ดังรูปที่ 3.7 และจะมีความสัมพันธ์ของแรงดันที่ขั้ว X, V_{Y1} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₁ ได้

$$V_{X1} = 0 - \beta_{21} V_{Y2} \quad (3.102)$$

จากรูปที่ 3.7 พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} หาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R_1 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R_1 จะได้

$$\frac{I_{Z1} R_1}{\alpha_1} = 0 - \beta_{21} V_{Z1} \quad (3.103)$$

พิจารณา DVCCTA₁ ที่กระแส I_{Z1} เมื่อ $V_{BP} = V_{Z1}$ หาสมการทางด้านเอาต์พุต V_{Z1} จะได้

$$\left(V_{Z1} s C_1 - I_{Z2} \right) \frac{R_1}{\alpha_1} = -\beta_{21} V_{Z1} \quad (3.104)$$

จากสมการที่ (3.104) จัดรูปเพื่อหา I_{Z2} จะได้

$$I_{Z2} = \frac{\alpha_1 \beta_{21} V_{Z1} + V_{Z1} R_1 s C_1}{R_1} \quad (3.105)$$

จากรูปที่ 3.7 เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V_{Y1} และ V_{Y2} ของ DVCCTA₂

$$V_{X1} = \beta_{12} V_{Z1} - \beta_{22} V_{Y2} \quad (3.106)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่ขั้ว O หรือ V_{Y2} หาได้จากแรงดันที่ตกคร่อม C₂ คูณด้วยอิมพีแดนซ์ของ C₂ และพิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} หาได้จากแรงดันที่ตกคร่อมขั้ว V_{X2} คูณด้วยค่าความต้านทานของ R₂ ได้ดังนี้

$$I_{X2}R_2 = \beta_{12}V_{Z1} - \frac{\beta_{22}I_{O1}}{sC_2} \quad (3.107)$$

จากคุณสมบัติของ DVCCTA $I_{X2} = I_{Z2}$, $I_{O1} = g_m V_Z$ และนำสมการที่ (3.105) แทนลงในสมการที่ (3.107) ได้ดังนี้

$$\left(\frac{\alpha_1 \beta_{21} V_{Z1} + V_{Z1} R_1 s C_1}{R_1} \right) \frac{R_2}{\alpha_2} = \beta_{12} V_{Z1} - \frac{\beta_{22} g_{m1} V_{Z1}}{s C_2} \quad (3.108)$$

จัดรูปสมการที่ (3.108) จะได้สมการลักษณะสมบัติของวงจรดังนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + (\alpha_1 \beta_{21} R_2 - \alpha_2 \beta_{12} R_1) C_2 s + \alpha_2 \beta_{22} g_{m1} R_1 = 0 \quad (3.109)$$

จากสมการที่ (3.109) แทน $s = j\omega$ จะได้ดังนี้

$$-\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + (\alpha_1 \beta_{21} R_2 - \alpha_2 \beta_{12} R_1) C_2 j\omega + \alpha_2 \beta_{22} g_{m1} R_1 = 0 \quad (3.110)$$

จากสมการที่ (3.110) เมื่อพิจารณาส่วนของจำนวนจริง จะได้ดังนี้

$$-\omega^2 C_1 C_2 R_1 R_2 = -\alpha_2 \beta_{22} g_{m1} R_1 \quad (3.111)$$

จากสมการ (3.111) สามารถหาค่าความถี่ของวงจรถ้าเนติสัญญาณ ดังนี้

$$\omega = \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_{22} g_{m1}}{C_1 C_2 R_2}} \quad (3.112)$$

จากสมการที่ (3.112) เมื่อพิจารณาส่วนจินตภาพจะได้สมการดังนี้

$$(\alpha_1 \beta_{21} R_2 - \alpha_2 \beta_{12} R_1) C_2 j\omega = 0 \quad (3.113)$$

จากสมการที่ (3.113) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยศูนย์วิจัยและพัฒนาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_2 \beta_{12} R_1 \geq \alpha_1 \beta_{21} R_2 \quad (3.114)$$

พิจารณา สมการ ที่ (3.112) คือ ค่า ความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ และ (3.114) คือ เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ พบว่า ตัวแปรความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DVCCTA ได้แก่ α_1 , α_2 , β_{12} , β_{21} และ β_{22} ซึ่งตัวแปรนี้เป็นค่าความเบี่ยงเบนการทำงานของวงจรถูกปฏิบัติ ผลจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DVCCTA และจะส่งผลให้ วงจรถูกทำงานเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ ซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวและ เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของเอาต์พุตที่จุด V_{O1} และ V_{O2} จากรูปที่ 3.7 เพื่อหาเฟสของสัญญาณจะ

$$\frac{V_{O1(s)}}{V_{O2(s)}} = \frac{\alpha_1 \beta_{21} s C_2}{g_{m1}} \quad (3.115)$$

เมื่อพิจารณาในช่วงอยู่ตัวของสัญญาณไซน์จากสมการที่ (3.115) เขียนใหม่ โดยแทน $s = j\omega$ จะได้ดังนี้

$$\frac{V_{O1(j\omega)}}{V_{O2(j\omega)}} = \frac{\alpha_1 \beta_{21} j\omega C_2}{g_{m1}} \quad (3.116)$$

เมื่อพิจารณาหาขนาดของ $\left| \frac{V_{O1}(j\omega)}{V_{O2}(j\omega)} \right|$ โดยแทนค่า ω จากสมการที่ (3.112) ลงในสมการที่ (3.116) จะได้

$$\left| \frac{V_{O1}(j\omega)}{V_{O2}(j\omega)} \right| = \alpha_1 \beta_{21} \sqrt{\frac{\alpha_2 \beta_{22} C_2}{C_1 R_2 g_{m1}}} \quad (3.117)$$

พิจารณา I_{O1} และ I_{O2} จากจำนวนจินตภาพ และจำนวนจริง จะได้

$$\theta_{\frac{V_{O1}}{V_{O2}}} = \tan^{-1} \frac{\alpha_1 \beta_{21} j\omega C_2}{0} - \tan^{-1} \frac{0}{g_{m1}} \quad (3.118)$$

จะได้

$$\theta_{\frac{V_{O1}}{V_{O2}}} = 90 \text{ องศา} \quad (3.119)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.119) พบว่าพบว่า V_{O1} มีเฟสหน้าหน้า V_{O2} อยู่ 90 องศาหากพิจารณาหาความสัมพันธ์ของเอาต์พุตโหนดกระแส (I_{O1}, I_{O2}) จากรูปที่ 3.7 จะได้

$$\frac{I_{O1}(s)}{I_{O2}(s)} = \frac{\alpha_1 \beta_{11} s C_1}{\alpha_2 \beta_{21} g_{m2}} \quad (3.120)$$

โดยเมื่อพิจารณาสมการที่ (3.120) จุดกระแส I_{O2} จะสามารถปรับขนาดของสัญญาณได้ที่ g_{m2} และเมื่อพิจารณาในช่วงอยู่ตัวของสัญญาณ ไซน์จากสมการที่ (3.120) สามารถเขียนได้ใหม่โดยแทน $s = j\omega$ จะได้

$$\frac{I_{O1}(j\omega)}{I_{O2}(j\omega)} = \frac{\alpha_1 \beta_{11} j\omega C_1}{\alpha_2 \beta_{21} g_{m2}} \quad (3.121)$$

เมื่อมุมเฟสของเอาต์พุต I_{O1} และ I_{O2} สามารถหาได้จาก

$$\tan \theta_{\frac{I_{O1}(j\omega)}{I_{O2}(j\omega)}} = \frac{\alpha_1 \beta_{11} j\omega C_1}{\alpha_2 \beta_{21} g_{m2}} \quad (3.122)$$

พิจารณา I_{O1} และ I_{O2} จากจำนวนจินตภาพ และจำนวนจริง จะได้

$$\theta_{\frac{I_{O1}}{I_{O2}}} = \tan^{-1} \frac{j\omega \alpha_1 \beta_{11} C_1}{0} - \tan^{-1} \frac{0}{\alpha_1 \beta_{21} g_{m2}} \quad (3.123)$$

จะได้

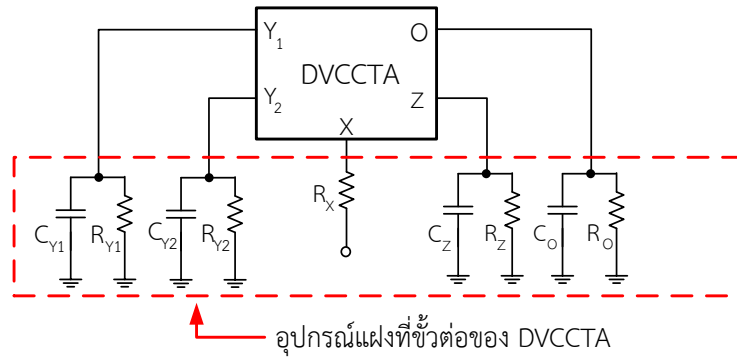
$$\theta_{\frac{I_{O1}}{I_{O2}}} = 90 \text{ องศา} \quad (3.124)$$

จากสมการที่ (3.124) พบว่าพบว่ากระแสที่จุด I_{O1} มีเฟสหน้าหน้า I_{O2} อยู่ 90 องศา

3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบวงจรเนื่องจากอุปกรณ์แฝงภายในตัว DVCCTA

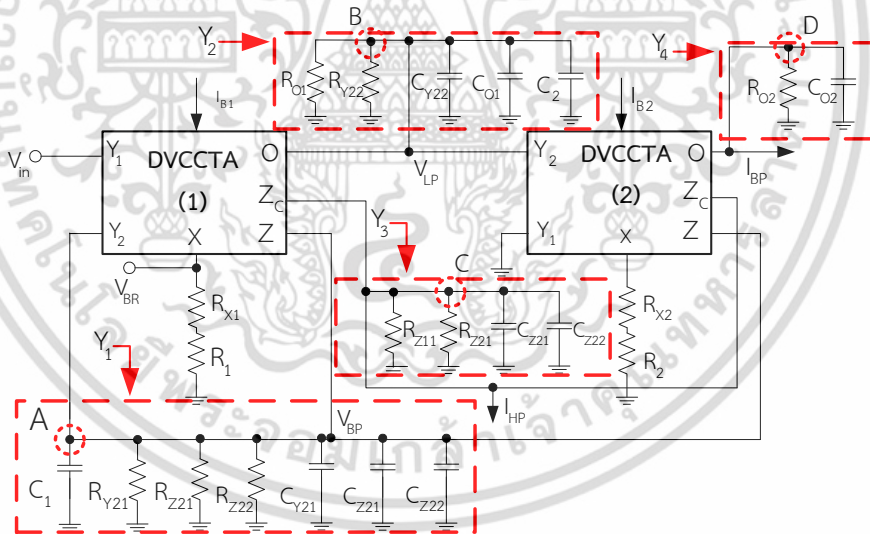
วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ในสภาวะปกตินอกจากค่าความต้านทาน R และความจุของ C ที่ใช้ในวงจรแล้วยังมี ความต้านทานและความจุแฝง ซึ่งเกิดขึ้นในขั้วต่างๆ ของ DVCCTA ที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะ การทำงานของวงจร ซึ่งสามารถ พิจารณา อุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นในขั้วของ DVCCTA แต่ละจุดได้ดังรูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงใน DVCCTA

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.8 ลักษณะอุปกรณ์แฝงที่ขั้วของ DVCCTA ในสถานะปกติจะมีค่าความต้านทานแฝงและค่าความจุแฝงอยู่ขั้วที่มีค่าความต้านทานสูง ซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร ในการวิเคราะห์ผลกระทบของอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้นจะพิจารณาในขั้วที่มีอิมพีแดนซ์สูงที่ต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อื่นได้แก่ขั้ว Y_1 , Y_2 , Z และ O ดังนั้นเมื่อพิจารณาถึงผลกระทบอุปกรณ์แฝงภายในของ DVCCTA ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถที่จะวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาต์พุตที่ได้รับผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงที่เกิดขึ้น ได้ดังรายละเอียดต่อไปนี้



รูปที่ 3.9 วงจรรองความถี่ที่นำเสนอเมื่อพิจารณาความต้านทานและความจุแฝงใน DVCCTA

จากวงจรรูปที่ 3.9 พิจารณาความต้านทานและความจุแฝงที่โหนด A, B, C และ D ของวงจร โดยที่ขั้ว Y_1 ต่อลงกราวด์จะทำให้ไม่มีผลกระทบต่อความต้านทานและความจุแฝง เพื่อให้ง่ายต่อการพิจารณากำหนดให้ Y_1 , Y_2 และ Y_3 เป็นส่วนกลับความต้านทานแฝงรวม ที่เกิดขึ้นจากค่าความต้านทาน และค่าความ จุแฝงรวมหรือ ค่าความนำ ของวงจรรวมซึ่งเกิดขึ้นที่โหนด A, B, C และ D ตามลำดับ มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ โหนด A โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_1 = s(C_1 + C_{Y21} + C_{Z21} + C_{Z22}) + G_{Y21} + G_{Z21} + G_{Z22} \quad (3.125)$$

กำหนดให้ $C_{T1} = C_1 + C_{Y21} + C_{Z21} + C_{Z22}$ และ $G_{T1} = G_{Y21} + G_{Z21} + G_{Z22}$ จะ
ได้

$$Y_1 = sC_{T1} + G_{T1} \quad (3.126)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 พิจารณาที่ โหนด B โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_2 = s(C_2 + C_{Y22} + C_{O1}) + G_{Y22} + G_{O1} \quad (3.127)$$

กำหนดให้ $C_{T2} = C_2 + C_{Y22} + C_{O1}$ และ $G_{T2} = G_{Y22} + G_{O1}$ จะได้

$$Y_2 = sC_{T2} + G_{T2} \quad (3.128)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 พิจารณาที่ โหนด C โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_3 = s(C_{Z11} + C_{Z12}) + G_{Z11} + G_{Z12} \quad (3.129)$$

กำหนดให้ $C_{T3} = C_{Z11} + C_{Z12}$ และ $G_{T3} = G_{Z11} + G_{Z12}$ จะได้

$$Y_3 = sC_{T3} + G_{T3} \quad (3.130)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 พิจารณาที่ โหนด D โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_4 = sC_{O2} + G_{O2} \quad (3.131)$$

กำหนดให้ $C_{T4} = C_{O2}$ และ $G_{T4} = G_{O2}$ จะได้

$$Y_4 = sC_{T4} + G_{T4} \quad (3.132)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ โหนด A หาแรงดันที่ V_{BP} จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BP} = \frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{Y_1} \quad (3.133)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ โหนด B หาแรงดันที่ V_{LP} จะได้

$$V_{LP} = \frac{I_{O1}}{Y_2} \quad (3.134)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ โหนด C หาแรงดันที่ V_{ZC} จะได้

$$V_{ZC} = \frac{I_{ZC1} + I_{ZC2}}{Y_3} \quad (3.135)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ โหนด D หาแรงดันที่ V_{O2} จะได้

$$V_{O2} = \frac{I_{O2}}{Y_4} \quad (3.136)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ DVCCTA₁ หาแรงดันที่ V_{X1} ซึ่ง $V_{X1} = V_{BR}$ จะได้

$$V_{BR} = V_{in} \frac{V_{BR}}{Y_{V1}(R_{X1} + R_1)} - \frac{I_{X2}}{Y_2} \quad (3.137)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ DVCCTA₂ หากระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทาน R_2 จะได้

$$I_{X2} = -\frac{I_{O1}}{Y_2(R_{X2} + R_2)} \quad (3.138)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ DVCCTA เมื่อ $I_{O1} = g_{m1}V_{Z1}$ แทนค่า I_{O1} ในสมการที่ (3.138) จะได้

$$I_{X2} = -\frac{g_{m1}V_{Z1}}{Y_2(R_{X2} + R_2)} \quad (3.139)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.125) ถึงสมการที่ (3.139) สามารถใช้ในการวิเคราะห์ ผลกระทบวงจร เนื่องจากอุปกรณ์แฝงจะสามารถหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันต่างๆดังนี้

3.3.2.1 การหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาวงจรจะมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงเกิดที่ขั้วอินพุตของ DVCCTA₁ ที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจรไม่เป็นไปตามอุดมคติดังนี้

$$V_{X1} = V_{Y11} - V_{Y21} \quad (3.140)$$

เมื่อ $V_{Y11} = V_{in}$ และ $V_{Y21} = V_{BP}$ พิจารณา DVCCTA₁ หากกระแสที่ขั้ว X โดยใช้กฎของโอห์มหาได้จากแรงดันที่ตกคร่อมขั้ว V_{X1} คูณด้วยค่าความต้านทานของจะได้สมการดังนี้

$$I_{X1}(R_{X1} + R_1) = V_{in} - V_{BP} \quad (3.141)$$

แทนค่า I_{X1} จากสมการที่ (3.133) ลงในสมการที่ (3.141) เมื่อ $I_{X1} = I_{Z1}$ จะได้สมการดังนี้

$$(V_{BP} Y_1 - I_{Z2})(R_{X1} + R_1) = V_{in} - V_{BP} \quad (3.142)$$

แทนค่า V_{BP} ลงในสมการที่ (3.142) เมื่อ $V_{BP} = \frac{I_{O1}}{g_{m1}}$ จะได้สมการดังนี้

$$\left(\frac{I_{O1}}{g_{m1}} Y_1 - I_{Z2} \right) (R_{X1} + R_1) = V_{in} - \frac{I_{O1}}{g_{m1}} \quad (3.143)$$

