

การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง  
โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

SYNTHESIS AND DESIGN  
OF ELECTRONICALLY CONTROLLED THREE INPUTS-SINGLE OUTPUT  
VOLTAGE MODE SECOND ORDER MULTIFUNCTION FILTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาครุศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะครุศาสตรบัณฑิต  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ. 2558

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ KMITL-2015-ED-M-232-087 ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SYNTHESIS AND DESIGN OF ELECTRONICALLY CONTROLLED  
THREE INPUTS-SINGLE OUTPUT VOLTAGE MODE SECOND ORDER  
MULTIFUNCTION FILTER



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  
2015

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KMITL-2015-ED-M-232-087



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF INDUSTRIAL EDUCATION

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์
นักศึกษา	นางสาว ภัทรพรรณ มณีแดง
รหัสประจำตัว	56030285
ปริญญา	ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	อิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง (Differential difference current conveyor transconductance amplifier: DDCCTA) ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้ (1) ใช้วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่างเป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟ 2 วงจร ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานที่ต่อลงกราวด์อย่างละ 2 ตัว ซึ่งตัวต้านทานสามารถสร้างจากเทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ (2) วงจรสามารถให้การตอบสนองการทำงานได้ 5 พิงก์ชัน คือ พิงก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ (3) สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์แบบอิสระจากกัน (4) มีค่าความความต้านทานอินพุตสูง และ (5) มีค่าความไวต่ำ วงจรที่นำเสนอจึงเหมาะที่จะนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม อีกทั้งการเลือกพิงก์ชันการกรองสามารถทำได้ด้วยวิธีดิจิทัล สมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอถูกทดสอบผ่านการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ (CMOS) ขนาด  $0.25\ \mu\text{m}$  TSMC และการต่อวงจรจริง โดยใช้ไอซีเบอร์ AD830, AD844 และ LM13700 เป็นโครงสร้างวงจรภายในของ DDCCTA ผลการทดสอบวงจรที่ได้มีความสอดคล้องกับที่คาดการณ์ไว้ในทางทฤษฎี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Synthesis and Design of Electronically Three Controlled Inputs-Single Output Voltage Mode Second Order Multifunction Filter
Student	Miss Pattarapan Maneedang
Student ID	56030285
Degree	Master of Science in Industrial Education
Program	Electronics
Year	2015
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Winai Jaikla
Thesis Co-Advisor	Assoc.Prof.Dr.Peerawut Suwanjan

## ABSTRACT

In this thesis, the voltage-mode multifunction biquadratic filter with three-inputs single-output configuration employing differential difference current conveyer transconductance amplifier (DDCCTA) is proposed. The features of the circuit are that: (i) employs two DDCCTAs as active element with two grounded capacitors and two grounded resistors (constructing from two MOSs), (ii) availability of low pass, band pass, high pass, band stop and all pass filter responses, (iii) the quality factor and nature frequency can be tuned electronically and independently, (iv) high input impedance, and (v) low sensitivity performance, which is well suited for integrated circuit implementation. Additionally, each function response can be selected by suitably selecting input signals with digital method. The theoretical results are verified by PSPICE simulator using 0.25  $\mu\text{m}$  TSMC CMOS technology parameters and experimental results using DDCCTA constructing from the available commercial product AD830, AD844 and LM13700. The given results agree well with the theoretical anticipation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความอนุเคราะห์จาก ผศ.ดร.วินัย ใจกล้า อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.พีระวุฒิ สุวรรณจันทร์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม ขอบพระคุณ ผศ.ดร.ศุภวัฒน์ ลาวัฒน์วิสุทธิ คณบดีคณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏ เทพสตรี รศ.กิติพงศ์ มะโน รศ.ปิยะ ศุภวราสุวัฒน์ และคณาจารย์ประจำภาควิชาครุศาสตร์ศึกษาศาสตร์ทุกท่าน ที่ได้ให้คำชี้แนะและแก้ไขข้อบกพร่องต่างๆ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างสมบูรณ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณา ขอขอบพระคุณอาจารย์ทั้งในอดีตถึงปัจจุบันทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทความรู้ ตลอดจนแง่คิดต่างๆ อันก่อให้เกิดประโยชน์ต่อการวิจัยในครั้งนี้จนกระทั่ง ประสบผลสำเร็จ ขอขอบพระคุณ เจ้าหน้าที่งานบัณฑิตศึกษาและบุคลากรในคณะครุศาสตร์ อุตสาหกรรมทุกท่าน ที่ให้ความช่วยเหลือและอำนวยความสะดวกในการติดต่อสอบถามสำหรับการ จัดทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้ ขอพระขอบคุณ คุณวิลาศ นิลสระคู รุณพีสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร รุ่น 18 ขอขอบคุณ คุณกิตติวัตร ศรีนวล และเพื่อนๆ นักศึกษาหลักสูตรการศึกษาระดับปริญญาตรีก้าวหน้า ภาควิชาครุศาสตร์ศึกษาศาสตร์ สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ รุ่น 1 ทุกคนที่คอยให้คำปรึกษา ข้อคิดเห็น ตลอดจนคอยให้กำลังใจ และเป็นแรงผลักดันให้แก่ผู้วิจัย ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่มอบทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ และทุนสนับสนุนการเสนอผลงานทาง วิชาการ และขอบคุณวิทยาลัยเทคโนโลยีภาคตะวันออก (อี.เทค) ที่ให้การสนับสนุนการศึกษาตลอด หลักสูตรการศึกษานี้ สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ สุวัตร มณีแดง คุณแม่ อำไพ มณีแดง และครอบครัว ผู้เป็นที่รักคอยเป็นกำลังใจ ทั้งให้การสนับสนุน และช่วยเหลือในทุกด้านมาโดยตลอด ประโยชน์อันพึงมีและความรู้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ที่ส่งผลให้เกิดประโยชน์แก่บุคคลต่างๆ รวมทั้งนักศึกษารุ่นน้อง ด้วยอาณิสสงส์ที่ได้ ผู้วิจัยขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านด้วยความเคารพยิ่ง หากมีข้อผิดพลาดประการใด ผู้วิจัยขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย

ภัทรพรรณ มณีแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 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 กรอบแนวคิดของการวิจัย.....	3
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	5
1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย.....	6
บทที่ 2 เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	8
2.1 หลักการทั่วไปของวงจรรองความถี่.....	8
2.2 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรรองความถี่.....	19
2.3 หลักการทำงานของวงจรขยายความนำถ่ายไอออนสายพานกระแส ชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง.....	20
2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	21
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย.....	37
3.1 การสังเคราะห์วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	38
3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรรองความถี่กรณีสำงานในอุดมคติ.....	45
3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบต่อวงจรรองความถี่กรณีสำงาน ไม่เป็นอุดมคติ.....	51
3.4 การวิเคราะห์หาความไว.....	67
3.5 การออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน สามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 ผลการการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล.....	76
4.1 ผลทดสอบสมรรถนะการทำงานวงจรรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้าง มอสทรานซิสเตอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE.....	76
4.2 ผลทดสอบสมรรถนะการทำงานวงจรรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้าง ไอซีด้วยการต่อวงจรจริง.....	82
บทที่ 5 สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ.....	95
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	95
5.2 อภิปรายผลการวิจัย.....	96
5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัยครั้งต่อไป.....	97
บรรณานุกรม.....	98
ประวัติผู้เขียน.....	100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ผลการศึกษาโครงสร้างวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน หลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่เลือกใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิดต่างๆ.....	2
1.2 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่.....	3
4.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ.....	76
4.2 ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ.....	77
4.3 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่.....	77