แทนค่า I_{O1} ลงในสมการที่ (3.143) เมื่อ $I_{O1} = V_{LP} Y_2$ และ $I_{Z2} = I_{X2}$ จะได้สมการดังนี้

$$\left(\frac{V_{LP} Y_2 Y_1}{g_{m1}} - I_{X2} \right) (R_{X1} + R_1) = V_{in} - \frac{V_{LP} Y_2}{g_{m1}} \quad (3.144)$$

แทนค่า I_{X2} จากสมการที่ (3.138) ลงในสมการที่ (3.144) จะได้

$$\left(\frac{V_{LP} Y_2 Y_1}{g_{m1}} + \frac{g_{m1} V_{Z1}}{Y_2 (R_{X2} + R_2)} \right) (R_{X1} + R_1) = V_{in} - \frac{V_{LP} Y_2}{g_{m1}} \quad (3.145)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาความสัมพันธ์ DVCCTA₁ เมื่อ $V_{Z1} = \frac{I_{O1}}{g_{m1}}$ แทนค่า V_{Z1} ในสมการที่ (3.145) จะได้

$$\left(\frac{V_{LP} Y_2 Y_1}{g_{m1}} + \frac{g_{m1} I_{O1}}{Y_2 g_{m1} (R_{X2} + R_2)} \right) (R_{X1} + R_1) = V_{in} - \frac{V_{LP} Y_2}{g_{m1}} \quad (3.146)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาที่ขั้ว O ของ DVCCTA₁ ได้ $I_{O1} = V_{LP} Y_2$ แทนค่า I_{O1} ในสมการที่ (3.146) จะได้

$$\left(\frac{V_{LP} Y_2 Y_1}{g_{m1}} + \frac{g_{m1} V_{LP} Y_2}{Y_2 g_{m1} (R_{X2} + R_2)} \right) (R_{X1} + R_1) = V_{in} - \frac{V_{LP} Y_2}{g_{m1}} \quad (3.147)$$

จัดรูปสมการที่ (3.147) กำหนดให้ $R_{T1} = R_{X1} + R_1$ และ $R_{T2} = R_{X2} + R_2$ จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_{m1} R_{T2}}{Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + Y_2 R_{T2} + g_{m1} R_{T1}} \quad (3.148)$$

จัดรูปสมการที่ (3.148) โดยการแทนค่า Y_1 และ Y_2 จากสมการ (3.126), (3.128) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำเมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_{LP}}{V_{in}} = \frac{g_{m1} / C_{T1} C_{T2} R_{T1}}{D(s)} \quad (3.149)$$

จากสมการที่ (3.149) พบว่าค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้นจาก C_{T1} , C_{T2} , R_{T1} , R_{T2} , G_{T1} , G_{T2} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟกเตอร์ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำผิดพลาดไม่เป็นที่ไปตามอุดมคติซึ่งมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้น

3.3.2.2 การหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

จากสมการที่ (3.141) จัดสมการให้อยู่ในรูป V_{BP} จะได้

$$V_{BP} = V_{in} - I_{X1} (R_{X1} + R_1) \quad (3.150)$$

จากสมการที่ (3.133) แทนค่า I_{X1} เมื่อ $I_{Z1} = I_{X1}$ ลงในสมการที่ (3.150) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{BP} = V_{in} - (V_{BP} Y_1 - I_{Z2})(R_{X1} + R_1) \quad (3.151)$$

จากสมการที่ (3.138) เมื่อ $I_{Z2} = I_{X2}$ แทน I_{Z2} ลงในสมการที่ (3.151) จะได้

$$V_{BP} = V_{in} - \left(V_{BP} Y_1 + \frac{g_{m1} V_{Z1}}{Y_2 (R_{X2} + R_2)} \right) (R_{X1} + R_1) \quad (3.152)$$

จากสมการที่ (3.152) $V_{Z1} = V_{BP}$ จะได้

$$V_{BP} = V_{in} - \left(V_{BP} Y_1 + \frac{g_{m1} V_{BP}}{Y_2 (R_{X2} + R_2)} \right) (R_{X1} + R_1) \quad (3.153)$$

จัดรูปสมการใหม่โดย กำหนดให้ $R_{T1} = R_{X1} + R_1$ และ $R_{T2} = R_{X2} + R_2$ จะได้สมการดังนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{Y_2 R_{T2}}{Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + Y_2 R_{T2} + g_{m1} R_{T1}} \quad (3.154)$$

จัดรูปสมการที่ (3.154) โดยการแทนค่า Y_1 และ Y_2 จากสมการ (3.126), (3.128) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_{BP}}{V_{in}} = \frac{\frac{s}{C_{T1} R_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T1} C_{T2} R_{T1}}}{D(s)} \quad (3.155)$$

จากสมการที่ (3.155) พบว่าค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้นจาก C_{T1} , C_{T2} , R_{T1} , R_{T2} , G_{T2} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟกเตอร์ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ผิดพลาดไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้น

3.3.2.3 การหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงโดย แทนค่าจาก สมการที่ (3.139) ลงในสมการที่ (3.137) จะได้

$$V_{BR} = V_{in} - \frac{V_{BR}}{Y_1 (R_{X1} + R_1)} + \frac{\left(\frac{g_{m1} V_{Z1}}{Y_2 (R_{X2} + R_2)} \right)}{Y_2} \quad (3.156)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการรักษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปสมการที่ (3.156) หา V_{Z1} โดยกำหนดให้ $R_{T1} = R_{X1} + R_1$ และ $R_{T2} = R_{X2} + R_2$ จะได้สมการดังนี้

$$V_{Z1} = \frac{(Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + Y_2 R_{T2}) V_{BR}}{R_{T1} g_{m1}} - \frac{Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} V_{in}}{R_{T1} g_{m1}} \quad (3.157)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อพิจารณาวงจรของความถี่ที่นำเสนอจะมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงเกิดที่ขั้วอินพุตของ DVCCTA₁ ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจรไม่เป็นไปตามอุดมคติดังนี้

$$V_{BR} = V_{in} - V_{Z1} \quad (3.158)$$

จากสมการที่ (3.157) แทนค่าลงใน สมการ (3.158) จะได้

$$V_{BR} = V_{in} - \left[\frac{(Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + Y_2 R_{T2}) V_{BR}}{R_{T1} g_{m1}} - \frac{Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} V_{in}}{R_{T1} g_{m1}} \right] \quad (3.159)$$

จัดรูปสมการที่ (3.159) จะได้สมการดังนี้

$$\frac{V_{BR}}{V_{in}} = \frac{Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + R_{T1} g_{m1}}{Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + Y_2 R_{T2} + R_{T1} g_{m1}} \quad (3.160)$$

จัดรูปสมการที่ (3.160) โดยการแทนค่า Y_1 และ Y_2 จากสมการที่ (3.126), (3.128) จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_{BR}}{V_{in}} = \frac{s^2 + s \left(\frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1} G_{T2}}{C_{T1} C_{T2}} + \frac{g_{m1}}{C_{T1} C_{T2} R_{T2}}}{D(s)} \quad (3.161)$$

จากสมการที่ (3.161) พบว่าค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้นจาก C_{T1} , C_{T2} , R_{T1} , R_{T2} , G_{T1} , G_{T2} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟกเตอร์ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ผิดพลาดไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้น

3.3.2.4 การหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงโหมดกระแส
แทนค่าจากสมการที่ (3.133) ในสมการที่ (3.150) เมื่อ $I_{X1} = I_{Z1}$ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{Z1} + I_{Z2}}{Y_1} = V_{in} - I_{Z1}(R_{X1} + R_1) \quad (3.162)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 เมื่อ $I_{Z1} = I_{ZC1}$ และ $I_{Z2} = I_{ZC2}$ จะได้ว่ากระแส $I_{HP} = I_{ZC1} + I_{ZC2}$ และ แทนลงในสมการที่ (3.162) ได้ดังนี้

$$\frac{I_{HP}}{Y_1} = V_{in} - I_{Z1}(R_{X1} + R_1) \quad (3.163)$$

จากสมการที่ (3.163) เมื่อกระแสที่ชั่ว $Z_1 = Z_2$ เมื่อ $I_{ZC2} = I_{X2}$ จะได้ดังนี้

$$\frac{I_{HP}}{Y_1} = V_{in} - (I_{HP} - I_{X2})(R_{X1} + R_1) \quad (3.164)$$

จากวงจรรูปที่ 3.9 หาแรงดันที่ชั่ว V_{Z1} จะมีค่าเท่ากับ กระแสที่ไหลจากชั่ว V_{Z1} และ V_{Z2} คูณด้วยค่าความนำของความต้านทานและความจุแฝงที่ชั่ว V_{Z1} จะได้ดังนี้

$$I_{X2} = -\frac{g_{m1}I_{HP}}{Y_1Y_2(R_{X2} + R_2)} \quad (3.165)$$

แทนค่าจากสมการที่ (3.165) ในสมการที่ (3.164) ได้ดังนี้

$$\frac{I_{HP}}{Y_1} = V_{in} - \left(I_{HP} + \frac{g_{m1}I_{HP}}{Y_1Y_2(R_{X2} + R_2)} \right) (R_{X1} + R_1) \quad (3.166)$$

จัดรูปสมการที่ (3.166) จะได้สมการดังนี้

$$\frac{I_{HP}}{V_{in}} = \frac{Y_1Y_2R_{T2}}{Y_1Y_2R_{T1}R_{T2} + Y_2R_{T2} + Y_1R_{T1}g_{m1}} \quad (3.167)$$

จัดรูปสมการใหม่โดยการแทนค่า Y_1 และ Y_2 จากสมการ (3.126), (3.128) จะได้สมการที่มี ผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{I_{HP}}{V_{in}} = \frac{s^2 + s\left(\frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}}\right) + \frac{G_{T1}G_{T2}R_{T1}}{C_{T1}C_{T2}}}{D(s)} \quad (3.168)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.168) พบว่าค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้นจาก C_{T1} , C_{T2} , R_{T1} , R_{T2} , G_{T1} , G_{T2} ส่งผลให้ขนาด ความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ผิดพลาดและไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้น

3.3.2.5 การหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่โหมดกระแส เมื่อพิจารณากระแส I_{BP} ที่ $DVCCTA_2$ จะได้

$$I_{BP} = g_{m2} V_{Z2} \quad (3.169)$$

เมื่อ $V_{Z2} = V_{BP}$ จะได้

$$I_{BP} = g_{m2} V_{BP} \quad (3.170)$$

แทนค่า V_{BP} จากสมการที่ (3.155) ลงในสมการที่ (3.170) จะได้สมการที่มีผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$I_{BP} = \frac{g_{m2} \left(\frac{s}{C_{T1} R_{T1}} + \frac{G_{T2}}{C_{T1} C_{T2} R_{T1}} \right)}{D(s)} V_{in} \quad (3.171)$$

$$\text{เมื่อ } D(s) = \left(s^2 + s \left(\frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{1}{C_{T1} R_{T1}} \right) + \frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1}}{C_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2}} \right) \quad (3.172)$$

จากสมการที่ (3.172) พบว่าค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้นจาก C_{T1} , C_{T2} , R_{T1} , R_{T2} , G_{T1} , G_{T2} ส่งผลให้ขนาด ความถี่และควอลิตี้แฟคเตอร์ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ผิดพลาดและไม่เป็นไปตามอุดมคติ

จากสมการ (3.172) สามารถหาสมการความถี่ธรรมชาติได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1}}{C_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2}}} \quad (3.173)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $C_{T1} = C_1 + C_{Y12} + C_{Y21} + C_{Z21} + C_{Z22}$ และ $G_{T1} = G_{Y12} + G_{Y21} + G_{Z21} + G_{Z22}$ จะได้

$$Y_1 = sC_{T1} + G_{T1} \quad (3.176)$$

จากวงจรรูปที่ 3.10 พิจารณาที่ โหนด B โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_2 = s(C_2 + C_{Y22} + C_{O1}) + G_{Y22} + G_{O1} \quad (3.177)$$

กำหนดให้ $C_{T2} = C_2 + C_{Y22} + C_{O1}$ และ $G_{T2} = G_{Y22} + G_{O1}$ จะได้

$$Y_2 = sC_{T2} + G_{T2} \quad (3.178)$$

จากวงจรรูปที่ 3.10 พิจารณาที่ โหนด C โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_3 = s(C_{Z11} + C_{Z12}) + G_{Z11} + G_{Z12} \quad (3.179)$$

กำหนดให้ $C_{T3} = C_{Z11} + C_{Z12}$ และ $G_{T3} = G_{Z11} + G_{Z12}$ จะได้

$$Y_3 = sC_{T3} + G_{T3} \quad (3.180)$$

จากวงจรรูปที่ 3.10 พิจารณาที่ โหนด D โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_4 = sC_{O2} + G_{O2} \quad (3.181)$$

กำหนดให้ $C_{T4} = C_{O2}$ และ $G_{T4} = G_{O2}$ จะได้

$$Y_4 = sC_{T4} + G_{T4} \quad (3.182)$$

จากวงจรรูปที่ 3.10 เมื่อพิจารณาวงจรจะมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงเกิดที่ขั้วอินพุตของ DVCCTA₁ ที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจรไม่เป็นไปตามอุดมคติดังนี้

$$V_{X1} = V_{Y11} + V_{Y21} \quad (3.183)$$

จากรูปที่ 3.10 พิจารณา DVCCTA₁ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X1} โดยใช้กฎของโอห์มหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R₁ ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน เมื่อ I_{X1} = I_{Z1} จะได้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{z1}R_{T1} = -V_{O1} \quad (3.184)$$

แทนค่า I_{z1} จากสมการ (3.133) ลงในสมการ (3.184) เมื่อ $V_{BP} = V_{O1}$ จะได้

$$(Y_1 V_{O1} - I_{z2})R_{T1} = -V_{O1} \quad (3.185)$$

จัดสมการที่ (3.185) ให้อยู่ในรูป I_{z2} จะได้

$$I_{z2} = \frac{(Y_1 R_{T1} + 1)V_{O1}}{R_{T1}} \quad (3.186)$$

จากรูปที่ 3.10 พิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่ขั้ว X หรือ V_{X2} สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R_2 ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน เมื่อ $I_{X2} = I_{z2}$ จะได้

$$I_{z2}R_{T2} = V_{z2} - V_{Y22} \quad (3.187)$$

จากรูปที่ 3.10 พิจารณา DVCCTA₂ หาแรงดันที่ V_{Y22} สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C_2 คูณด้วยค่าความนำของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝง จะได้

$$V_{Y22} = \frac{g_{m1} V_{O1}}{Y_2} \quad (3.188)$$

แทนค่า V_{Y22} จากสมการ (3.188) ลงในสมการ (3.187) จะได้

$$I_{z2}R_{T2} = V_{z2} - \frac{g_{m1} V_{O1}}{Y_2} \quad (3.189)$$

แทนค่า I_{z2} จากสมการ (3.186) ลงในสมการ (3.189) จะได้

$$\frac{(Y_1 R_{T1} + 1)V_{O1}}{R_{T1}} R_{T2} = V_{z2} - \frac{g_{m1} V_{O1}}{Y_2} \quad (3.190)$$

จัดรูปสมการที่ (3.190) เมื่อ $V_{O1} = V_{z2}$ จะได้

$$Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + Y_2 R_{T2} + g_{m1} R_{T1} - Y_2 R_{T1} = 0 \quad (3.191)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า Y_1, Y_2 จากสมการ (3.176) และ สมการ (3.178) ลงในสมการ (3.191) จะได้

$$s^2 + s \left(\frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{1}{C_{T1}R_{T1}} - \frac{1}{C_{T1}R_{T2}} \right) + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} - \frac{G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}R_{T2}} = 0 \quad (3.192)$$

จากสมการ (3.192) แทน $s = j\omega$ จะได้

$$-\omega^2 + j\omega \left(\frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{1}{C_{T1}R_{T1}} - \frac{1}{C_{T1}R_{T2}} \right) + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} - \frac{G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}R_{T2}} = 0 \quad (3.193)$$

จากสมการที่ (3.193) เมื่อพิจารณาส่วนจำนวนจริง จะได้ดังนี้

$$\omega^2 = \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T2}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} - \frac{G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}R_{T2}} \quad (3.194)$$

จากสมการ (3.194) สามารถหาค่าความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณ ดังนี้

$$\omega = \sqrt{\frac{g_{m1}R_{T1} + G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + G_{T2}R_{T2} - G_{T2}R_{T1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2}}} \quad (3.195)$$