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	3
2.1 วงจรกรองความถี่แบบ 2 พอร์ต.....	9
2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ.....	10
2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง.....	11
2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่.....	11
2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่.....	12
2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่.....	12
2.7 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	14
2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง.....	14
2.9 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	15
2.10 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง.....	15
2.11 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	16
2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง.....	16
2.13 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง.....	17
2.14 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง.....	17
2.15 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	18
2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	18
2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง.....	19
2.18 สัญลักษณ์ของวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง.....	20
2.19 โครงสร้างวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง.....	21
2.20 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OFCC.....	21
2.21 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ CCII+.....	23
2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ CCCII.....	24
2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ DDCC.....	25
2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OTA.....	27
2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ FDCCII.....	28
2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OTA.....	29
2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ DDCC.....	31
2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OTA.....	32
2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ VD-DIBA.....	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.30 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ VD-DIBA.....	35
3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย.....	37
3.2 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่นำเสนอ.....	38
3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต.....	45
3.4 ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงใน DDCCTA .....	57
3.5 วงจรกรองความถี่ที่นำเสนอเมื่อพิจารณาความต้านทานและความจุแฝงใน DDCCTA.....	58
3.6 โครงสร้างภายในอุปกรณ์ DDCCTA ที่ใช้ในการทดลองจริง.....	73
4.1 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ที่ $I_B = 114\mu A$ .....	77
4.2 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่.....	80
4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับกระแส $I_{B2} = 100\mu A, 200\mu A$ และ $300\mu A$ .....	80
4.4 ผลการทดสอบค่าพิสัยแรงดันอินพุต.....	81
4.5 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของแต่ละฟังก์ชันกรองความถี่เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุต.....	81
4.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ในการทดลองจริง.....	83
4.7 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ที่ $I_B = 115\mu A$ .....	83
4.8 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับกระแส $I_{B2} = 100\mu A, 200\mu A$ และ $300\mu A$ .....	85
4.9 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (ก) $f=30kHz$ , (ข) $f=100kHz$ และ (ค) $f=300kHz$ .....	86
4.10 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง (ก) $f=30kHz$ , (ข) $f=100kHz$ และ (ค) $f=300kHz$ .....	87
4.11 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก) $f=30kHz$ , (ข) $f=50kHz$ , (ค) $f=100kHz$ , (ง) $f=165kHz$ และ (จ) $f=300kHz$ .....	88
4.12 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก) $f=30kHz$ , (ข) $f=50kHz$ , (ค) $f=100kHz$ , (ง) $f=165kHz$ และ (จ) $f=300kHz$ .....	90
4.13 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก) $f=30kHz$ , (ข) $f=50kHz$ , (ค) $f=100kHz$ , (ง) $f=165kHz$ และ (จ) $f=300kHz$ .....	92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรหนึ่งที่มีความสำคัญในระบบการประมวลผลสัญญาณอะนาล็อก ซึ่งถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในหลายสาขา งานอิเล็กทรอนิกส์ ระบบสื่อสาร ระบบควบคุมและเครื่องมือวัด (Kumngern and Junnapiya, 2013 : 642-645) โดยเฉพาะวงจรกรองความถี่ที่สามารถให้ผลตอบสนองการกรองความถี่ได้หลายหน้าที่ในโครงสร้างวงจรเดียวกันหรือเรียกว่าวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่นั้นได้รับความสนใจเป็นอย่างมากในสาขาวิชา ระบบเครือข่าย ซึ่งการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่ส่วนมากจะนิยมสังเคราะห์และออกแบบด้วยวงจรรวมสำเร็จรูป (Active Building Block : ABB)

ปัจจุบันได้มีผลงานวิจัยนำเสนอวงจรรวมสำเร็จรูปคือ วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง (Differential difference current conveyor transconductance amplifier: DDCCTA) (Pandy and Paul, 2011 : 1-10) เป็นวงจรรวมสำเร็จรูปชนิดหนึ่ง ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบแอ็กทิฟมีหลายขั้ว มีโครงสร้างภายในประกอบไปด้วยวงจรขยายความนำถ่ายโอน (Operational transconductance amplifier : OTA) ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตในโหมดของแรงดันและให้เอาต์พุตในโหมดกระแส และวงจรสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง (Differential difference current conveyor : DDCC) ที่มีคุณสมบัติคือมีแบนด์วิดท์กว้าง ความเป็นเชิงเส้นสูงและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก ดังนั้นวงจร DDCCTA นี้มีคุณลักษณะการทำงานที่น่าสนใจ คือ สามารถทำงานได้ทั้งในโหมดแรงดันและกระแส มีความต้านทานอินพุตสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งสามารถควบคุมการทำงานด้วยการควบคุมกระแสไบอัส ( $I_B$ ) จากภายนอก ด้วยคุณสมบัติของ DDCCTA ที่มี จึงทำให้สะดวกต่อการนำไปสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดแรงดันและสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์

เมื่อพิจารณาจากจำนวนอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่แบบหลายหน้าที่ วงจรที่ได้รับคามนิยมมากนั้นคือ ประเภทหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต (Multiple Inputs Single Output : MISO) (Abuelma'atti and Tasadduq, 1999 : 287-292) ข้อดีที่น่าสนใจของวงจรกรองความถี่ประเภทนี้ สามารถเปลี่ยนฟังก์ชันการตอบสนองความถี่ได้ด้วยวิธีการควบคุมการปิดหรือเปิดการจ่ายแรงดันหรือกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้อินพุตของวงจรหรือด้วยวิธีการดิจิตอล จึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์หรือไมโครคอมพิวเตอร์เพื่อควบคุมให้วงจรเปลี่ยนฟังก์ชันทำงานตามต้องการได้ง่าย

จากการศึกษาการออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันแบบหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปที่ได้มีผู้นำเสนอไว้ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ ซึ่งได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องดังนี้ 1. (Ghallab, et al. 2000 : 95-98), 2. (Horng, 2001 : 996-997), 3. (Sagbas and Koksai, 2006 : 137-140), 4. (Kumngern, et al. 2008 : 426-431), 5. (Chiu and Horng, 2007 : 649-652), 6. (Chen and Liao, 2008), 7. (Kumngern and Dejhan, 2010 : 7-10), 8. (Kumngern and Junnapiya, 2010), 9. (Kumngern and Junnapiya, 2013 : 642-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนลิขสิทธิ์ในนามของภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

645), 10. (Pushkar, et al. 2013 : Article ID 478213) และ 11. (Ninsraku, et al. 2014 : 96-103) แต่อย่างไรก็ตามวงจรรองความถี่เหล่านั้นยังมีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ คือ ใช้อุปกรณ์แพสซีฟจำนวนมาก ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุไม่ต่อลงกราวด์จึงไม่เหมาะที่จะนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม ไม่สามารถควบคุมความถี่ได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ Q ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระจากกัน ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม และอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูงจึงไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคดอันดับสูงขึ้นไป ซึ่งรายละเอียดของวงจรมันแสดงในตารางที่ 1.1

### ตารางที่ 1.1 ผลการศึกษาโครงสร้างวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดัน

หลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่เลือกใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิดต่าง ๆ

ลำดับ	ปีนำเสนอ	ประเภทอุปกรณ์แอ็กทิฟ	จำนวนอุปกรณ์แอ็กทิฟ	จำนวน R+C	จำนวน R+C ที่ต่อลงกราวด์	ปรับได้ด้วยวิธีการอิเล็กทรอนิกส์	$\omega_0$ และ Q ปรับอิสระจากกัน	ความต้านทานอินพุตสูง	ไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม
1	2000	OFCC	2	5+2	1+1	×	✓	×	✓
2	2001	CCII	3	2+2	0+0	×	×	✓	✓
3	2006	CCCII	2	1+2	0+1	✓	✓	×	✓
4	2008	FDCCII	2	2+2	2+2	×	×	×	✓
5	2008	DDCC	3	2+2	2+2	×	×	✓	✓
6	2008	OTA	6	0+2	0+2	✓	×	✓	✓
7	2010	OTA	6	0+2	0+0	✓	×	×	✓
8	2010	DDCC	3	2+2	2+2	×	×	✓	×
9	2013	VD-DIBA	1	1+2	0+0	✓	×	×	✓
10	2013	OTA	3	0+2	0+1	✓	✓	×	✓
11	2014	VD-DIBA	2	0+2	0+2	✓	×	✓	×

จากความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาที่ได้นำเสนอตามหลักการและเหตุผลที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น ในงานวิจัยนี้จึงมีวัตถุประสงค์ที่จะสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่สามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ด้วยอุปกรณ์แอ็กทิฟ DDCCCTA เป็นอุปกรณ์หลักในการสังเคราะห์และออกแบบวงจร

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

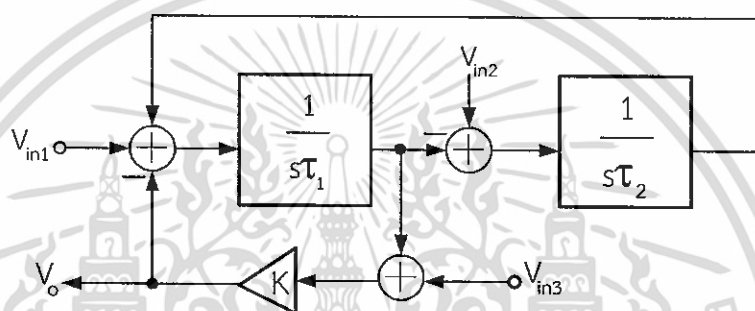
1.2.1 เพื่อสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ DDCCCTA

1.2.2 เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์เมื่อทำงานในกรณีอุดมคติและกรณีไม่เป็นอุดมคติ

1.2.3 เพื่อทดสอบสมรรถนะวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบด้วยโปรแกรม PSPICE และเอกสารนี้เพื่อทดสอบต่อวงจรจริงสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3 กรอบแนวคิดของงานวิจัย

แนวความคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรรวมสัญญาณแบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) ต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ และวงจรรขยายสัญญาณ (Amplifier) โดยโครงสร้างวงจรมีสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1.1 โดยที่  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  คือ ค่าคงที่เวลา (Time Constant) ของวงจรรวมสัญญาณแบบไม่มีการสูญเสียวงจรที่ 1 และ 2 ตามลำดับ และ K คือ อัตราขยายแรงดันของวงจรรขยาย (Gain) จะมีสมการแรงดันเอาต์พุตตามสมการที่ (1.1) และกำหนดแรงดันอินพุตตามตารางที่ 1.2 เพื่อให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนการกรองความถี่ตามการ



รูปที่ 1.1 กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

ตารางที่ 1.2 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่

ฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
$V_o$	$V_{in1}$	$V_{in2}$	$V_{in3}$
LPF	0	$V_{in}$	0
HPF	0	$-V_{in}$	$V_{in}$
BPF	$V_{in}$	0	0
BSF	0	0	$V_{in}$
APF	$-V_{in}$	0	$V_{in}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{K \left[ \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in3} + \frac{s}{\tau_1} V_{in1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} V_{in2} \right]}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.1)$$

เมื่อกำหนดแรงดันอินพุตตามตารางที่ 1.2 โดยให้  $V_{in}$  เป็นสัญญาณที่จ่ายให้ขั้วอินพุตของวงจร และ 0 เป็นขั้วอินพุตวงจรต่อลงกราวด์ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) แต่ละแบบดังนี้

ให้  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in}$  จะได้ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter : LPF) ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{K}{\tau_1 \tau_2}}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.2)$$

กำหนดให้  $V_{in1} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูง (High Pass Filter : HPF) ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Ks^2}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.3)$$

ให้  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in}$  จะให้ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (Band Pass Filter : BPF) ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{K}{s}}{\tau_1} \frac{1}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.4)$$

ให้  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  จะให้ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (Band Stop Filter : BSF) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right)}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.5)$$

ให้  $V_{in2} = 0$  และ  $-V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (All Pass Filter : APF) ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K \left( s^2 - \frac{s}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right)}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.6)$$

จากสมการที่ (1.6) ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่นั้น อัตราขยายแรงดันของวงจรถายาย (K) ต้องเท่ากับ 1

จากสมการที่ (1.1) จะได้ความถี่ธรรมชาติหรือความถี่โพล (Nature Frequency :  $\omega_0$ ) และปัจจัยคุณภาพหรือควอลิตี้แฟคเตอร์ (Quality Factor : Q) ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (1.7)$$

และ

$$Q = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \quad (1.8)$$

จากสมการที่ (1.1)-(1.8) จะเห็นได้ว่าฟังก์ชันถ่ายโอนกรองความถี่ทุกฟังก์ชันจะมีอัตราขยายเกิดขึ้นหรือมี K อยู่ทุกฟังก์ชันถ่ายโอนกรองความถี่นั่นเอง และสามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ด้วย  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  โดยที่ควอลิตี้แฟคเตอร์ยังสามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วย K

## 1.4 ขอบเขตของโครงการวิจัย

1.4.1 ใช้วงจรถายายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่างสองวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสาร 1.4.2 วงจรใช้ตัวเก็บประจุและตัวต้านทานเป็นอุปกรณ์แพสซีฟอย่างละสองตัวต่อลงกราวด์ค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

1.4.4 ค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากกัน

1.4.5 มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง

1.4.6 สามารถให้ผลตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชัน คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

1.4.7 ทดสอบสมรรถนะของวงจรผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง

## 1.5 นิยามศัพท์เฉพาะที่ใช้ในการวิจัย

1.5.1 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Multifunction Filter Circuit) หมายถึง วงจรกรองความถี่ที่สามารถให้การตอบสนองฟังก์ชันการทำงานได้หลายรูปแบบดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน

1.5.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต หมายถึง วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบในวิทยานิพนธ์นี้ ให้มีรูปแบบโครงสร้างที่มีคุณลักษณะสมบัติการทำงานที่มีจำนวนสามอินพุตและมีเพียงเอาต์พุตเดียว สามารถตอบสนองฟังก์ชันการทำงานหลายรูปแบบ ได้แก่ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่โดยใช้โครงสร้างวงจรเดียวกัน

1.5.3 วงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง (Differential difference current conveyor transconductance amplifier: DDCCTA) หมายถึง วงจรรวมสำเร็จรูปชนิดหนึ่ง ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบแอ็กทิฟหลายขั้ว แบ่งเป็นขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าและขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาออก มีโครงสร้างภายในประกอบไปด้วย วงจรสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่างและวงจรขยายความนำถ่ายโอน สามารถทำงานได้ทั้งในโหมตแรงดันและกระแส มีความต้านทานอินพุตสูง

1.5.4 การสังเคราะห์ (Synthesis) หมายถึง การนำอุปกรณ์แอ็กทิฟ DDCCTA ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุมาต่อรวมกันเพื่อให้ได้วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่มีคุณสมบัติอินพุตอิมพีแดนซ์สูง และสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์

1.5.5 การออกแบบ (Design) หมายถึง การนำวงจรกรองความถี่ที่ได้สังเคราะห์ไว้มาปรับค่าอุปกรณ์เพื่อให้ได้ผลการผลตอบสนองทางความถี่ตามต้องการ

1.5.6 โหมตแรงดัน (Voltage-mode) หมายถึง เทคนิคการสังเคราะห์และออกแบบวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีอินพุตและเอาต์พุตเป็นแรงดัน

1.5.7 การควบคุมด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Control) หมายถึง การปรับค่า  $\omega_0$  และ  $Q$  ด้วยกระแสจากภายนอก

1.5.8 สมรรถนะ (Performance) หมายถึง คุณสมบัติของวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5.9 โปรแกรม PSPICE หมายถึง โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำเร็จรูปที่ใช้ในการจำลองผลการดำเนินงานของวงจรองความถี่ที่ต่ำสั้เคราะห์และออกแบบ

1.5.10 การปรับด้วยวิธีดิจิทัล หมายถึง การนำวงจรองความถี่ที่ต่ำสั้เคราะห์และออกแบบ มาควบคุมการปิดหรือเปิดการจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้อินพุตของวงจร เพื่อให้ได้เอาต์พุต ผลตอบสนองความถี่ตามต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่ดังหัวข้อต่อไปนี้