จากสมการที่ (3.193) เมื่อพิจารณาส่วนจินตภาพ จะได้ดังนี้

$$j\omega \left(\frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{1}{C_{T1}R_{T1}} - \frac{1}{C_{T1}R_{T2}} \right) = 0 \quad (3.196)$$

จากสมการที่ (3.196) นำ $C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2}$ คูณตลอดสมการจะได้

$$j\omega (G_{T2}C_{T1}R_{T1}R_{T2} + G_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} + C_{T2}R_{T2} - C_{T2}R_{T1}) = 0 \quad (3.197)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.197) จะได้เงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณดังนี้

$$C_{T2}R_{T1} \geq G_{T2}C_{T1}R_{T1}R_{T2} + G_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} + C_{T2}R_{T2} \quad (3.198)$$

จากสมการ (3.198) พบว่าค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้นจาก C_{T1} , C_{T2} , R_{T1} , R_{T2} , G_{T1} , G_{T2} ส่งผลกระทบต่อค่าความถี่ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ และเงื่อนไขในการกำเนิดสัญญาณ ส่งผลให้วงจรทำงานผิดพลาดไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานและความจุแฝงที่เกิดขึ้น

3.4 การวิเคราะห์หาความไว (Sensitivity)

การวิเคราะห์หาค่าความไวของอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ การหาค่าความไวของของอุปกรณ์ที่ตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ซึ่งสังเคราะห์จาก อุปกรณ์ DVCCTA ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ใช้ในวงจรโดยค่าความไวนี้จะเป็นตัวบ่งชี้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรซึ่งจะแยกเป็นกรณีดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีอุดมคติ

3.4.2 การวิเคราะห์ หาค่าความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DVCCTA

3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของ DVCCTA

3.4.1 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์ค่าความไวของ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่และประยุกต์เป็นวงจรถูกกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA ที่นำเสนอจะเป็นการพิจารณาหาความไวของตัวแปรอุปกรณ์ที่ใช้ที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ จากสมการที่ (1.16) และสมการที่ (1.17) พิจารณาเมื่อวงจรทำงานในอุดมคติตัวแปรอุปกรณ์อีกทีฟและแพสซีฟ คือ g_{m1} , C_1 , C_2 , R_1 และ R_2 ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = -S_{R_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (3.199)$$

$$S_{R_1}^Q = 1 \quad (3.200)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.201)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปเอาต์พุตของ DVCCTA

การวิเคราะห์ความไวของอุปกรณ์ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ จากสมการที่ (3.100) และ (3.101) ตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทีฟ คือ $\alpha_1, \alpha_2, \beta_{21}, \beta_{22}, g_{m1}, C_2$, และ R_2 สามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทีฟที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ดังนี้

$$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = S_{\beta_{22}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = -S_{R_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (3.202)$$

$$S_{R_1}^Q = -S_{\alpha_1}^Q = -S_{\beta_{21}}^Q = 1 \quad (3.203)$$

$$S_{\alpha_2}^Q = S_{\beta_{22}}^Q = S_{g_{m1}}^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.204)$$

3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีมีผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของ DVCCTA

การวิเคราะห์ค่าความไวของอุปกรณ์ในกรณีที่มีผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอนี้ จากสมการที่ (3.173) และ (3.174) ตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทีฟ คือ $g_{m1}, C_{T1}, C_{T2}, G_{T1}, G_{T2}, R_{T1}$, และ R_{T2} ดังนั้นสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทีฟ รวมทั้งค่าอุปกรณ์แฝงที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ดังนี้

$$S_{C_{T1}}^{\omega_0} = S_{C_{T2}}^{\omega_0} = S_{R_{T1}}^{\omega_0} = S_{R_{T2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.205)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{g_{m1} R_{T1}}{2(G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})} \quad (3.206)$$

$$S_{G_{T1}}^{\omega_0} = \frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2}}{2(G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})} \quad (3.207)$$

$$S_{G_{T2}}^{\omega_0} = \frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2}}{2(g_{m1} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m1} g_{m2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})} \quad (3.208)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = \frac{g_{m1} R_{T1}}{2(G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})} \quad (3.209)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{C_{T1}}^Q = \frac{1}{2} - \frac{G_{T2} C_{T1} R_{T1}}{G_{T2} C_{T1} R_{T1} + G_{T1} C_{T2} R_{T1} + C_{T2}} \quad (3.210)$$

$$S_{C_{T2}}^Q = \frac{1}{2} - \frac{G_{T1} C_{T2} + R_{T2}}{G_{T2} C_{T1} R_{T1} + G_{T1} C_{T2} R_{T1} + C_{T2}} \quad (3.211)$$

$$S_{G_{T1}}^Q = \left\langle \frac{\frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2}}{2(G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})}}{\frac{G_{T1} C_{T2} R_{T1}}{G_{T2} C_{T1} R_{T1} + G_{T1} C_{T2} R_{T1} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.212)$$

$$S_{G_{T2}}^Q = \left\langle \frac{\frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2}}{2(G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})}}{\frac{G_{T2} C_{T1} R_{T1}}{G_{T2} C_{T1} R_{T1} + G_{T1} C_{T2} R_{T1} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.213)$$

$$S_{R_{T1}}^Q = \left\langle \frac{\frac{1}{2} + \frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m1} R_{T1}}{2(G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})}}{\frac{G_{T2} C_{T1} R_{T1}}{G_{T2} C_{T1} R_{T1} + G_{T1} C_{T2} R_{T1} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.214)$$

$$S_{R_{T2}}^Q = \left\langle \frac{\frac{1}{2} + \frac{G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2}}{2(G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2} R_{T2} + g_{m1} R_{T1})}}{\frac{G_{T2} C_{T1} R_{T1}}{G_{T2} C_{T1} R_{T1} + G_{T1} C_{T2} R_{T1} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.215)$$

จากการวิเคราะห์ความไวของวงจรรองความถี่ ที่มีผลมาจากตัวแปรของอุปกรณ์ ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะของวงจรรองความถี่ เมื่อวิเคราะห์จากสมการที่ (3.100), (3.101), (3.173) และ (3.174) นอกจากค่าความไวของอุปกรณ์ที่ส่งผลต่อการตอบสนองการทำงานของวงจรแล้ว ยังพบว่า ยังมีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแส ความต้านทานและความจุแฝงของ DVCCTA ที่ส่งผลกระทบต่อตอบสนองการทำงานของวงจรด้วย ต่างจากสมการ (3.12) และ (3.13) ซึ่งเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอกโดยไม่ผ่านการอนุญาต ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ ω_0 และ Q ในกรณีเป็นอุดมคติ ซึ่งตัวแปรต่างๆ เหล่านี้ จะเป็นตัวบ่งชี้ถึงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ซึ่งส่งผลต่อการตอบสนอง ω_0 และ Q เช่น ถ้าค่าความไวสูง เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ก็จะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าการตอบสนอง ω_0 และ Q สูงตามไปด้วย

3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองหนึ่งอิมพุต-หลายเอาต์พุต

เมื่อสังเคราะห์วงจรและวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอิมพุต-หลายเอาต์พุตที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิมพีแดนซ์แล้ว สามารถนำสมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ของวงจร ที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติ ทำการออกแบบหาค่าอุปกรณ์โดยจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจร ซึ่งจะแยกเป็นกรณีดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.5.1 การ ออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCTA มีโครงสร้างเป็นมอสทรานซิสเตอร์ด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำและวงจรกรองผ่านความถี่สูงให้มีความถี่คัตออฟ (f_c) เท่ากับ 4 MHz ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ (Q) เท่ากับ 0.707 ดังนั้นสามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหาความถี่คัตออฟ ได้จากสมการ ที่ (3.12) และ ควอลิตี้แฟกเตอร์ได้จากสมการที่ (3.13) กำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ เมื่อต้องการให้วงจรมี $f_c = 4$ MHz และ $Q = 0.707$

โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 47 pF และค่า $g_m = 1.06$ mS โดยที่ $g_m = \sqrt{\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_B}$ เมื่อ $\mu C_{ox} = 208.07 \mu$, $W = 15 \mu\text{m}$ และ $L = 0.25 \mu\text{m}$ จะได้

$$I_B = \frac{g_m^2 L}{\mu C_{ox} W} \quad (3.216)$$

$$I_B = \frac{(1.05 \times 10^{-3})^2 \times 0.25 \times 10^{-6}}{217.2 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^{-6}} = 90 \mu\text{A} \quad (3.217)$$

จากสมการที่ (3.12) หาค่า R_2 จะได้

$$R_2 = \frac{g_m}{4\pi^2 C^2 f_c^2} \quad (3.218)$$

$$R_2 = \frac{1.06 \times 10^{-3}}{4 \times (3.14)^2 \times (47 \times 10^{-12})^2 \times (4 \times 10^6)^2} = 760 \Omega \quad (3.219)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.13) หาค่า R_1 จะได้

$$R_1 = Q \sqrt{\frac{C_2 R_2}{g_{m1} C_1}} \quad (3.220)$$

$$R_1 = 0.707 \sqrt{\frac{760}{1.06 \times 10^{-3}}} = 600 \, \Omega \quad (3.221)$$

โดยฟังก์ชันกวางจรของความถี่ต่ำผ่านจะมีอัตราการขยายเท่ากับ 1.26 และ ซึ่งฟังก์ชันกวางจรของความถี่สูงผ่านจะมีอัตราการขยายเท่ากับ 0.0016

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรถอดหยุดแถบความถี่ ให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ (f_{CL}) เท่ากับ 2 MHz ความถี่คัตออฟด้านสูง (f_{CH}) เท่ากับ 8 MHz

โดยกำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ จะได้ $Q = 0.667$ และมีอัตราการขยายเท่ากับหนึ่ง เมื่อต้องการให้วงจรมี $f_{CL} = 2$ MHz และ $f_{CH} = 8$ MHz โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 47 pF และค่า $g_m = 1.06$ mS โดยที่หาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \quad (3.222)$$

จะได้

$$BW = (8 - 2) \times 10^6 = 6 \text{ MHz} \quad (3.223)$$

เมื่อความถี่ธรรมชาติหาได้จาก $f_0 = \sqrt{f_{CL} f_{CH}}$ จะได้

$$f_0 = \sqrt{8 \times 10^6 \times 2 \times 10^6} = 4 \text{ MHz} \quad (3.224)$$

เมื่อควอลิตี้แฟกเตอร์หาได้จาก $Q = \frac{f_0}{BW}$ จะได้

$$Q = \frac{4 \times 10^6}{6 \times 10^6} = 0.667 \quad (3.225)$$

จากสมการที่ (3.12) หาค่า R_2 จะได้

$$R_2 = \frac{g_m}{4\pi^2 C^2 f_0^2} \quad (3.226)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_2 = \frac{1.06 \times 10^{-3}}{4 \times (3.14)^2 \times (47 \times 10^{-12})^2 \times (4 \times 10^6)^2} = 760 \, \Omega \quad (3.227)$$

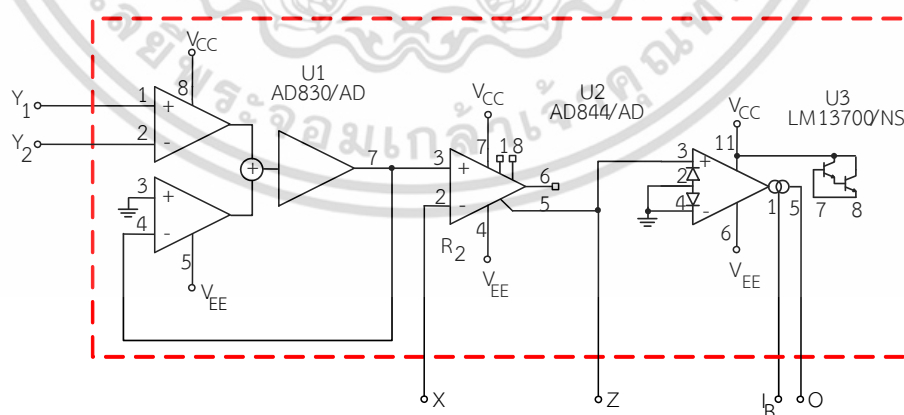
จากสมการที่ (3.13) หาค่า R_1 จะได้

$$R_1 = Q \sqrt{\frac{R_2}{g_{m1}}} \quad (3.228)$$

$$R_1 = 0.667 \sqrt{\frac{760}{1.06 \times 10^{-3}}} = 565 \, \Omega \quad (3.229)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรรองความถี่ที่นำเสนอ กรณีนีวงจรรองผ่านความถี่ต่ำผ่านและวงจรรองผ่านความถี่สูงได้ค่าความถี่คutoff เท่ากับ 4 MHz มีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ 0.707 จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 90 \, \mu\text{A}$ จะได้ $g_{m1} = g_{m2} = 1.06 \, \text{mS}$, $C_1 = C_2 = 47 \, \text{pF}$ และ $R_1 = 600 \, \Omega$, $R_2 = 760 \, \Omega$ ในกรณีนีวงจรรองผ่านแถบความถี่และวงจรรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คutoff ด้านต่ำ 2 MHz ความถี่คutoff ด้านสูงเท่ากับ 8 MHz ความถี่กลางเท่ากับ 4 MHz และมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ 0.667 มีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 90 \, \mu\text{A}$ จะได้ $g_{m1} = g_{m2} = 1.06 \, \text{mS}$, $C_1 = C_2 = 47 \, \text{pF}$ และ $R_1 = 565 \, \Omega$, $R_2 = 760 \, \Omega$ จากการสังเคราะห์และออกแบบของวงจรรองความถี่ที่ได้รวมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรทั้งหมดที่ผ่านมา จะได้นำไปทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจรผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อยืนยันผลการทดลอง

3.5.2 การออกแบบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCCTA มีโครงสร้างเป็นไอซีด้วยการต่อวงจรจริง



รูปที่ 3.11 โครงสร้างภายในอุปกรณ์ DVCCCTA ที่ใช้ในการต่อวงจรจริง

จากรูปที่ 3.11 ใช้ไอซีที่มีจำหน่ายในท้องตลาดต่อรวมกันเป็นอุปกรณ์ DVCCCTA ประกอบด้วย ไอซีเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรรายพานกระแสแบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตแรงดันผลต่าง (DVCC) และไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) เมื่อพิจารณาไอซีเบอร์ LM13700 เพื่อหาค่าอัตรการขยายกระแสของวงจรขยายความนำถ่ายโอน เมื่อ I_B คือค่ากระแสไบอัสจากภายนอก

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำให้มีความถี่คัตออฟ เท่ากับ 100 kHz คำนวณออกแบบวงจรเพื่อหาความถี่คัตออฟ ได้จากสมการที่ (3.12) และควอลิตี้แฟกเตอร์ได้จากสมการที่ (3.13) กำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ เมื่อต้องการให้วงจรมี $f_c = 100$ kHz และ $Q = 0.707$ โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 2.2 nF และค่า $g_m = 1.73$ mS จากนั้นจะหาค่า I_B เมื่อ V_T คือ ค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิห้อง มีค่าเท่ากับ 26mV จะได้

$$I_B = 2g_m V_T \quad (3.230)$$

$$I_B = 2 \times 1.73 \times 10^{-3} \times 26 \times 10^{-3} = 90 \mu A \quad (3.231)$$

จากสมการที่ (3.12) หาค่า R_2 จะได้

$$R_2 = \frac{g_m}{4\pi^2 C^2 f_c^2} \quad (3.232)$$

$$R_2 = \frac{1.73 \times 10^{-3}}{4 \times (3.14)^2 \times (2.2 \times 10^{-9})^2 \times (100 \times 10^3)^2} = 906 \Omega \quad (3.233)$$

จากสมการที่ (3.13) หาค่า R_1 จะได้

$$R_1 = Q \sqrt{\frac{C_2 R_2}{g_{m1} C_1}} \quad (3.234)$$

$$R_1 = 0.707 \sqrt{\frac{906}{1.73 \times 10^{-3}}} = 512 \Omega \quad (3.235)$$

จากการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำจะได้ค่าอัตรการขยายมีค่าเท่ากับ 1.76

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำเท่ากับ 71 kHz ความถี่คัตออฟด้านสูงเท่ากับ 140 kHz ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ 1.45

กำหนดให้ $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ และ $C_1 = C_2 = C$ เมื่อต้องการให้วงจรมี $f_{CL} = 71$ kHz และ $f_{CH} = 140$ kHz และ $Q = 1.45$ โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 2.2 nF และค่า $g_m = 1.73$ mS โดยที่หาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \quad (3.236)$$

จะได้

$$BW = (140 - 71) \times 10^3 = 69 \text{ kHz} \quad (3.237)$$

เมื่อความถี่ธรรมชาติหาได้จาก $f_0 = \sqrt{f_{CL} f_{CH}}$ จะได้

$$f_0 = \sqrt{140 \times 10^3 \times 71 \times 10^3} = 100 \text{ kHz} \quad (3.238)$$

เมื่อควอลิตี้แฟกเตอร์หาได้จาก $Q = \frac{f_0}{BW}$ จะได้

$$Q = \frac{100 \times 10^3}{69 \times 10^3} = 1.45 \quad (3.239)$$

จากสมการที่ (3.12) หาค่า R_2 จะได้

$$R_2 = \frac{g_m}{4\pi^2 C^2 f_0^2} \quad (3.240)$$

$$R_2 = \frac{1.73 \times 10^{-3}}{4 \times (3.14)^2 \times (2.2 \times 10^{-9})^2 \times (100 \times 10^3)^2} = 906 \ \Omega \quad (3.241)$$

จากสมการที่ (3.13) หาค่า R_1 จะได้

$$R_1 = Q \sqrt{\frac{R_2}{g_{m1}}} \quad (3.242)$$

$$R_1 = 1.45 \sqrt{\frac{906}{1.73 \times 10^{-3}}} = 1 \text{ k}\Omega \quad (3.243)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นเพื่อให้วงจรองความถี่ที่นำเสนอ กรณีนีวงจรวงผ่านความถี่ต่ำผ่าน ได้ ค่าความถี่คัตออฟ เท่ากับ 100 kHz มีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ 0.707 จะได้ค่าอัตราขยายมีค่า เท่ากับ 1.76จะต้องปรับกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 90\mu\text{A}$ จะได้ $g_{m1} = g_{m2} = 1.73 \text{ mS}$, $C_1 = C_2 = 2.2 \text{ nF}$ และ $R_1 = 512 \Omega$, $R_2 = 906 \Omega$ ในกรณีนีวงจรวงผ่านแถบความถี่ และวงจรวงหยุดแถบ ความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ 71 kHzความถี่คัตออฟด้านสูงเท่ากับ 140 kHz ความถี่กลาง เท่ากับ 100 kHz และมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ 1.45 จะได้ค่าอัตราขยายมีค่าเท่ากับหนึ่ง จะต้องปรับ กระแส $I_{B1} = I_{B2} = 90\mu\text{A}$ จะได้ $g_{m1} = g_{m2} = 1.73 \text{ mS}$, $C_1 = C_2 = 2.2\text{nF}$ และ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 906 \Omega$ จากการสังเคราะห์และออกแบบ ของวงจรวงความถี่ที่ได้ รวมทั้งการ วิเคราะห์สมรรถนะ ของวงจรวงทั้งหมดที่ผ่านมาและนำมาทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจรวงผ่านการต่อจริงยืนยันผลในบทที่ 4 และสรุปอภิปรายผลวิทยานิพนธ์ในบทที่ 5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะการทำงานของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA ที่ได้สังเคราะห์ซึ่งในบทนี้จะเป็นการแสดงผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อพิสูจน์สมรรถนะการทำงานของวงจรถ่ายโดยใช้ NMOS และ PMOS เป็นโครงสร้างภายในของ DVCCTA และการต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซี AD830, AD844 และ LM13700 เป็นโครงสร้างภายในของ DVCCTA เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและวิเคราะห์ในทางทฤษฎี ดังรายละเอียดต่อไปนี้

4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCTA มีโครงสร้างเป็นมอสทรานซิสเตอร์ด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่และการประยุกต์เป็นวงจรถ่ายสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.25 μm TSMC โดยค่าพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์จะแสดงในตารางที่ 4.1 และขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะแสดงในตารางที่ 4.2 โดยใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงาน เพื่อเป็นการทดสอบและยืนยันสมรรถนะของวงจรถ่ายที่นำเสนอ

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรถ่ายที่นำเสนอ

0.25 μm TSMC NMOS	0.25 μm TSMC PMOS
.MODEL NT NMOS (LEVEL=3 +TOX= 5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.4317311 +PHI=0.7 VTO=0.4238252 DELTA=0 +UO=425.6466519 ETA=0 THETA=0.1754054 +KP= 2.501048E-4 VMAX=8.287851E4 KAPPA=0.1686779 +RSH=4.062439E-3 NFS=1E12 TPG=1 +XJ=3E-7 LD=3.162278E-11 WD=1.232881E-8 +CGDO= 6.2E-10 CGSO=6.2E-10 CGBO=1E-10 +CJ=1.81211E-3 PB=0.5 MJ=0.3282553 +CJSW=5.341337E-10 MJSW=0.5)	.MODEL PT PMOS (LEVEL=3 +TOX= 5.7E-9 NSUB=1E17 GAMMA=0.6348369 +PHI=0.7 VTO=-0.5536085 DELTA=0 +UO=250 ETA =0 THETA=0.1573195 +KP= 5.194153E-5 VMAX=2.295325E5 KAPPA=0.7448494 +RSH=30.0776952 NFS=1E12 TPG=-1 +XJ=2E-7 LD=9.968346E-13 WD=5.475113E-9 +CGDO=6.66E-10 CGSO=6.66E-10 CGBO=1E-10 +CJ=1.893569E-3 PB=0.9906013 MJ=0.4664287 +CJSW=3.625544E-10 MJSW=0.5)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

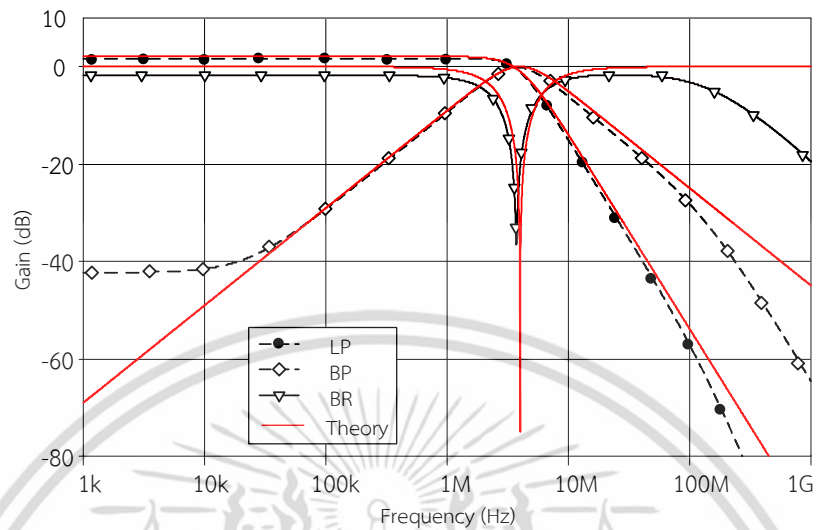
มอสทรานซิสเตอร์	W/L(μm)
$M_1 - M_4$	$1\mu/0.25\mu$
$M_5 - M_9, M_{15} - M_{16}$	$15\mu/0.25\mu$
$M_{10} - M_{14}, M_{21} - M_{22}$	$3\mu/0.25\mu$
M_{17}	$5.8\mu/0.25\mu$
$M_{18} - M_{20}$	$5\mu/0.25\mu$

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ ที่นำเสนอโดยจะใช้ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า กระแสตรง $\pm 1.25 \text{ V}$ และ $V_{BB} = -0.55 \text{ V}$ ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอกทิฟและแพสซีฟได้แก่ $I_{B1} = I_{B2} = 90 \mu\text{A}$ และ $C_1 = C_2 = 47 \text{ pF}$, $R_1 = 600 \Omega$, $R_2 = 760 \Omega$ เพื่อให้ได้ความถี่คัตออฟ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ หรือ f_c เท่ากับ 4 MHz อัตราการขยายเท่ากับ 1.26 และ $Q=0.707$ และ ใช้ค่า $R_1 = 565 \Omega$, $R_2 = 760 \Omega$ ในทางอุดมคติ และเพื่อให้ได้ความถี่คัตออฟด้านต่ำของ ฟังก์ชัน กรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่หรือ f_{CL} เท่ากับ 2 MHz ความถี่คัตออฟด้าน สูงของฟังก์ชันกรอง ผ่านแถบความถี่ และฟังก์ชันกรอง หยุดแถบความถี่ หรือ f_{CH} เท่ากับ 8 MHz ความถี่กลาง หรือ f_0 เท่ากับ 4 MHz อัตราการขยายเท่ากับ 1 และ $Q=0.667$ ในทางอุดมคติ

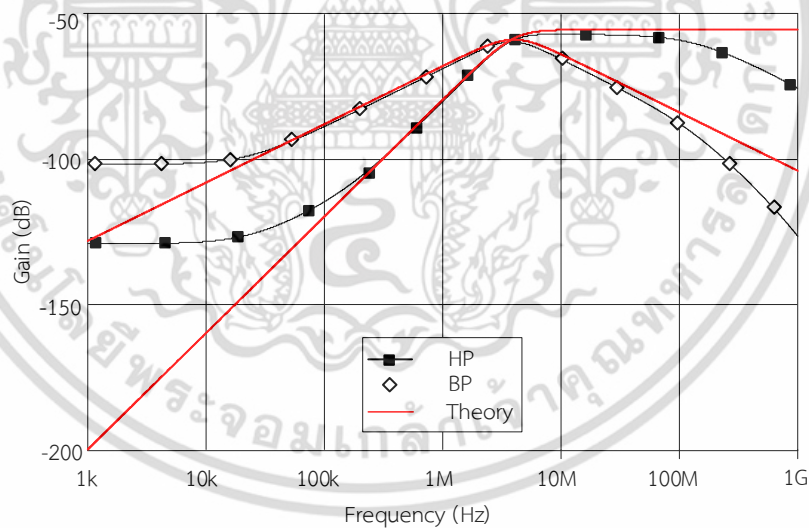
การทดสอบผลการตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ที่นำเสนอจะป้อนอินพุตด้วยสัญญาณไซน์ ที่มีขนาด 1 VAC พบว่าวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถตอบสนองฟังก์ชัน ทั้งหมดสี่ฟังก์ชัน โดย ฟังก์ชันที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุด แถบความถี่ตามที่ ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.10), (3.11), (3.20) และฟังก์ชันที่เป็นกระแส คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ตามที่ ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.31), (3.35) ได้เป็นอย่างดี ซึ่งวงจรกรองที่นำเสนอสามารถทำงาน ตอบสนอง ความถี่ได้ดังนี้ คือ ฟังก์ชัน กรองผ่านความถี่ ต่ำมีความถี่คัตออฟ $f_c = 4.07 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 1.75% ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{CL} = 2.05 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบนไปจาก การคำนวณในทางทฤษฎี 2.5% ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{CH} = 7.05 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการ คำนวณในทางทฤษฎี 12.5% ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{CL} = 2.01 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.5% ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{CH} = 6.6 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบน ไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 17.5% ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ สูงที่เป็นกระแสมีความถี่คัตออฟ $f_c = 3.6 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 10% ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ที่เป็น กระแสมีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{CL} = 2.06 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 3% ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{CH} = 7 \text{ MHz}$ เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 12.5% ซึ่งมีสาเหตุ มาจากกรณีที่อุปกรณ์แอกทิฟ DVCCTA ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ จะส่งผลกระทบมาจาก ความ ผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน และกระแสจากอินพุตไปยัง เอาต์พุตของ DVCCTA ที่เบี่ยงเบนซึ่งได้ วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.67), (3.75), (3.83), (3.95) และ (3.99) ตามลำดับ และผลกระทบเนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความต้านทานและความจุแฝงในตัว DVCCTA ดังที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.149), (3.155), (3.161), (3.168) และ (3.172) ตามลำดับดังจะอธิบายต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่

จากรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นถึงผลกระทบที่มาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยัง เอาต์พุตของ DVCCTA จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ามีผลกระทบต่อผลตอบสนองทางความถี่ ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ คือ เมื่อป้อนความถี่ต่ำมากเกินไป สัญญาณเอาต์พุตต้องเข้าใกล้ศูนย์ แต่จากผลการจำลองพบว่าสัญญาณเอาต์พุตไม่เข้าใกล้ศูนย์ตามอุดมคติ เป็นผลมาจากความต้านทานแฝงของ DVCCTA และวงจรยังมีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส (β และ α) และ ส่งผลให้มีแรงดันปรากฏออกทางด้านเอาต์พุตของวงจร ซึ่งสามารถอธิบายได้จากสมการที่ (3.75) คือ เมื่อให้ความถี่เท่ากับอนันต์ โดยแทนค่าในเทอมของ s โดเมน โดยให้ $s = \infty$ พบว่าสมการถ่ายโอนซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง V_o / V_{in} ไม่เท่ากับศูนย์ เนื่องจากเทอมเศษและส่วนของสมการถ่ายโอน มีค่าตัวแปรของความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ DVCCTA ปรากฏอยู่จะแสดงได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.75) จากการจำลองการทำงานของวงจร DVCCTA วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านแรงดันของวงจรผลต่างแรงดันพบว่าค่า $\beta_1 = 0.9983$, $\beta_2 = 0.9970$ วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านกระแสของวงจรผลต่างแรงดัน $\alpha = 0.9735$

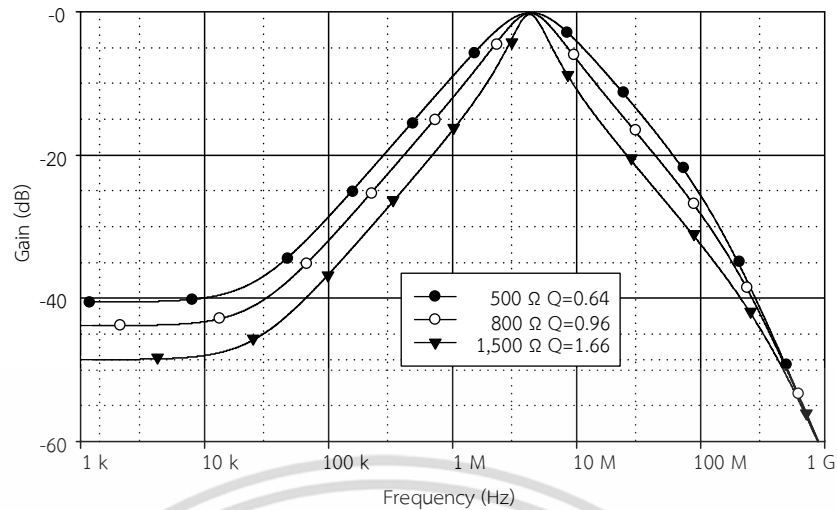
กรณีผลกระทบเนื่องจากความต้านทานและความจุแฝงในตัว DVCCTA ที่แสดงในรูปที่ 3.8 ทำการวัดค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้วต่างๆ ในตัว DVCCTA ดังแสดงในตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าความต้านทานและความจุแฝงในตัว DVCCTA

ขั้วอุปกรณ์ DVCCTA	ค่าความจุแฝง	ค่าความต้านทานแฝง
Y_1	1.55 fF (C_{Y1})	อนันต์ (R_{Y1})
Y_2	1.64 fF (C_{Y2})	อนันต์ (R_{Y2})
X	ไม่มี	130.2 Ω (R_X)
Z	17.94 fF (C_Z)	43.16 k Ω (R_Z)
O	9.65 fF (C_O)	อนันต์ (R_O)

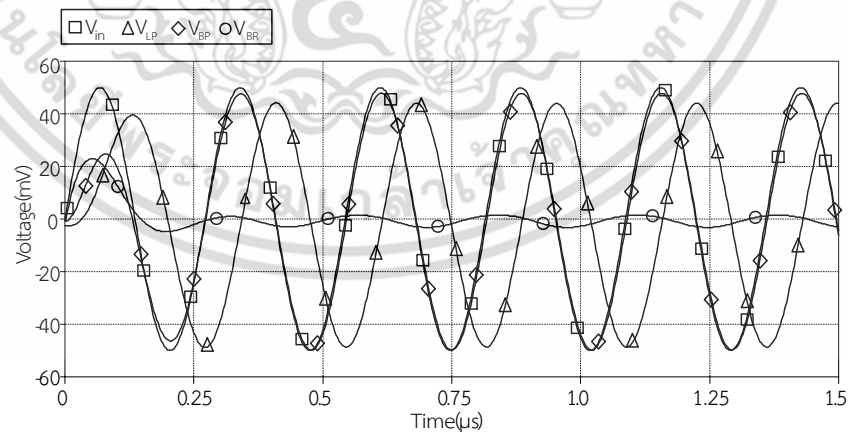
จากตารางที่ 4.3 พบว่าค่าอุปกรณ์แฝงเหล่านี้จะส่งผลให้การทำงานของวงจรโดยรวมตอบสนองความถี่ผิดพลาดไปจากการคำนวณในทางทฤษฎีโดยจะส่งผลกระทบต่อวงจรกรองความถี่และวงจรกำเนิดสัญญาณที่นำเสนอคือ เมื่อป้อนความถี่ที่มีค่าต่ำให้กับวงจร ค่าความต้านทานแฝงจะส่งผลกระทบต่อวงจรโดยจะแสดงได้ในรูปที่ 4.1 และเมื่อป้อนความถี่ที่มีค่าสูงมากให้กับวงจร ค่าความจุแฝงจะส่งผลกระทบต่อวงจรโดยจะแสดงได้ในรูปที่ 4.1