2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

2.2 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่

2.3 หลักการทำงานของวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง

2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

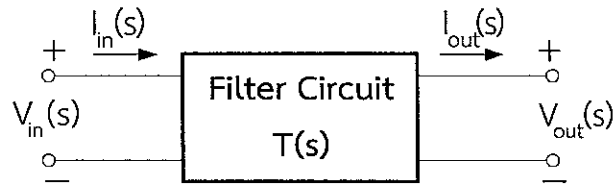
#### 2.1 หลักการทั่วไปของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่นั้นเป็นวงจรหนึ่งที่น่าับได้ว่าเป็นหัวใจสำคัญในระบบอิเล็กทรอนิกส์ โดยหลักการพื้นฐานแล้ววงจรจะยอมให้สัญญาณที่มีความถี่เฉพาะบางช่วงผ่านไปได้ ส่วนความถี่อื่นที่ไม่ต้องการจะไม่สามารถผ่านออกมาได้โดยจะถูกลดทอน (Attenuation) จนหมดไปหรืออีกนัยหนึ่งก็คือ การกรองเลือกสัญญาณความถี่ที่ต้องการหรือตัดสัญญาณความถี่ที่ไม่ต้องการออกไป วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆ คือ ประเภทพาสซีฟ (Passive Filter) ซึ่งจะใช้อุปกรณ์ประเภทตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำเป็นหลัก และอีกประเภทหนึ่งคือ ประเภทแอ็กทีฟ (Active Filter) ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้โอปแอมป์ร่วมกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ โดยจะไม่ใช้ตัวเหนี่ยวนำเพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาของขนาดวงจรใหญ่ (จิรสุดา โกษิยาภรณ์. 2551 : 161)

##### 2.1.1 ทฤษฎีพื้นฐานวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่จัดเป็นวงจรแบบ 2 พอร์ต ที่ทำให้ลักษณะของสเปกตรัมของสัญญาณอินพุต ก่อรูป (Shape) เป็นสเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่ตามที่ต้องการ หรืออาจกล่าวได้ว่า วงจรกรองความถี่จะทำหน้าที่แยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกจากสัญญาณที่ต้องการ ในการศึกษาคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่นั้น มักจะพิจารณาในลักษณะของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเป็นหลัก นอกจากนี้การวิเคราะห์วงจรยังให้ความสนใจพฤติกรรมของวงจรตลอดย่านความถี่มากกว่าการพิจารณาเพียงความถี่เดียว ซึ่งการพิจารณาในลักษณะเช่นนี้เรียกว่าการพิจารณาในโดเมนความถี่ (Frequency Domain) และเรียกผลการตอบสนองของวงจรจากการพิจารณาในโดเมนความถี่นี้ว่าผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency Response) แทนสัญลักษณ์ด้วย  $T(s)$  โดยทั่วไปแสดงในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน ซึ่งเป็นอัตราส่วนปริมาณระหว่างเอาต์พุตต่ออินพุต ซึ่งปริมาณนี้เป็นได้ทั้งกระแสและแรงดัน (ศุภชัย คลังทอง. 2554 : 43-44)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ 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  $\sigma$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์ดังนั้น  $s = j\omega$  จะสามารถเขียนสมการในรูปส่วนประกอบของขนาด และ เฟส ได้ดังนี้

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

เมื่อ  $\phi_{out(j\omega)}$ ,  $\phi_{T(j\omega)}$  และ  $\phi_{in(j\omega)}$  คือ ค่าเฟสของ  $V_{out}(j\omega)$ ,  $T(j\omega)$  และ  $V_{in}(j\omega)$  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  $\omega_1$  ถึง  $\omega_2$  ขนาดของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต  $|V_{out}(j\omega)|$  จะเท่ากับศูนย์ เรียกว่าช่วงหยุดความถี่ (Stop Band) ของวงจรกรองความถี่ ในลักษณะเดียวกันถ้ากำหนดให้ฟังก์ชันขนาดของผลตอบสนองเชิงความถี่  $|T(j\omega)|$  เท่ากับหนึ่ง (ในทางอุดมคติ) ในช่วงความถี่ตั้งแต่  $\omega_1$  ถึง  $\omega_2$  ขนาดของสัญญาณเอาต์พุต

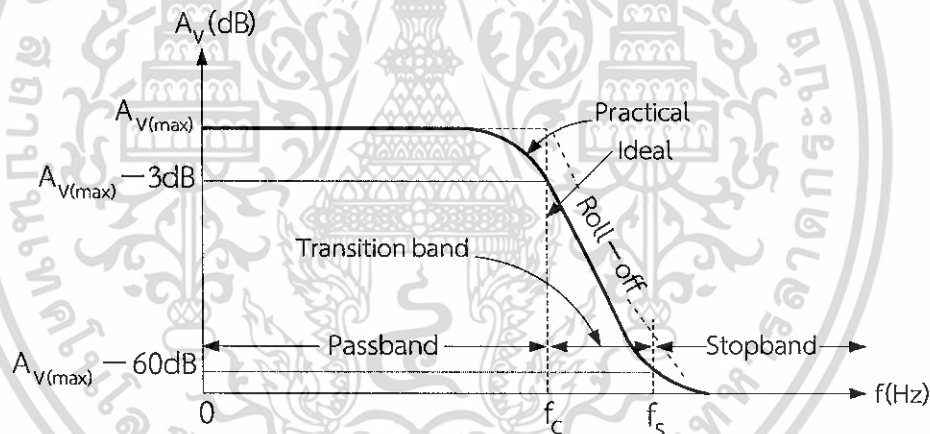
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$|V_{out}(j\omega)|$  ก็จะมีค่าเท่ากับหนึ่งเป็นไปตามสมการ (2.3) เรียกว่าช่วงผ่านความถี่ (Pass Band) ของวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 5 รูปแบบพื้นฐาน ดังนี้

#### 2.1.1.1 วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low-pass Filter)

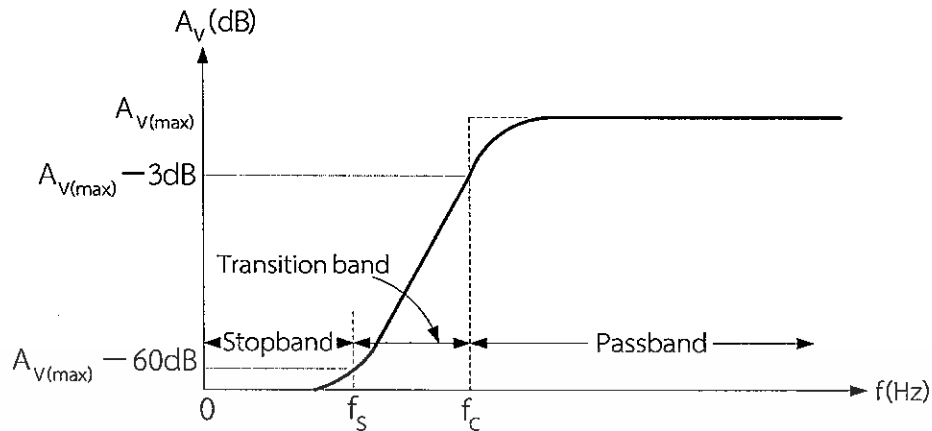
วงจรแบบกรองผ่านความถี่ต่ำจะยอมให้ความถี่ผ่านได้ในช่วงตั้งแต่สัญญาณที่เป็นแรงดันกระแสตรงไปจนถึงความถี่คัตออฟ (Cut-off Frequency) แทนด้วยสัญลักษณ์  $f_c$  คือค่าความถี่ที่อัตราขยายลดลงจากขนาดสูงสุด 3dB ดังแสดงในรูปที่ 2.2 เส้นทึบแสดงถึงผลตอบสนองในทางปฏิบัติจะค่อยๆ ลดลง (Roll-Off) ไม่ได้มีลักษณะเปลี่ยนระดับอย่างทันทีทันใดเหมือนกับกรณีในทางอุดมคติซึ่งแสดงด้วยเส้นประแสดงถึงผลตอบสนองของวงจรในทางอุดมคติ 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 (จิรสุดา โกษิยาวากรณ์, 2551 : 163-165)



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ

#### 2.1.1.2 วงจรกรองผ่านความถี่สูง (High-pass Filter)

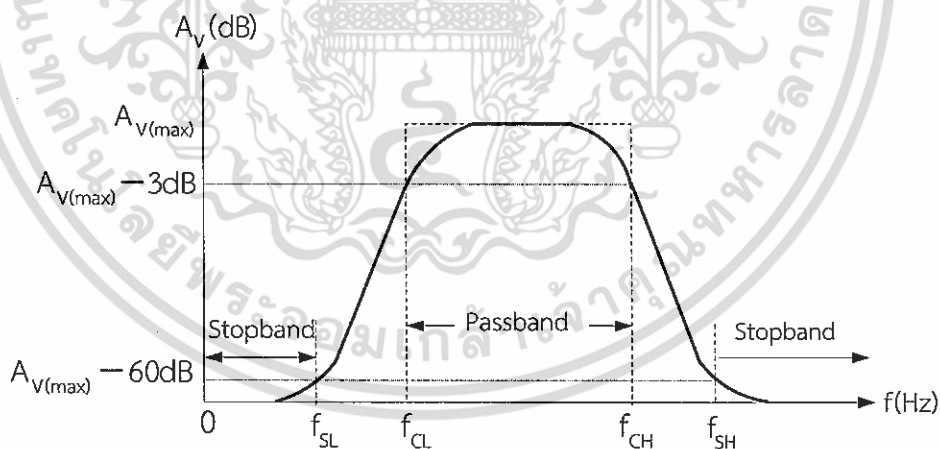
วงจรกรองผ่านความถี่สูง จะทำการลดทอนสัญญาณในช่วงที่มีความถี่ต่ำและยอมให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่สูงกว่าความถี่คัตออฟ  $f_c$  โดยในช่วงความถี่สูงนั้นจะมีอัตราการตอบสนองความถี่คงที่ ถ้ามีความถี่ที่ต่ำกว่า  $f_c$  ผ่านวงจร จะถูกลดทอนขนาดของสัญญาณความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมาก แสดงในรูปที่ 2.3 เส้นทึบจะแสดงถึงผลในทางปฏิบัติในช่วงที่ยอมให้ความถี่ผ่านได้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



รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านความถี่สูง

#### 2.1.1.3 วงจรกรองผ่านแถบความถี่ (Band-pass Filter)

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

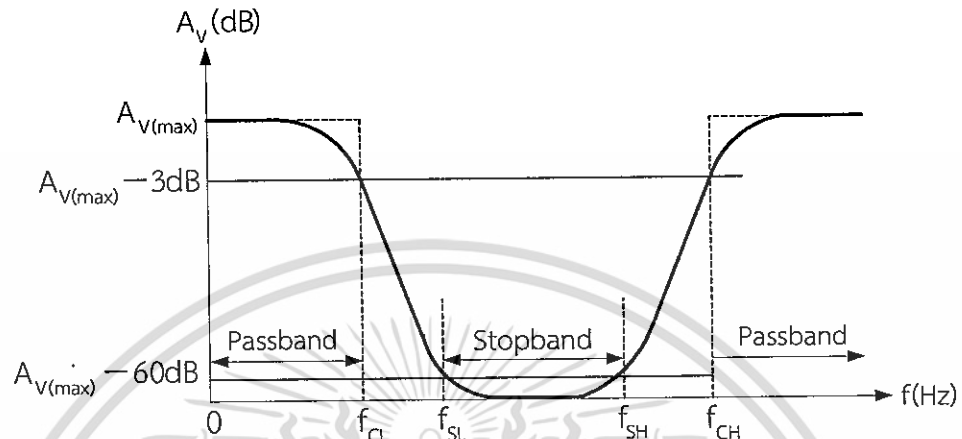


รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่

#### 2.1.1.4 วงจรกรองหยุดแถบความถี่ (Band-stop Filter)

วงจรกรองหยุดแถบความถี่ เป็นวงจรที่ไม่ยอมให้แถบความถี่ผ่านได้เฉพาะบางช่วงเท่านั้น วงจรนี้จะมีลักษณะการทำงานในทิศทางตรงข้ามกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ คือจำกัดไม่ให้สัญญาณผ่าน

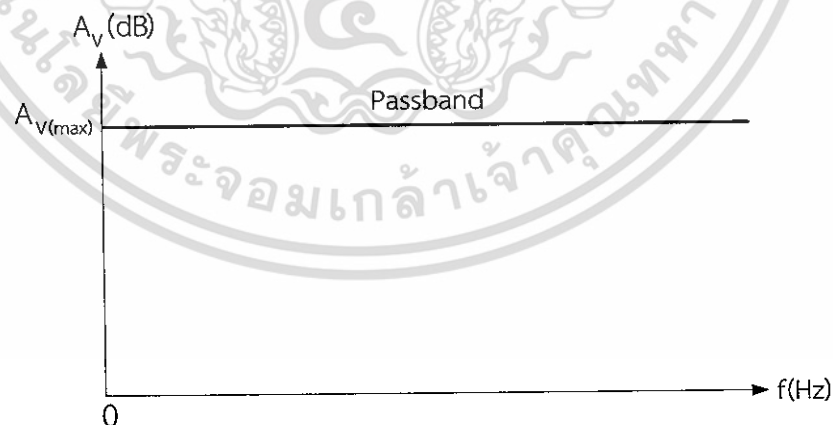
ในบางช่วงของความถี่ โดยสัญญาณความถี่ทางด้านเอาต์พุตช่วง  $f_{CL}$  ถึง  $f_{CH}$  จะเป็นช่วงย่านความถี่ต่ำสุดถึงความถี่สูงสุดที่ไม่สามารถผ่านได้ ดังนั้นอัตราการขยายของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เรียกว่าช่วงหยุดแถบความถี่ แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองหยุดแถบความถี่

#### 2.1.1.5 วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-pass Filter)

วงจรกรองผ่านทุกความถี่ เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณทุกความถี่สามารถผ่านไปได้ โดยการตอบสนองทางขนาดจะมีค่าคงที่ตลอดไม่ขึ้นกับค่าความถี่ แต่สิ่งที่น่าสนใจคือผลตอบสนองทางเฟสของวงจร เป็นฟังก์ชันของความถี่ ซึ่งวงจรกรองสัญญาณผ่านทุกความถี่นั้น มีประโยชน์ในการนำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟส ให้สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสสัญญาณที่แตกต่างจากอินพุต ซึ่งกราฟแสดงผลตอบสนองความถี่แสดงในรูปที่ 2.6 (วิลาส นิลสระคู. 2557: 14)



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ (Multifunction Filter)

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ หมายถึงวงจรกรองความถี่ที่สามารถตอบสนองของฟังก์ชันการ ทำงานได้หลายรูปแบบในโครงสร้างวงจรเดียวกัน เช่น ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่ สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และสุดท้ายฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ โดยมีรูป สมการฟังก์ชันถ่ายโอนแบบไบควอดราติก (Biquadratic Function) หรือเรียกสั้นๆ ว่า ไบควอด ซึ่ง มีรูปแบบมาตรฐานดังต่อไปนี้ (อัจฉรวรรณ เนื่องนิตย์, 2546 : 19-29)

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

โดยที่  $\omega_0$  คือ ค่าความถี่ธรรมชาติ (Nature Frequency)

$a_0, a_1, a_2$  คือ สัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ

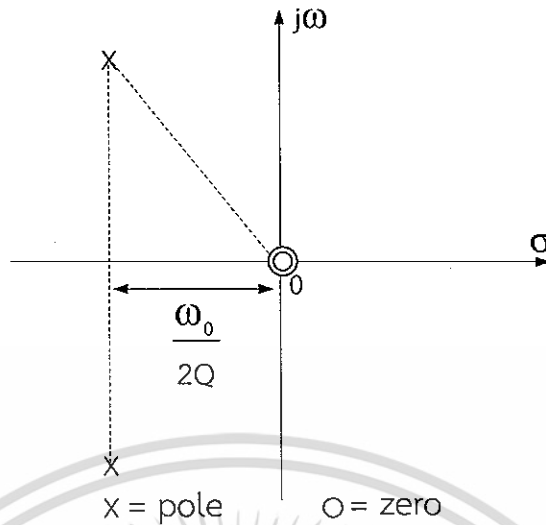
$Q$  คือ ค่าควอลิตี้แฟคเตอร์ (Quality Factor)