การทดสอบสมรรถนะการควบคุม ควอลิตีแฟกเตอร์ได้อิสรระจากค่าความถี่ธรรมชาติ โดยจำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการปรับ ค่า R_1 ที่ค่า 500 Ω จะได้ค่าคลอวิตีแฟกเตอร์ 0.64 R_1 ค่า 800 Ω จะได้ค่าคลอวิตีแฟกเตอร์ 0.96 และปรับค่า R_1 ที่ค่า 1,500 Ω จะได้ค่าคลอวิตีแฟกเตอร์ 1.66 โดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าวงจรให้การตอบสนองความถี่ธรรมชาติ หรือ f_0 เท่ากับ 3.82 MHz เท่ากันแต่ค่า ควอลิตีแฟกเตอร์มีการเปลี่ยนแปลงเพื่อยืนยันความสัมพันธ์ของสมการที่ (3.12), (3.13) คือ สามารถปรับควอลิตีแฟกเตอร์ ได้อิสรระจากค่าความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่า R_1 ดังแสดงในรูปที่ 4.3



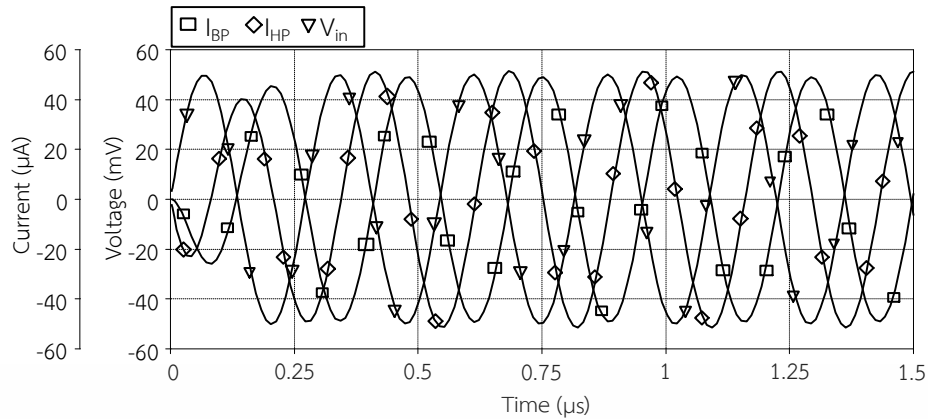
รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับ R_1 ที่ 500Ω , 800Ω และ $1,500 \Omega$

ในการทดสอบผลตอบสนองโดเมนเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ที่ป้อนอินพุตขนาด 100 mVp-p ความถี่ 4 MHz พบว่าสัญญาณของ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำและ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ จะมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต และสัญญาณของฟังก์ชัน กรองหยุดแถบความถี่ จะมีขนาดของสัญญาณน้อยเพราะความถี่ 4 MHz เป็นความถี่ที่ใกล้ความถี่กลางดังแสดงในรูปที่ 4.4 และรูปที่ 4.5 แสดงถึงการเปรียบเทียบค่าแรงดันอินพุตเทียบกับสัญญาณที่เป็นกระแสของฟังก์ชัน I_{HP} และ I_{BP} ที่อินพุตขนาด 100 mVp-p ความถี่ 4 MHz พบว่า สัญญาณที่ได้จะมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตและยังเป็นสัญญาณไซน์



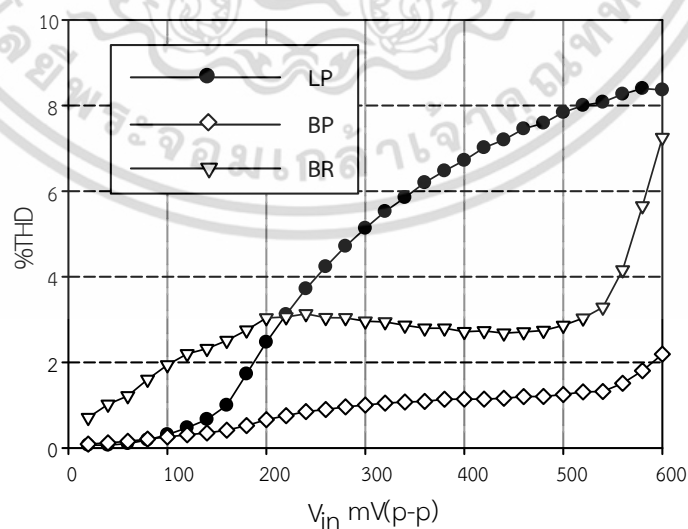
รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองโดเมนเวลาของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และ กรองหยุดแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 การเปรียบเทียบค่าแรงดันอินพุตเทียบกับสัญญาณที่เป็นกระแสของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และ กรองผ่านแถบความถี่

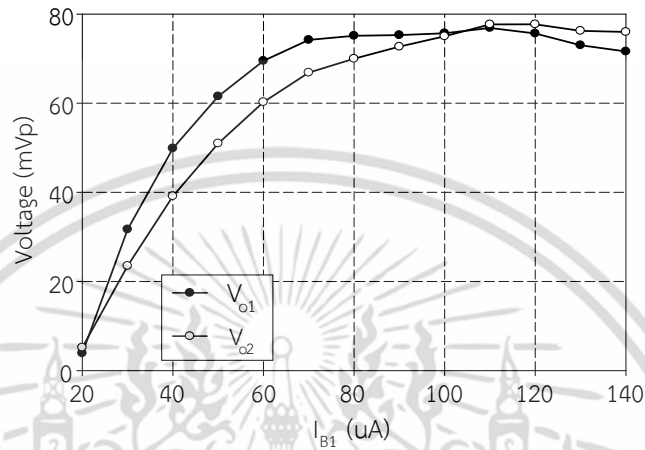
การทดสอบย่านการรับระดับแรงดันสัญญาณอินพุต (Input dynamic range) ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ดังรูปที่ 4.6 โดยป้อนสัญญาณไซน์ที่ความถี่ $f_0 = 4 \text{ MHz}$ และปรับแรงดันอินพุตตั้งแต่ 20 mVp-p ถึง 600 mVp-p ป้อนกระแสไบอัส ให้คงที่ $I_{B1} = I_{B2} = 90 \mu\text{A}$ โดยทดสอบผลตอบสนอง ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่ เพื่อวัดค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก รวม (Total Harmonic Distortion : THD) ในกรณีฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 2% ที่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตไม่เกิน 100 mV ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำ ย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 2% เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตไม่เกิน 200 mV ที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 2% เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตไม่เกิน 600 mV และเมื่อค่าแรงดันอินพุตสูงขึ้นไปจะส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกรวมของแต่ละฟังก์ชันสูงตามไปด้วย



รูปที่ 4.6 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกรวมของแต่ละฟังก์ชันกรองความถี่เทียบกับ

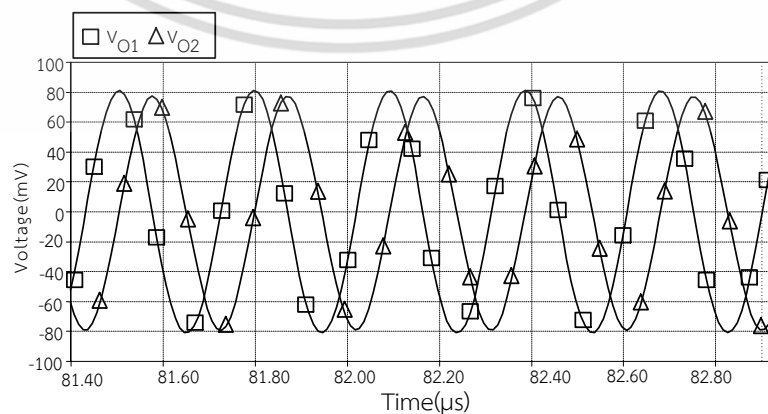
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรของหน่วยงานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายสัญญาณโดยการตามรูปที่ 4.7 โดยการป้อนกระแส I_{B1} ช่วง $20\mu\text{A} - 140\mu\text{A}$ พบว่าขนาดของสัญญาณควอดราเจอร์ที่จุด V_{O1} และ V_{O2} เพิ่มขึ้นโดยขนาดของสัญญาณจะมีขนาดใกล้เคียงกันที่ $I_{B1} = 90\mu\text{A} - 110\mu\text{A}$ นั่นคือเป็นช่วงที่เกิดการออสซิลเลตได้ดี และเมื่อเพิ่มค่า I_{B1} มากกว่า $110\mu\text{A}$ จะส่งผลให้ขนาดของ V_{O1} ต่อ V_{O2} มีค่าลดลงดังที่วิเคราะห์ในสมการที่ (3.50) แสดงได้ดังรูปที่ 4.7

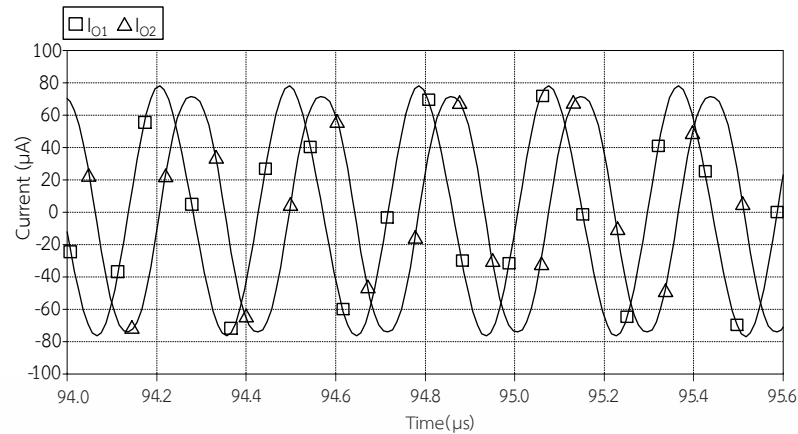


รูปที่ 4.7 ขนาดสัญญาณไซน์ควอดราเจอร์โหมตแรงดันเมื่อเปลี่ยนค่า I_{B1}

การทดสอบสมรรถนะของวงจรถ่ายสัญญาณที่ได้นำเสนอตามรูปที่ 4.8 และ 4.9 ที่จุด V_{O1}, V_{O2} และจุด I_{O1}, I_{O2} มีค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และแพสซีฟได้แก่ $I_{B1} = I_{B2} = 90\mu\text{A}$ และ $C_1 = C_2 = 47\text{pF}$, $R_1 = 830\Omega$, $R_2 = 800\Omega$ พบว่ามีความถี่ในการกำเนิดสัญญาณจะเท่ากับ 3.45MHz ได้สัญญาณไซน์ที่เป็นโหมตแรงดันสองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศาโดยสัญญาณที่จุด V_{O1} จะนำหน้าสัญญาณที่จุด V_{O2} อยู่ 90 องศาตามที่วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.52) และได้สัญญาณไซน์ที่เป็นโหมตกระแสสองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศาโดยสัญญาณที่จุด I_{O1} จะนำหน้าสัญญาณที่จุด I_{O2} อยู่ 90 องศา ดังรูปที่ 4.8 ตามที่วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.57)



รูปที่ 4.8 สัญญาณไซน์ควอดราเจอร์โหมตแรงดันที่จุด V_{O1} และ V_{O2} ยืนยันการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

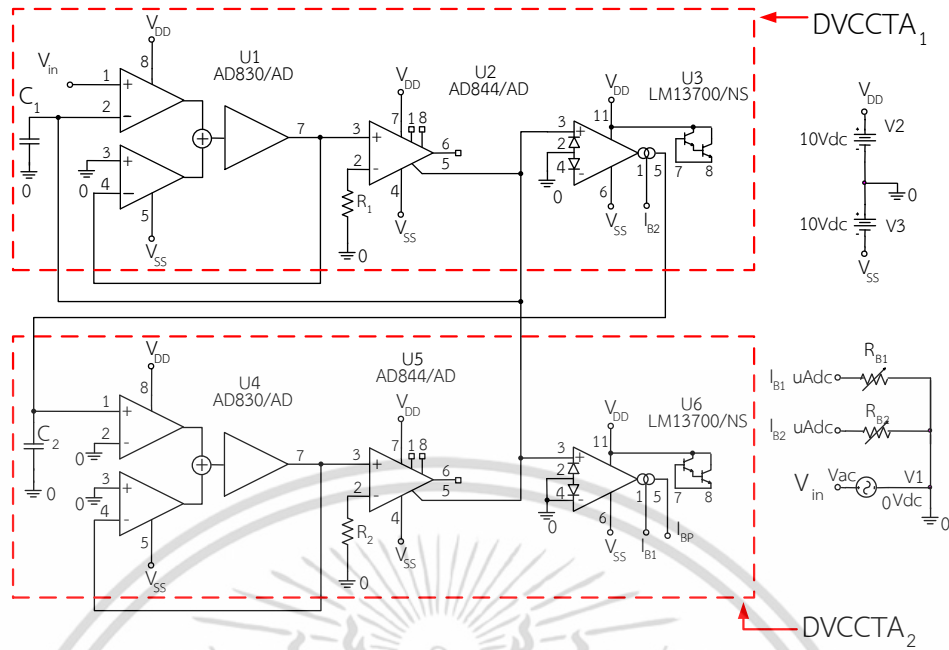


รูปที่ 4.9 สัญญาณไซน์ควอดราเจอร์โหมดกระแสที่จุด I_{O1} และ I_{O2}

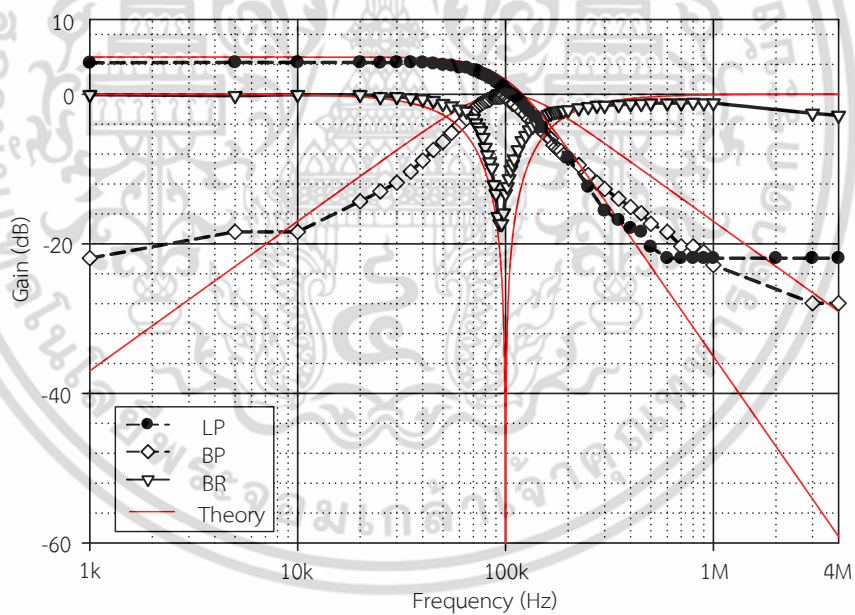
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอที่ใช้ DVCCTA มีโครงสร้างเป็นไอซีด้วยการต่อวงจรจริง

เมื่อจำลองผล การทำงาน ด้วยโปรแกรม PSPICE แล้วจากนั้นต่อ วงจรจริง และวัดผลตอบสนองการทำงาน ของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ โดยต่อวงจรดังแสดง ในรูปที่ 4.10 ใช้ไอซีที่มีจำหน่ายในท้องตลาดต่อร่วมกันเป็นอุปกรณ์ DVCCTA ประกอบด้วยไอซีเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง (DVCC) และไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถายโอน (OTA) โดยมีค่าอัตราขยายกระแส (g_m) เท่ากับ 1.73 mS

ในการทดสอบ ใช้แหล่งจ่าย ไฟเลี้ยงวงจร ± 10 VDC ใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2 = 2.2$ nF ปรับค่ากระแส $I_{B1} = I_{B2} = 90$ μ A ใช้ตัวต้านทาน $R_1 = 512$ Ω , $R_2 = 906$ Ω สำหรับฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ และตัวต้านทาน $R_1 = 1$ k Ω , $R_2 = 906$ Ω ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ป้อนอินพุตวงจรเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 50 mVp และปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจร ตั้งแต่ 1 kHz ถึง 4 MHz จากนั้นวัดค่าแรงดันสัญญาณด้านเอาต์พุตเปรียบเทียบกับแรงดันสัญญาณอินพุตของวงจร หากค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตวงจรในแต่ละช่วงความถี่ และบันทึกไว้ในรูปแบบอัตราส่วนเอาต์พุตต่ออินพุตแต่ละช่วงความถี่ นำมาคำนวณเป็น $20 \log(V_o / V_i)$ มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) แล้วนำมาพล็อตกราฟ เพื่อแสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจร พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองความถี่ได้ สามฟังก์ชันคือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่ ให้ผลสอดคล้องกับสมการที่ (3.10), (3.11) และ (3.20) แสดงในรูปที่ 4.10