พิจารณาสมการ (2.5) พบว่าสามารถหาค่าซีโร (Zero) ของฟังก์ชันการถ่ายโอนอันดับสองได้จากค่าสัมประสิทธิ์ของจำนวนเศษ ซึ่งจะทำให้ทราบถึงชนิดของวงจรกรองความถี่ได้ดังรายละเอียดที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้

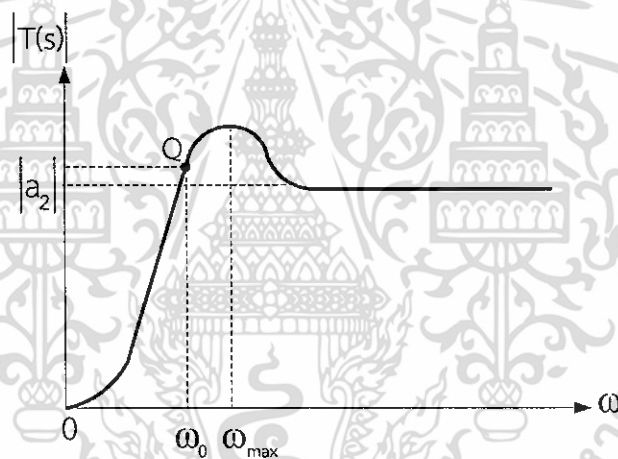
2.1.2.1 กรณีค่าซีโรของทั้งสองของสมการมีตำแหน่งบนระนาบ  $s$  ( $s$ -plane) ที่  $s=0$  ดังรูปที่ 2.7 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านความถี่สูงอันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

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

เมื่อกำหนดให้  $a_2$  คือ อัตราขยายความถี่สูง (High-frequency Gain) และ  $\omega_0$  คือค่าความถี่ธรรมชาติ จะได้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของวงจรแสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.7 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ  $s$  ของฟังก์ชันกรองความถี่สูงอันดับสอง



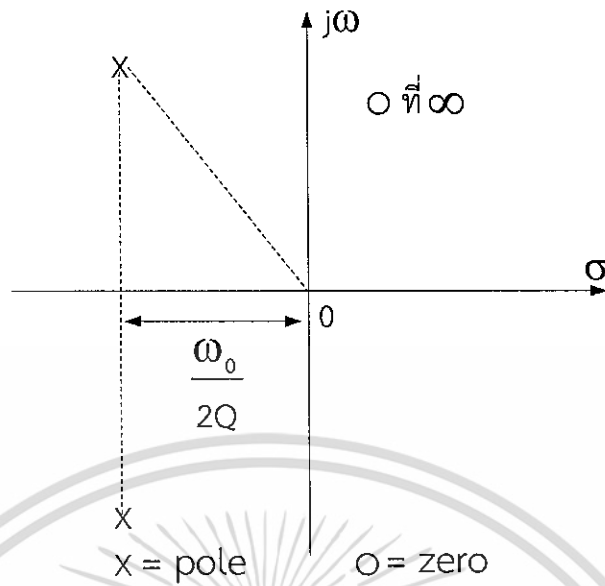
รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

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

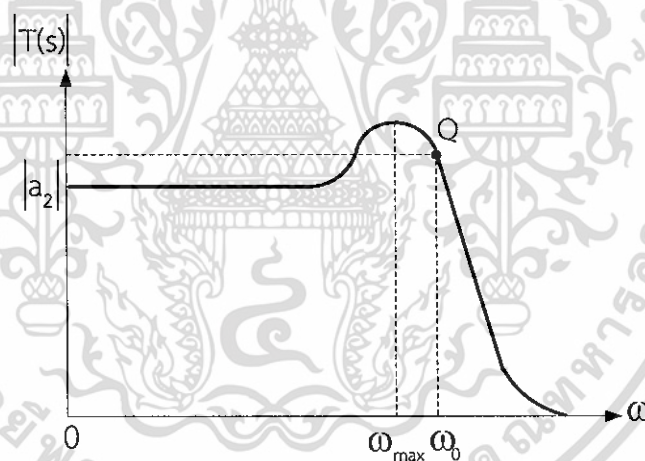
$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองความถี่ต่ำอันดับสอง



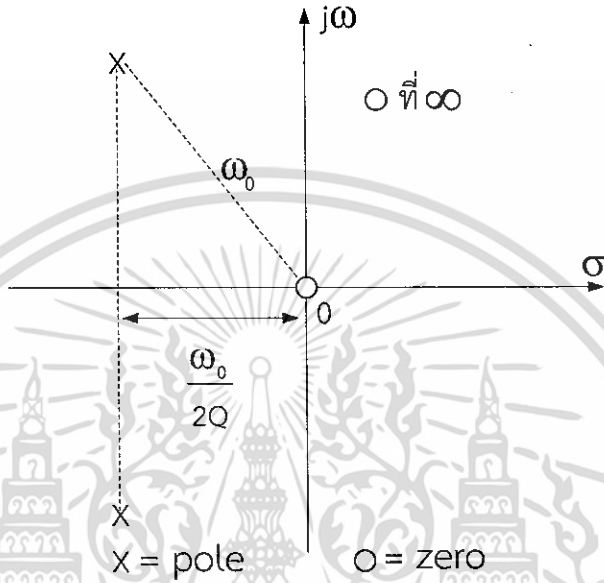
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

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

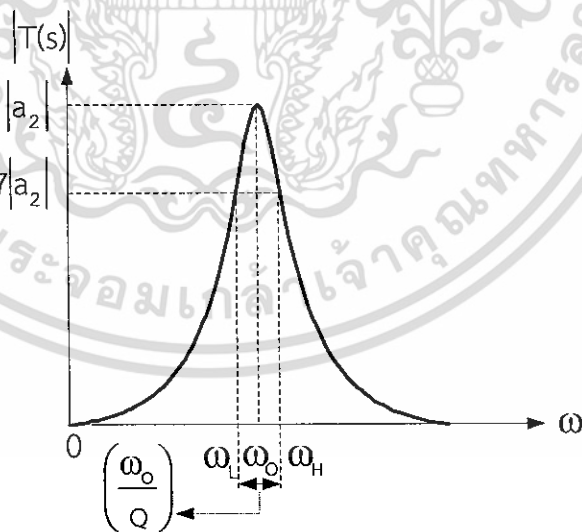
$$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \tag{2.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2.8) เมื่อกำหนดให้  $a_1 = a_2 \omega_0 / Q$  จะได้  $a_1 Q / \omega_0$  เป็นอัตราขยายความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency Gain) ให้ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ที่มีค่าสูงสุด (Peak) ที่  $\omega = \omega_0$  หรือ ค่าความถี่ศูนย์กลางของวงจรมีค่าเท่ากับค่าความถี่ธรรมชาติของสมการ กราฟตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