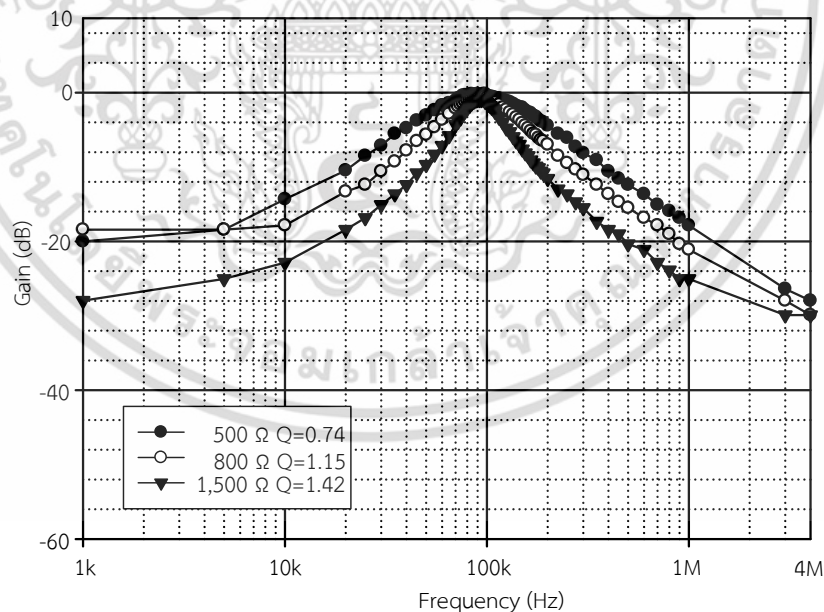
รูปที่ 4.10 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ในการทดลองจริง



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ และกรองหยุดแถบความถี่

จากรูปที่ 4.10 สามารถวัดผลตอบสนองความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ มีความถี่คัตออฟ $f_c = 94$ kHz ขณะที่การคำนวณทางทฤษฎีจากสมการ ที่ (3.24) ได้ ความถี่คัตออฟ $f_c = 100$ kHz (เบี่ยงเบน 6%) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{cl} = 67$ kHz ขณะที่การคำนวณทางทฤษฎีได้ความถี่ $f_{cl} = 71$ kHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(เบี่ยงเบน 5.63%) วัดความถี่คutoff ด้านสูง $f_{CH} = 128$ kHz ขณะที่การคำนวณทางทฤษฎีได้ความถี่คutoff ด้านสูง $f_{CH} = 140$ kHz (เบี่ยงเบน 8.57%) ซึ่งค่าเบี่ยงเบนนี้เป็นผลมาจากอิทธิพลของวงจรในกรณีทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติอันเนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของวงจรผลต่างแรงดันของ DVCCTA ที่เบี่ยงเบน (β และ α) ซึ่งได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.67), (3.75) และ (3.83) ตามลำดับ ซึ่งจากการจำลองการทำงานของวงจร DVCCTA วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านแรงดันของวงจรผลต่างแรงดันพบว่าค่า $\beta_1 = 0.9993$ และ $\beta_2 = 0.9993$ วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านกระแสของวงจรผลต่างแรงดัน $\alpha = 0.9997$ อีกทั้งค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงในขั้วของ DVCCTA ซึ่งวิเคราะห์ไว้ในกรณีของค่าอุปกรณ์แฝงที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร ในสมการที่ (3.149), (3.155) และ (3.161) ตามลำดับ ค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว Y_1 และ Y_2 ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรรวมเบอร์ AD830 จากคู่มือของบริษัทผู้ผลิตมีความต้านทานอินพุตวงจรที่ $370\text{k}\Omega$ และมีความจุอินพุต 2pF ค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว X ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรรวมเบอร์ AD844 จากคู่มือของบริษัทผู้ผลิตมีความต้านทานอินพุตวงจรที่ $10\text{M}\Omega$ และมีความจุอินพุต 2pF ค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว Z ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรรวมเบอร์ LM13700 จากคู่มือของบริษัทผู้ผลิตมีความต้านทานอินพุตวงจรที่ $26\text{k}\Omega$ และมีความจุอินพุต 4.8pF ดังนั้นค่าอุปกรณ์แฝงต่างๆ เหล่านี้ จึงส่งผลให้การทำงานของวงจรโดยรวมตอบสนองความถี่ผิดพลาดไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี รวมถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของตัวเก็บประจุที่ใช้ในงานในทางปฏิบัติจริง รวมทั้งความผิดพลาดจากเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งค่าความถี่ f_0 ที่ผิดพลาดไปจากการคำนวณในทางทฤษฎีนี้ สามารถปรับชดเชยได้ด้วยการปรับ I_{B1}

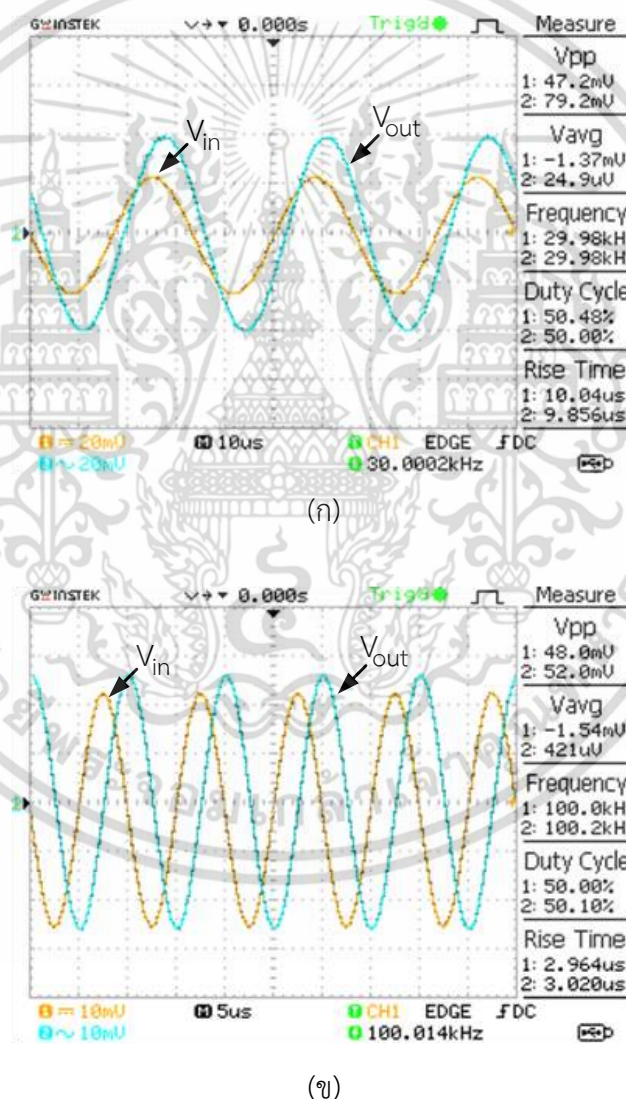


รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อปรับ R_1

เพื่อยืนยันวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ ทดสอบด้วยการป้อนแรงดันสัญญาณไซน์เข้าที่ขั้วอินพุตขนาด 50mV แล้วปรับ R_1 ที่ $500\ \Omega$, $800\ \Omega$ และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

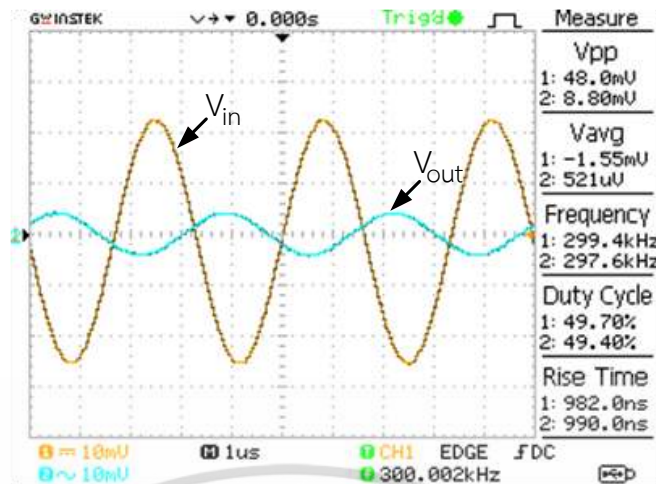
1,500 Ω ทดสอบผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าวงจรให้การตอบสนองความถี่ f_0 เท่ากับ 97.27 kHz เหมือนกันที่ R_1 ที่ค่า 500 Ω จะได้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ 0.74 ที่ค่า 800 Ω จะได้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ 1.15 และปรับค่า R_1 ที่ค่า 1,500 Ω จะได้ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ 1.42 จึงยืนยันได้ว่าค่าควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติ โดยการปรับ R_1 ให้ผลสอดคล้องกับสมการที่ (3.12) และ (3.13) จะแสดง ในรูปที่ 4.12

การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีจากสมการที่ (3.10) ดังนี้ ช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่คัตออฟ คือ $f=30$ kHz สัญญาณแรงดันเอาต์พุตสูงเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่อยู่ในช่วงความถี่คัตออฟ คือ $f=100$ kHz หรือมากกว่าความถี่คัตออฟ คือ $f=300$ kHz สัญญาณจะถูกลดทอนจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำซึ่งเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ แสดงดังรูปที่ 4.13



รูปที่ 4.13 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ
(ก) $f=30$ kHz, (ข) $f=100$ kHz และ (ค) $f=300$ kHz

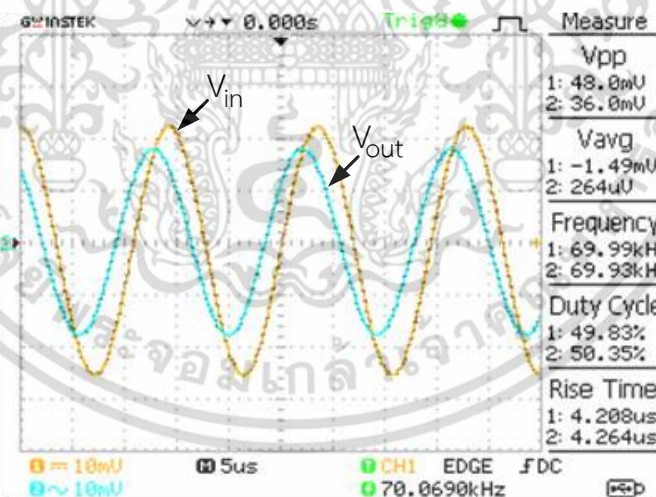
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 4.13 (ต่อ)

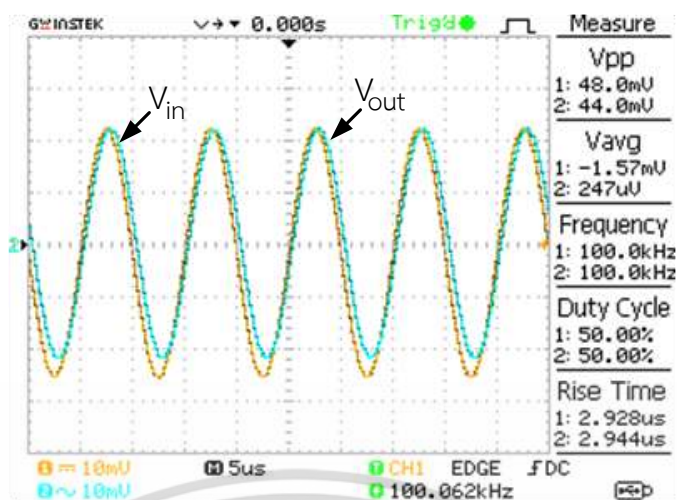
การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎี ตามสมการที่ (3.11) ที่ความถี่ช่วงความถี่ธรรมชาติ คือ $f=100$ kHz วงจรจะให้ผลค่าแรงดันเอาต์พุตสูงเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และที่ช่วงความถี่ค้ตอพด้านต่ำ คือ $f=70$ kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มมากขึ้น และที่ช่วงความถี่ค้ตอพด้านสูง คือ $f=140$ kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มลดลง ดังรูปที่ 4.14



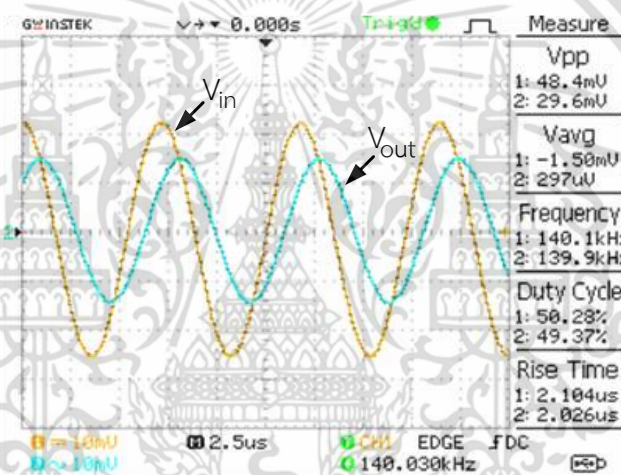
(ก)

รูปที่ 4.14 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก) $f=70$ kHz, (ข) $f=100$ kHz, (ค) $f=140$ kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

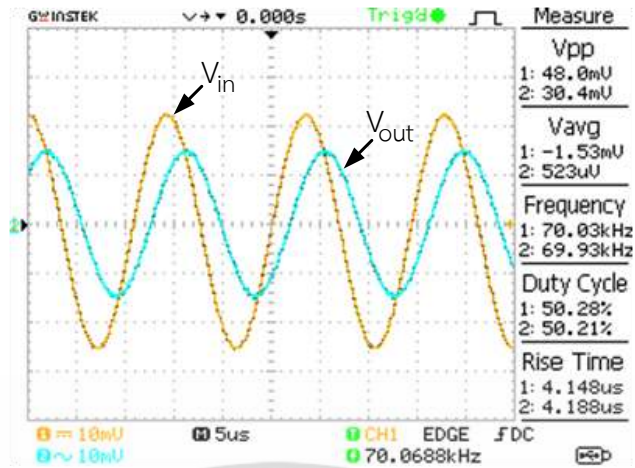


(ค)

รูปที่ 4.14 (ต่อ)

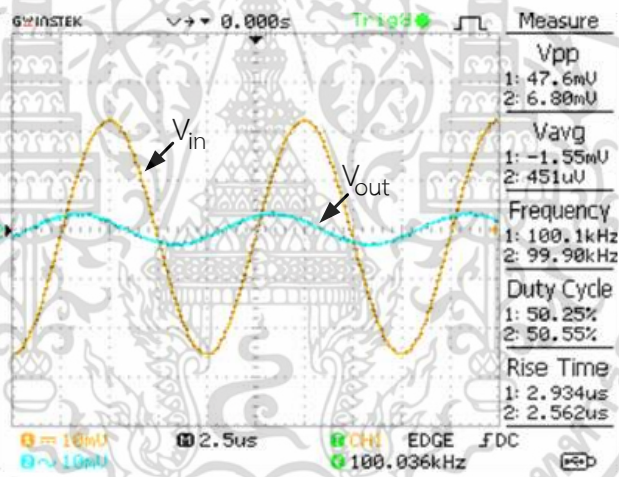
การทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎี ตามสมการที่ (3.20) ดังนี้ ที่ความถี่ช่วงความถี่ธรรมชาติ คือ $f=100$ kHz แรงดันเอาต์พุตต่ำเป็นช่วงแถบหยุดความถี่ ที่ช่วงความถี่ตัดออฟด้านต่ำ $f=70$ kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มลดลงและที่ช่วงความถี่ตัดออฟด้านสูง 140 kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มเพิ่มขึ้น แสดงดังรูปที่ 4.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

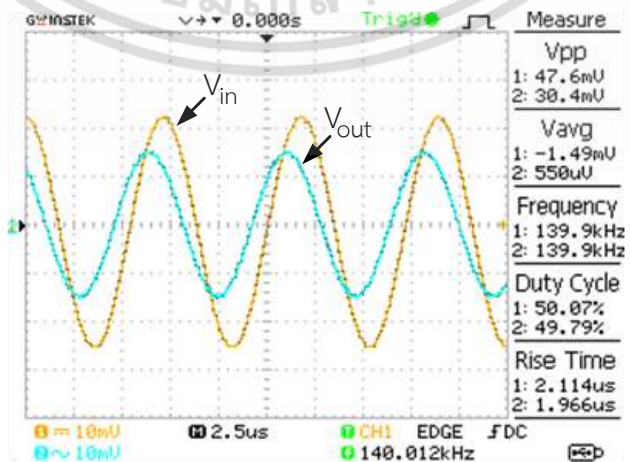


(ก)

รูปที่ 4.15 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่
(ก) $f=70$ kHz, (ข) $f=100$ kHz, (ค) $f=140$ kHz



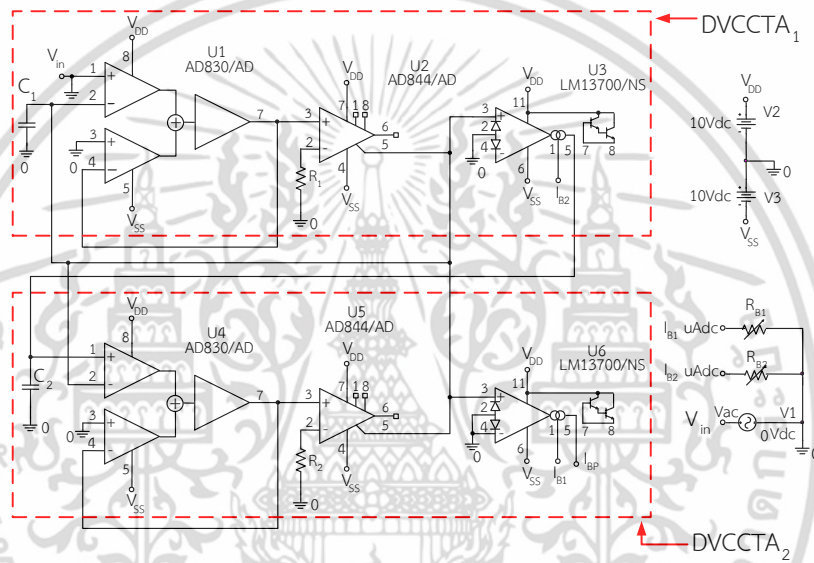
(ข)



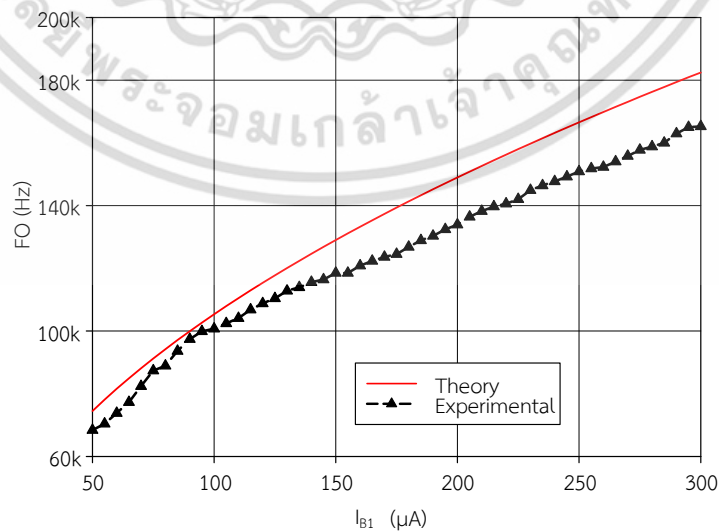
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษา(ค)เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อยืนยันวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสามารถประยุกต์เป็นวงจรถ่ายโอนสัญญาณแบบคอ ตราเจอร์ สามารถประยุกต์โดยการต่อวงจรตามรูปที่ 4.16 ใช้โอซีที่มีจำหน่ายในท้องตลาด ต่อร่วมกันเป็นอุปกรณ์ DVCCTA ประกอบด้วยโอซีเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับโอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายโอนกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง (DVCC) และโอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายโอนความนำถ่ายโอน (OTA) โดยมีค่าอัตราขยายกระแส (g_m) เท่ากับ 1.73 mS

ในการทดสอบ ใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร ± 10 VDC ใช้ความต้านทาน $R_1 = 830 \Omega$, $R_2 = 800 \Omega$ ใช้ตัวเก็บประจุค่า $C_1 = C_2 = 2200$ pF และปรับค่ากระแส $I_{B2} = 90 \mu A$ และปรับค่า I_{B1} ค่า $50 \mu A - 300 \mu A$ พบว่าเมื่อเพิ่มกระแสที่ I_{B1} จะทำให้ค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณเพิ่มขึ้น โดยจะสอดคล้องกับสมการ (3.45) จะแสดงในรูปที่ 4.17



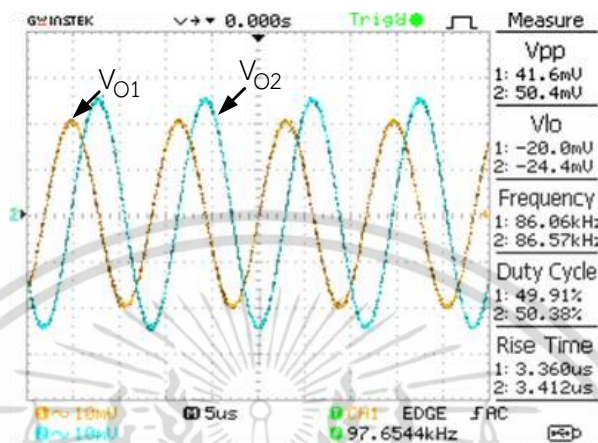
รูปที่ 4.16 โครงสร้างแบบโอซีของวงจรถ่ายโอนสัญญาณ



รูปที่ 4.17 ความถี่ในการกำเนิดสัญญาณเมื่อเปลี่ยนค่ากระแส I_{B1}

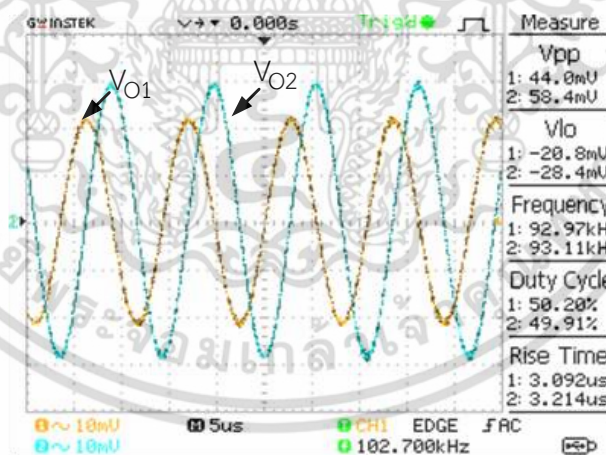
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่มีการนำค่าใช้จ่าย ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบการทำงานของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณโดยการต่อวงจรจริง พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีตามสมการที่ (3.45) โดยการป้อนกระแส I_{B1} ที่มีค่าต่างกันคือ $I_{B1} = 90\mu\text{A}$ ได้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณที่ 97.65 kHz ที่ $I_{B1} = 100\mu\text{A}$ ได้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณที่ 129.88 kHz และ $I_{B1} = 300\mu\text{A}$ ได้ความถี่ของการกำเนิดสัญญาณที่ 157.06 kHz แสดงดังรูปที่ 4.18



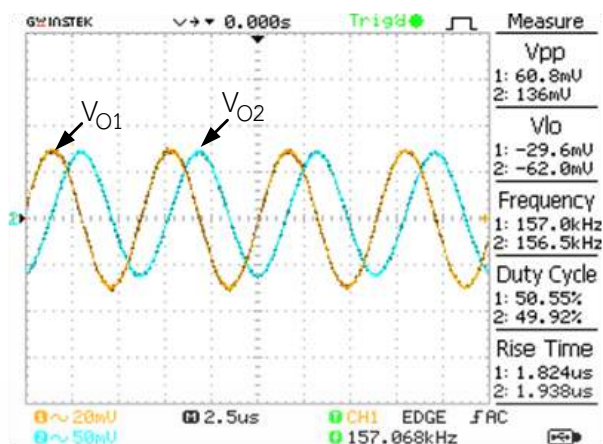
(ก)

รูปที่ 4.18 สัญญาณควอดราเจอร์ที่จุด V_{O1} และ V_{O2} (ก) $I_{B1} = 90\mu\text{A}$, (ข) $I_{B1} = 100\mu\text{A}$, (ค) $I_{B1} = 300\mu\text{A}$



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 4.18 (ต่อ)

จากการศึกษาวิจัยที่มีผู้วิจัยไว้ก่อนหน้านี้ ได้กล่าวถึงจุดเด่นและข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 1 และบทที่ 2 สามารถสรุปเปรียบเทียบโครงสร้างและคุณสมบัติกับงานวิจัยที่นำเสนอได้ดังตารางที่ 4.4

4.3 การเปรียบเทียบโครงสร้างวงจรความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้วงจรรวมสำเร็จรูปแบบต่างๆ

ตารางที่ 4.4 การศึกษาโครงสร้างวงจรความถี่หลายหน้าที่หนึ่งอินพุต-หลายเอาต์พุตที่เลือกใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิดต่างๆ

ลำดับที่	ประเภทอุปกรณ์แอ็กทีฟ	จำนวนอุปกรณ์แอ็กทีฟ	จำนวน R+C	จำนวน R+C ที่ต่อลงกราวด์	ปรับได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์	Q ปรับอิสระจาก ω_0	ความต้านทานอินพุตสูง	ไม่ต้องการการแมทชิงของอุปกรณ์
1	DVCC	3	3+2	1+2	×	✓	✓	×
2	DVCC	2	3+2	1+2	×	✓	×	×
3	DVCC	3	3+2	3+2	×	×	✓	✓
4	DDCC	2	3+2	1+2	×	×	×	×
5	DDCC	3	2+2	1+2	×	×	✓	✓
6	OTA	5	1+2	1+2	✓	✓	✓	✓
7	OTA	4	0+2	0+2	✓	×	✓	✓
8	OTA	8	0+2	0+2	✓	×	✓	✓
9	DDCCTA	1	1+2	1+2	✓	×	✓	✓
10	DDCC	2	3+2	3+2	×	✓	✓	✓

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยได้ หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยไว้ล่วงหน้า และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 (ต่อ)

ลำดับ	ประเภทอุปกรณ์แอ็กทิฟ	จำนวนอุปกรณ์แอ็กทิฟ	จำนวน R+C	จำนวน R+C ที่ต่อลงกราวนด์	ปรับได้ ด้วยวิธี อิเล็กทรอนิกส์	Q ปรับอิสระ จาก ω_0	ความต้านทานอินพุตสูง	ไม่ต้องการการแมทซิ่งของอุปกรณ์
11	OTA	6	1+2	0+2	✓	×	×	×
12	DDCCTA	2	1+2	1+2	✓	×	✓	✓
13	DDCCTA	2	2+2	2+2	✓	×	✓	×
14	DDCC, DO-ICCI	1,1	3+2	2+2	×	✓	×	✓
15	DDCCTA	1	1+2	1+2	✓	×	✓	✓
16	DVCC	1	2+3	1+2	×	×	×	×
17	DDCCTA	3	2+2	2+2	✓	×	✓	×
18	DDCCTA	1	2+2	1+2	✓	×	×	×
19	ICCIIs	2	4+2	4+2	×	×	×	✓
20	FDCCII	1	3+2	1+2	×	×	×	×
21	VD-DIBA	2	0+2	0+2	✓	×	✓	✓
วงจรที่นำเสนอ	DVCCTA	2	2+2	2+2	✓	✓	✓	✓

✓ คือ ได้ × คือ ไม่ได้

จากตารางที่ 4.4 งานวิจัยที่มีผู้ศึกษาก่อนหน้านี้ได้แก่ 1.(Chiu, et al. 2010 : 121-125) 2. Horng, 2010 : 407-413) 3. (Minaei and Yuce, 2010 :295-309) 4. (Chiu and Horng, 2011 : 97-101) 5. (Chiu, et al. 2011: 39-42) 6. (Kumngern, et al. 2011 : 251-254) 7.(Kumngern, 2011: 649-653) 8. (Kumngern, et al. 2011 : 774-777) 9.(Tagsrirat and Channumsin, et al. 2011 : 905-910) 10. (Wang, et al. 2011 : 552-556) 11. (Kumngern and Junnapiya. 2012 : 152-155) 12. (Pandey, et al. 2012 : 46-51) 13. (Chanumsin, et al. 2012) 14. Chen, et al. 2012 : 2234-2237) 15. (Chanumsin, et al. 2012 : 1-4) 16. (Horng, 2012 : 153-162) 17. (Chanumsin, et al. 2013 : 227-234) 18. (Chanumsin and Tangsrirat, 2013 : 1084-1091) 19. (Chen, 2014 : 1-7) 20. (Mohan, et al. 2014 : 1-7) 21. (Jaikla, et al. 2015: 914-921) จากการศึกษาโครงสร้างวงจรองความถี่หลายหน้าที่หนึ่ง อินพุต-หลายเอาต์พุตตั้ง ตารางที่ 4.4 งานวิจัยที่ 6. (Kumngern, et al. 2011 : 251-254) พบว่ามีข้อดี คือ ใช้อุปกรณ์แพสซีฟจำนวนสามตัวซึ่งงานวิจัยที่นำเสนอใช้อุปกรณ์แพสซีฟจำนวนสี่ตัวโดยจะถือว่าดีกว่างานวิจัยที่นำเสนอและสามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ ควอลิตี้แฟคเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติ ไม่ต้องการการแมทซิ่งกันของอุปกรณ์ มีความต้านทานอินพุตสูงเช่นเดียวกับงานวิจัยที่นำเสนอ แต่อย่างไรก็ตามงานวิจัยนี้ยังมีข้อจำกัด คือ ใช้ อุปกรณ์แอ็กทิฟจำนวนห้าวงจรซึ่งเมื่อเทียบกับงานวิจัยที่นำเสนอจะใช้จำนวนสองวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการสังเคราะห์และการออกแบบ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ และการประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบควอดราเจอร์ โดยใช้ DVCCTA โดยแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร ประกอบด้วย วงจรอินทิเกรเตอร์ที่มีการสูญเสีย ร่วมกับ วงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย และวงจรขยายสัญญาณ ร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ การสังเคราะห์และการออกแบบวงจรใช้ DVCCTA เป็นอุปกรณ์แอกทิฟหลัก เริ่มต้นจากการศึกษาทฤษฎี หลักการของวงจรกรองความถี่และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง กับวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ที่มีผู้นำเสนอก่อนหน้าแล้ว รวมทั้งหลักการและคุณสมบัติของ วงจรรวมสำเร็จรูป DVCCTA จากนั้นจึงได้ทำการสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกรองความถี่ ที่สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานได้ 4 ฟังก์ชันแบ่งเป็นฟังก์ชันที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และ ฟังก์ชันที่เป็นกระแส คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ สูงและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และสามารถประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบควอดราเจอร์ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา รวมถึงวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรเมื่อ DVCCTA ทำงานในกรณีเป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ ค่าความไวของวงจรกรองความถี่ที่มีผลมาจากตัวแปรอุปกรณ์ สุดท้ายจึง นำวงจรที่ได้ไปทดสอบ สมรรถนะผ่านการจำลอง การทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง ผลที่ได้จากการทดสอบนำมาเปรียบเทียบกับผลในทางทฤษฎีที่ได้จากการคำนวณ จากนั้นจึงนำสมรรถนะของวงจรที่ได้มาเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้ศึกษามา ผู้วิจัยจึงสรุปผล อภิปรายผล และมีข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

5.1 สรุปผลการวิจัย

การทดสอบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ที่มีโครงสร้างของ DVCCTA ใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ 0.25 μm TSMC และต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสแบบอินพุตแรงดันผลต่าง (DVCC) และไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) การทดสอบสมรรถนะของวงจร ถูกต้องตามหลักการเหตุผลที่ได้กล่าวไว้ในความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ตรงตามวัตถุประสงค์ที่ได้กล่าวไว้ การสังเคราะห์และออกแบบเป็นไปตามกรอบแนวคิด อีกทั้งคุณสมบัติและสมรรถนะของวงจรที่ได้ก็อยู่ในขอบเขตการวิจัยที่กำหนดไว้ในบทที่ 1 โดยมีรายละเอียดขั้นตอนและผลการทดสอบโดยสรุปได้ดังนี้

ทดสอบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอโดยใช้เทคโนโลยีทรานซิสเตอร์เป็นโครงสร้างของ DVCCTA ผ่านการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE วงจรใช้ แหล่งจ่ายไฟฟ้า กระแสตรง $\pm 1.25\text{ V}$ และ $V_{BB} = -0.55\text{ V}$ ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์แอกทิฟและแพสซีฟได้แก่ $I_{B1} = I_{B2} = 90\ \mu\text{A}$ และ $C_1 = C_2 = 47\ \text{pF}$ $R_1 = 600\ \Omega$ $R_2 = 760\ \Omega$ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำซึ่งจะมีอัตราการขยาย เท่ากับ 1.26 และฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงจะมีอัตราการขยายเท่ากับ 0.0016 เพื่อให้ได้ความถี่คัตออฟ 4 MHz ในทางอุดมคติ และฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรอง

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หยุดแถบความถี่ ใช้ค่า $R_1 = 564 \Omega$ $R_2 = 760 \Omega$ เพื่อให้ได้ความถี่คัตออฟด้านต่ำของ เท่ากับ 2 MHz ความถี่คัตออฟด้านสูงเท่ากับ 8 MHz ความถี่กลาง เท่ากับ 4 MHz ในทางอุดมคติ จากการทดสอบพบว่าวงจร สามารถผลตอบสนองการทำงาน ดีสี่ฟังก์ชัน แบ่งเป็น ฟังก์ชัน ที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำ มีความถี่คัตออฟ $f_c = 4.07$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 1.75% ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{cl} = 2.05$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 2.5 % ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{ch} = 7.05$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 12.5% ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{cl} = 2.01$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 0.5% ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{ch} = 6.6$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 17.5% และฟังก์ชันที่เป็นกระแส คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง มีความถี่คัตออฟ $f_c = 3.6$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 10% และ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{cl} = 2.06$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 3% ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{ch} = 7$ MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 12.5% ซึ่งมีสาเหตุมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดัน และกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ DVCCTA และผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงในตัว DVCCTA