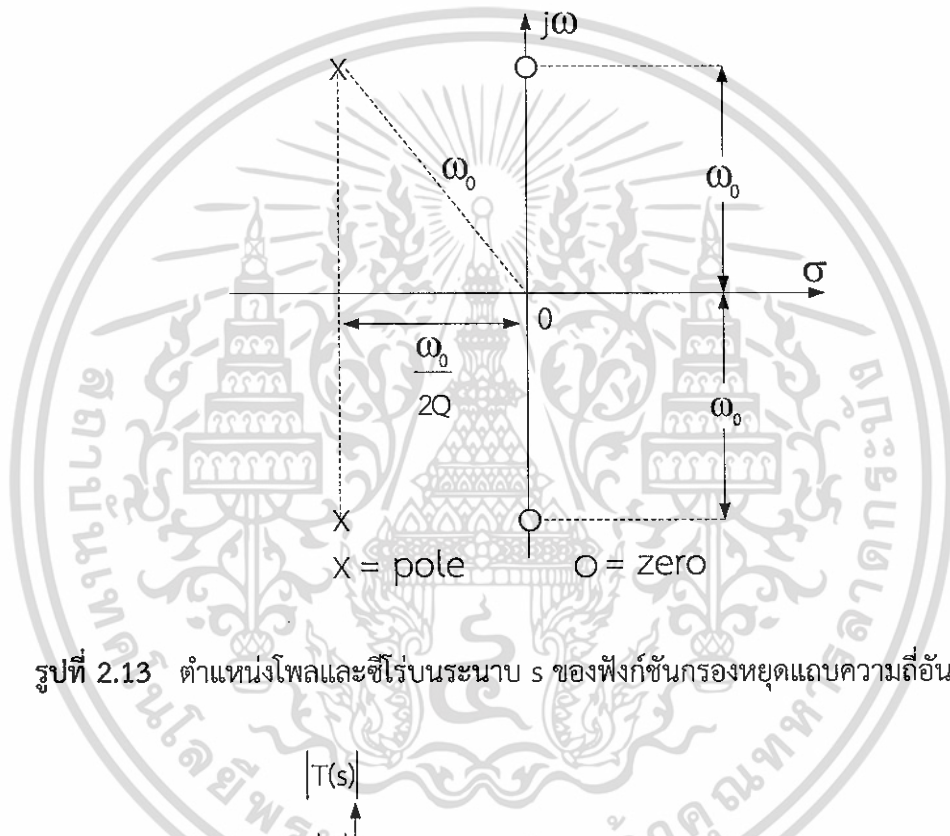


รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

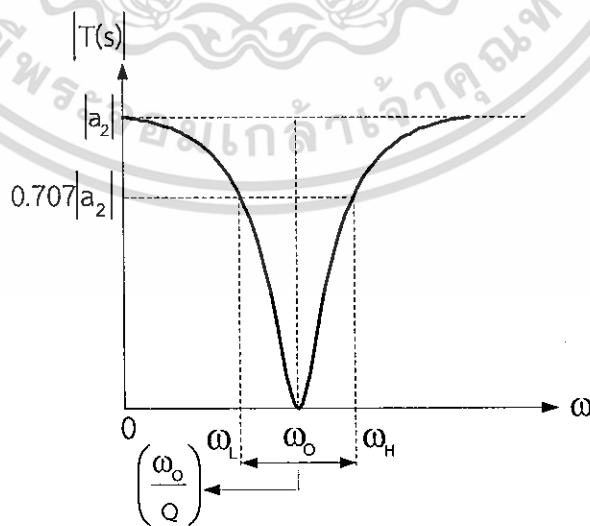
2.1.2.4 กรณีที่ค่าซีโรของสมการมีตำแหน่งอยู่บนแกน  $j\omega$  ของระนาบ s รูปที่ 2.13 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง โดยมีรูปแบบสมการดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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



รูปที่ 2.13 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ s ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง

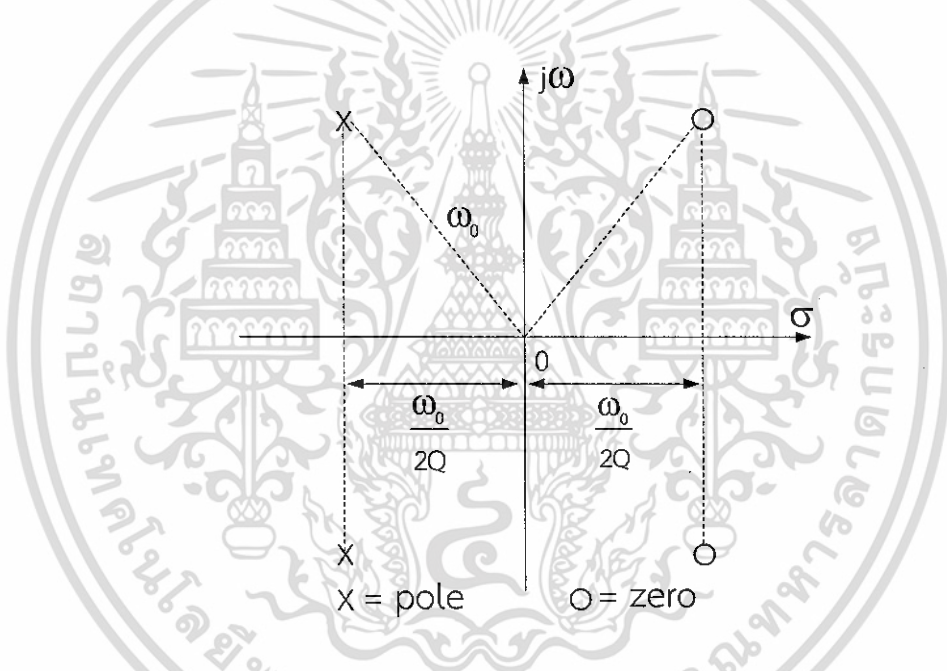


รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

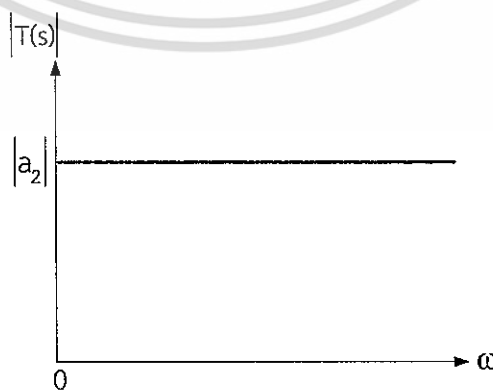
2.1.2.5 กรณีที่ค่าซีโรของสมการทั้งสองค่า มีตำแหน่งอยู่ทางด้านขวาของระนาบ  $s$  โดยมีความสมมาตรกับโพล ดังแสดงในรูปที่ 2.15 จากสมการ (2.5) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนกรองผ่านทุกความถี่อันดับสองโดยมีรูปแบบสมการดังนี้

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

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

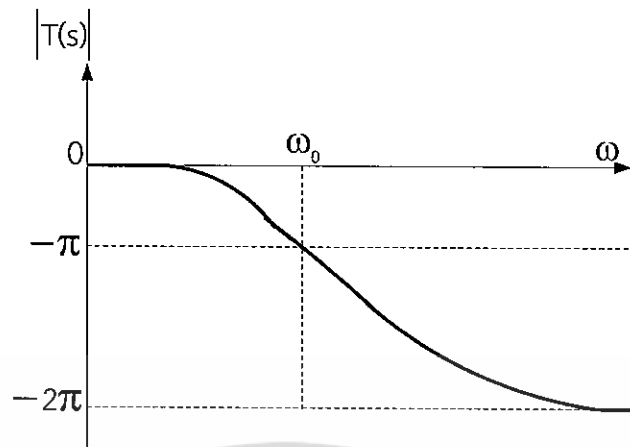


รูปที่ 2.15 ตำแหน่งโพลและซีโรบนระนาบ  $s$  ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง



รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองทางขนาดเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองทางเฟสเชิงความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

## 2.2 ความไวของตัวอุปกรณ์ในวงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ที่มีคุณภาพจะต้องมีความไวของตัวอุปกรณ์ต่ำ มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดน้อย ดังนั้นในการวิเคราะห์หาค่าความไวของอุปกรณ์จึงเป็นสิ่งจำเป็นของการออกแบบวงจรกรองความถี่ เมื่อ  $T(s)$  คือ ฟังก์ชันการถ่ายโอนหลักของวงจร และ  $X_i$  คือ ตัวอุปกรณ์หรืออิเลิเมนต์ในวงจร เช่น R, C, K,  $\omega_0$  และอื่นๆ ค่าความไวนี้เป็นอัตราส่วนระหว่างค่าการเปลี่ยนแปลงต่อหน่วยของค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในวงจร ซึ่งสามารถหาค่าความไวของตัวอุปกรณ์  $X_i$  ได้ดังนี้ (ศุภชัย คลังทอง, 2554 : 56)