การทดสอบการปรับควอลิตี้แฟคเตอร์โดย ปรับค่า R_1 ที่ค่า 500Ω , 800Ω และ $1,500 \Omega$ ที่ความถี่ $f_0 = 3.82$ MHz การควบคุมควอลิตี้แฟคเตอร์ได้อิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.12) และสมการที่ (3.13) โดยที่ค่าความถี่ธรรมชาติไม่มีการเปลี่ยนแปลง

การทดสอบผลตอบสนองโดเมนเวลาของกรองผ่านความถี่ ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ที่ ป้อนอินพุตขนาด 100 mVp-p ความถี่ 4 MHz พบว่า สัญญาณของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำและ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ จะมีขนาดใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุต และสัญญาณของฟังก์ชัน กรองหยุดแถบความถี่ จะมีขนาดของสัญญาณน้อยเพราะ ความถี่ 4 MHz เป็นความถี่กลาง

หากทดสอบ ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonic Distortion : THD) เมื่อ ป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ ที่ความถี่ $f_0 = 4$ MHz ปรับค่าแรงดันอินพุตตั้งแต่ 20 mVp-p - 600 mVp-p โดยป้อนกระแส $I_{B1} = I_{B2} = 90 \mu A$ ในกรณีฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 2 % อยู่ที่ 20 mVp-p ถึง 600 mVp-p คือ 0.09 % ถึง 1.44 % โดยค่าแรงดันที่มีค่าความผิดเพี้ยนทาง ฮาร์โมนิกต่ำที่สุดคือ 20 mVp-p อยู่ที่ 0.09 %

การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ โดยวงจรมีค่าอัตราขยายกระแส (g_m) เท่ากับ 1.06 mS $I_{B1} = I_{B2} = 90 \mu A$ และ $C_1 = C_2 = 47$ pF $R_1 = 830 \Omega$ $R_2 = 800 \Omega$ พบว่ามีความถี่ในการกำเนิดสัญญาณจะเท่ากับ 3.45 MHz ได้สัญญาณไซน์ที่เป็นโหมดแรงดันสองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.52) และได้สัญญาณไซน์ที่เป็นโหมดกระแสสองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90 องศา ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.57)

การทดสอบวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ AD830, AD844 และ LM13700 ต่อกันเป็นโครงสร้างของ DVCCTA ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ± 10 VDC ใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$= 2.2\text{nF}$ ปรับค่ากระแส $I_{B1} = I_{B2} = 90\ \mu\text{A}$ สำหรับฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงใช้ตัวต้านทาน $R_1 = 512\ \Omega$, $R_2 = 906\ \Omega$ และสำหรับฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่จะใช้ตัวต้านทาน $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 906\ \Omega$ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ในทางทฤษฎี จากการทดสอบพบว่าวงจร สามารถแสดงผลตอบสนองการทำงานได้สามฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ มีความถี่คัตออฟ $f_c = 101\ \text{kHz}$ ขณะที่การคำนวณทางทฤษฎีได้ ความถี่คัตออฟ $f_c = 100\text{kHz}$ (เบี่ยงเบน 1%) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่และฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ $f_{CL} = 52.87\ \text{kHz}$ ขณะที่การคำนวณทางทฤษฎีได้ความถี่ $f_{CL} = 71\ \text{kHz}$ (เบี่ยงเบน 25.53%) ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{CH} = 179\ \text{kHz}$ ขณะที่การคำนวณทางทฤษฎีได้ ความถี่คัตออฟด้านสูง $f_{CH} = 140\ \text{kHz}$ (เบี่ยงเบน 27.85%) สาเหตุจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของวงจรผลต่างแรงดันและค่าอุปกรณ์แฝงของ DVCCTA

การทดสอบการปรับควอลิตี้แฟกเตอร์โดยการปรับค่าความต้านทาน R_1 ที่ $500\ \Omega$, $800\ \Omega$ และ $1,500\ \Omega$ จะได้ความถี่ $f_0 = 97.27\text{kHz}$ เช่นเดียวกัน แต่ค่า ควอลิตี้แฟกเตอร์ มีการเปลี่ยนแปลง ยืนยันผลได้ว่าสามารถปรับควอลิตี้แฟกเตอร์ ได้อิสระจาก ความถี่ธรรมชาติ ด้วยการปรับ R_1 มีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.12) และสมการที่ (3.13)

การทดสอบวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์ โดย วงจรมีค่าอัตราการขยายกระแส (g_m) เท่ากับ $1.73\ \text{mS}$ ใช้ความต้านทาน $R_1 = 930\ \Omega$, $R_2 = 907\ \Omega$ ตัวเก็บประจุค่า $C_1 = C_2 = 2.2\ \text{nF}$ ปรับค่ากระแส $I_{B2} = 90\ \mu\text{A}$ และปรับค่า I_{B1} ค่า $50\ \mu\text{A} - 300\ \mu\text{A}$ พบว่าเมื่อเพิ่มกระแสที่ I_{B1} จะทำให้ค่าความถี่ของการกำเนิดสัญญาณเพิ่มขึ้นโดยจะสอดคล้องกับสมการ (3.45) และได้สัญญาณไซน์ที่เป็นโหมดแรงดันสองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90° ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.52) และได้สัญญาณไซน์ที่เป็นโหมดกระแสสองสัญญาณซึ่งมีเฟสต่างกัน 90° องศา ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.57)

5.2 อภิปรายผลการวิจัย

เมื่อทำการเปรียบเทียบงานวิจัยก่อนหน้ากับงานวิจัยที่น่าเสนอพบว่าสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดของงานวิจัยก่อนหน้าที่ได้ศึกษา ซึ่งทำให้งานวิจัยนี้มีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยสรุปมีคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นดังนี้

- 5.2.1 สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานได้สี่ฟังก์ชันแบ่งเป็นฟังก์ชันที่เป็นแรงดัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรอง หยุด แถบความถี่ และ ฟังก์ชันที่เป็นกระแส คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงและฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่
- 5.2.2 วงจรใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DVCCTA จำนวนสองวงจร
- 5.2.3 วงจรทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุสองตัวและตัวต้านทานสองตัวต่อลงกราวด์
- 5.2.4 วงจรมีความต้านทานทางด้านอินพุตสูง
- 5.2.5 ไม่ต้องการการแมทชิ่งกันของอุปกรณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 5.2.6 ค่าควอลิตี้เฟคเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากค่าความถี่ธรรมชาติ
- 5.2.7 ค่าควอลิตี้เฟคเตอร์และค่าความถี่ธรรมชาติสามารถปรับได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์
- 5.2.8 สามารถประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบควอดราเจอร์โหมดแรงดันและกระแสที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา

ดังนั้น จากคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นดังที่กล่าวมาข้างต้น และผลการศึกษา งานวิจัยก่อนหน้า สามารถยืนยันได้ว่างานวิจัยนี้ได้พัฒนาแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้า ทำให้สะดวกต่อการนำไปพัฒนาใช้งานในภาคอุตสาหกรรมการผลิตวงจรรวมง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นส่วนประกอบวงจรจริงที่ต้องการส่วนประกอบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ ตลอดจนเป็นประโยชน์ต่อการศึกษาพัฒนางจรรองความถี่หลายหน้าที่ในขั้นสูงต่อไป

5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัยนี้และงานวิจัยครั้งต่อไป

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่และ การประยุกต์เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณ ไซน์แบบควอดราเจอร์โดยใช้ DVCCTA ในการออกแบบและทดลองซึ่ง DVCCTA ในปัจจุบันยังไม่ได้ผลิตให้อยู่ในรูปของไอซี จำเป็นต้องใช้ไอซี ที่มีจำหน่ายในเชิงพาณิชย์ เช่น AD830, AD844 และ LM13700 มาต่อเป็นโครงสร้างของ DVCCTA และหากต้องการนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม ก็สามารถทำได้โดยเลือกใช้โครงสร้างในระดับทรานซิสเตอร์ที่ได้มีนักพัฒนางจรได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ มาเป็นส่วนประกอบของโครงสร้าง DVCCTA ได้เลย อย่างไรก็ตามวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ นี้ก็ยังมีข้อจำกัด คือความต้านทานเอาต์พุตสูงที่ขั้ว Y_1 , Y_2 , Z , O จึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด และวงจรขยายความนำถ่ายโอนเมื่อมีความถี่สูงเข้ามาที่ขั้วอินพุตจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตผิดเพี้ยน

สำหรับการวิจัยครั้งต่อไปในอนาคต ผู้วิจัยมีความเห็นสมควรที่จะพัฒนา วงจรรองความถี่หลายหน้าที่นี้ให้มีสมรรถนะสูงขึ้น พัฒนางจรแก้ไขข้อจำกัดของวงจรดังที่กล่าวไว้ข้างต้น หรือพัฒนาโครงสร้างของวงจรให้สามารถตอบสนองความถี่ได้สูงขึ้น ทั้งนี้ผลงานที่ได้จากการวิจัยนี้ควรจะมีการนำไปพัฒนาต่อเพื่อให้เกิดประโยชน์ต่อละการศึกษาในรายวิชาที่เกี่ยวข้องกับวงจรรองความถี่ต่อไป

บรรณานุกรม

- จิรสุดา เกษร. 2542. “วงจรรองความถี่และวงจรรอสวิตช์เลเตอร์ที่ควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- จิรสุดา โกษิยาวรณ . 2551. วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- มนตรี คำเงิน และ กอบชัย เดชหาญ. 2551. “วงจรร่วมด้านทานแบบลอยตัวโดยใช้วงจร DDCC.” วิศวกรรมลาดกระบัง. ปีที่ 25 : 7-11.
- วิลาส นิลสระคู. 2557. “การสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต -หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์” ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร . คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- ศุภชัย คลังทอง. 2554. “วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดัน โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนและยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์อาร์ซี” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
- อัจฉราวรรณ เนื่องนิต. 2546. “วงจรรองความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส ที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ CCII” วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าคณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Channumsin, O., Tangsrirat, W. 2011. “High-Input Impedance Voltage-Mode Multifunction Filter Using a Single DDCCCTA and Grounded Passive Elements,” **Radioengineering** : 905-910.
- Channumsin, O., Pukkalanun, T., Tangsrirat, W. 2012. “Voltage-mode universal filter with one input and five outputs using DDCCCTAs and all-grounded passive components.” **Microelectronics Journal** : 555 – 561
- Channumsin, O., Pukkalanun, T., Tangsrirat, W. 2012. “All-Grounded Passive Element Voltage-Mode Universal Filter Using Single DDCCCTA,” **International MultiConference of Engineers & Computer Scientists**.
- Channumsin, O., Pukkalanun, T., Tangsrirat, W. 2013. “Electronically Tunable Voltage-mode Universal Biquadratic Filter with One Input and Five Outputs Using DDCCCTAs.” **International Science, Social Science, Engineering and Energy Conference Bangkok** : 227-234.
- Channumsin, O., Tangsrirat, W. 2013. “Single-input four-output voltage-mode universal filter using single DDCCCTA” **Microelectronics Journal** : 1084 – 1091.
- Chen, H.-P., Lin, Y.-H., Tangsrirat, W., Chang, Y.-L. 2012. “Voltage-mode multifunction biquadratic filter with single input and five outputs.” **2nd International**
- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet) : 2234 – 2237.

- Chen, H.-P. 2014. "Voltage-Mode Multifunction Biquadratic Filter with One Input and Six Outputs Using Two ICCIs." **The Scientific World Journal** : 1-7.
- Chiu, W.-Y., Horng, J.-W. 2011. "Voltage-mode biquadratic filters with one input and five outputs using two DDCCs." **Indian Journal of Engineering & Materials Sciences** : 97-10.
- Chiu, W.-Y., Horng, J.-W., Guo, Y.-S, Tseng, C.-Y. 2011 "DDCCs based voltage-mode one input five outputs biquadratic filter with high input impedance." **13th Internation.**
- Chiu, W.-Y., Horng, J.-W., Lee, H., Huang, C.-C. 2010. "DVCC-based Voltage-Mode Biquadratic Filter with High- Input Impedance." 2010. **Fifth IEEE International Symposium on Electronic Desig, Ho Chi Minh City.** : 121-125. **Integrated Circuits and Signal Processing** : 407-413.
- Holzel.R, 1993. "A Simple Wide-Band Sine Wave Quadrature Oscillator." **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement** : 758-760.
- Horng, J.-W. 2012. "Voltage-mode multifunction biquadratic filter employing single DVCC." **International Journal of Electronics** : 93–105.
- Horng, J.-W., 2010. "Lossless inductance simulation and voltage-mode universal biquadratic filter with one input and five outputs using DVCCs." **Analog**
- Jaikla, W., Birolek, D., Siripongdee, S. 2015 "High Input Impedance Voltage-Mode Biquad Filter Using VD-DIBAs", **Radioengineering** : 914-921.
- Juntakun. A, Nitiphat. P., Montree. S. 2009 "A Synthesis of Temperature Insensitive Electronically Controllable Floating Simulators Based on DV-CCTAs." **IEEE Transactions on Circuits and Systems** : 758-760.
- Kumngern ,M., Sarasri, J., Knobnob, B.2011. "Voltage-mode SIMO OTA-C universal filter." **IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA), Langkawi** : 251-254.
- Kumngern, M. 2011. "New Electronically Tunable Voltage-Mode Lowpass, Highpass, Bandpass Filter Using Simple OTAs." **International Journal of Computer And Electrical Engineering** : 649-653.
- Kumngern, M., Suwanjan, P., Dejhan. 2011 "Electronically Tunable Voltage-Mode SIMO OTA-C Universal Biquad Filter." **17th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)** : 774-777.
- Kumngern, M., Junnapiya, S. 2012. "OTA-Based Voltage-Mode Universal Biquadratic Filter with Single-Input Multiple-Output." **IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control and Intelligent Systems, Bangkok** : 152 – 155.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Minaei, S., Yuce, E. "All-Grounded Passive Elements Voltage-Mode DVCC-Based Universal Filters," **Circuits Systems and Signal Processing** : 295-309.
- Mohan, J., Chaturvedi, B., Maheshwari, S. 2104. "Single Active Element Based Voltage-Mode Multifunction Filter." **Advances in Electrical Engineering** : 7 pages.
- Pandey, N., Pandey, R., Paul, S.K. 2012. "Novel Single Input Five Output Voltage Mode Universal Filter Based on DDCCTA." **Third International Conference on Computer and Communication, Allahabad** : 46 – 51.
- WANG.C., ZHAO. Y., ZHANG. Q., DU. S. "A New Current Mode SIMO-Type Universal Biquad Employing Multi-Output Current Conveyors (MOCCIs)." **RADIOENGINEERING** : 83-88.
- Wang, S.-F., Chen, H.-P., Lin, Y.-H., Tsai, Y.-F. 2011 "Tunable voltage-mode multifunction biquadratic filter with grounded capacitors and resistors using two DDCCs," **IEEE 3rd International Conference on Communication Software And Networks (ICCSN), Xi'an** : 552-556.
- Yongjin, W., Foteini, A., Dimitrios, H., Plataniotis, N. 2008. "Analysis of Human Electrocardiogram for Biometric Recognition." **EURASIP Journal on Advances in Signal Processing** : 1-11.
- AD830 "High Speed, Video Difference Amplifier" Analog Device Incorporated, [Online]. Available : http://www.analog.com/media/en/technical_documentation/data-sheets/AD830.pdf
- AD844 "60MHz 2000V/ μ s Monolithic Op Amp" Analog Device Incorporated, [Online]. Available : http://www.analog.com/media/en/technical_documentation/data-sheets/AD844.pdf
- LM1370 "LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers" Texas Instruments Incorporated, [Online]. Available : <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm13700.pdf>

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	นายกิตติวัตร ศรีนวล
วัน-เดือน-ปีเกิด	3 มีนาคม 2533
สถานที่เกิด	จังหวัด ขอนแก่น
ที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 54 หมู่ 8 ตำบลไค้โนน อำเภอยาย้อย จังหวัดกาฬสินธุ์ 46240
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2551 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาปีที่ 6 โรงเรียนกาญจนาภิเษกวิทยาลัยกาฬสินธุ์ ปีการศึกษา 2556 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมอุตสาหการ บัณฑิต (ค.อ.บ.) สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2559 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ มหาบัณฑิต (ค.อ.ม.) สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	อาจารย์ประจำแผนกเครื่องมือวัดและแมคคาทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิค สัทธิบ พ.ศ. 2555 อาจารย์ประจำแผนกไฟฟ้ากำลัง วิทยาลัยเทคโนโลยีภาคตะวันออก (อี.เทค) พ.ศ. 2559-ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้