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

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

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

จัดรูปสมการที่ (2.12) ด้วยการหาร T ทั้งสองข้างจะได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

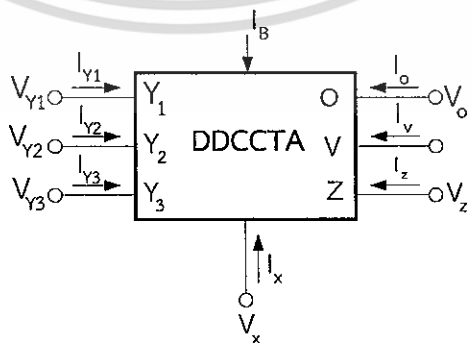
### 2.3 หลักการทำงานของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง (DDCCTA)

วงจรรวมสำเร็จรูปที่นำมาใช้ในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ DDCCTA โดย DDCCTA เป็นวงจรถ่ายโอนที่ทำงานได้ในโหมดแรงดันและกระแส อีกทั้งยังสามารถปรับค่าอัตราขยายความนำถ่ายไอออน (Transconductance :  $g_m$ ) ด้วยวิธีการปรับกระแสไบอัสจากภายนอก ( $I_B$ ) ทำให้สะดวกในการนำมาสังเคราะห์และออกแบบวงจรถ่ายโอนความนำถ่ายไอออนทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตในโหมดของแรงดันและให้เอาต์พุตในโหมดกระแส และวงจรรขยายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง โดยมีคุณสมบัติ คือ มีแบนด์วิดท์กว้าง มีความเป็นเชิงเส้นสูง มีช่วงปฏิบัติการทางอินพุตกว้างและอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมาก (มนตรี คำเงิน. 2551 : 8) ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของ DDCCTA อธิบายในสมการ (2.14) ส่วนสัญลักษณ์ของ DDCCTA แสดงในรูปที่ 2.18 และโครงสร้างของ DDCCTA แสดงในรูปที่ 2.19 (Tangsrirat and Channumsin, 2011 : 906) โดยที่โครงสร้างของ DDCCTA นี้ ผู้วิจัยได้ใช้งานขั้ว V เพิ่มในส่วนอินพุตของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออน

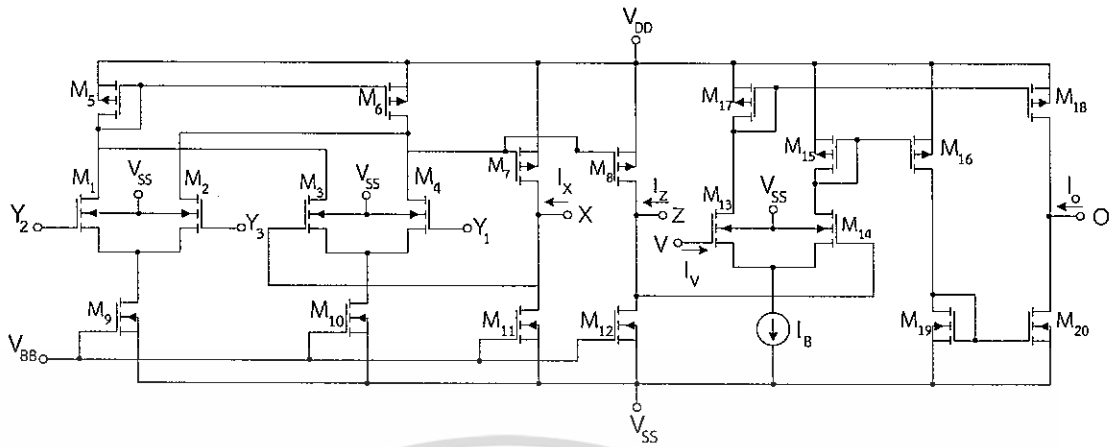
$$\left. \begin{aligned} I_{Y1} &= I_{Y2} = I_{Y3} = 0, \\ V_x &= V_{Y1} - V_{Y2} + V_{Y3}, \\ I_z &= I_x, \\ I_o &= g_m (V_v - V_z) \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

เมื่อ

$$g_m = \sqrt{\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_B} \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.18 สัญลักษณ์ของวงจรรขยายความนำถ่ายไอออนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แตกต่างสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

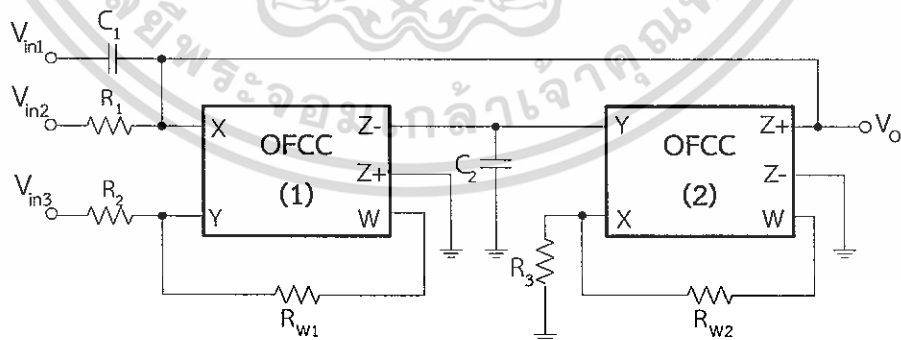


รูปที่ 2.19 โครงสร้างวงจรขยายความนำถ่ายโอนสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง

### 2.4 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ที่มีผู้นำเสนอวงจรองค์ความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปในการออกแบบวงจรมีดังนี้

Ghallab, et al. (2000 : 95-98) ได้นำเสนอวงจรองค์ความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป OFCC จำนวน 2 วงจร เป็นอุปกรณ์แอ็กทิฟทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 5 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และ กรองผ่านทุกความถี่ วงจรนี้มีจุดเด่น คือ ไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OFCC

จากวงจรรูปที่ 2.20 เมื่อกำหนดให้  $R_{W1} = R_{W2} = R_1$  วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OFCC สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 V_{in1} + s C_2 R_2 R_3 V_{in2} + R_1 V_{in3}}{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_3 + s C_2 R_2 R_3 + R_1} \quad (2.16)$$

จากสมการที่ (2.16) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

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

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

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

ให้  $V_{in1} = -V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_2 R_3}} \quad (2.17)$$

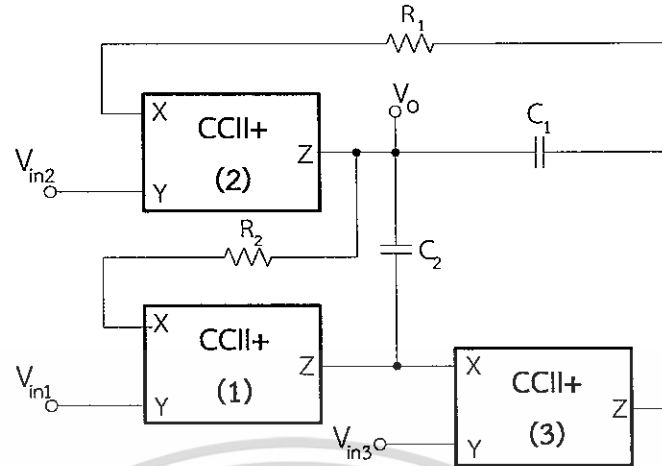
และ

$$Q = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_2 R_3}} \quad (2.18)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.20 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ใช้อุปกรณ์แพสซีฟจำนวนมากและอุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ไม่ได้ต่อลงกราวนด์ จึงไม่เหมาะที่จะนำมาสร้างวงจรรวม อินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูง จึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด และค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์

Hornig, (2001 : 996-997) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป CCII+ จำนวน 3 วงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ อินพุตอิมพีแดนซ์สูง จึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด และไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ CCII+

จากรูปที่ 2.21 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ CCII+ สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in3} + s C_1 G_1 V_{in2} + G_1 G_2 V_{in1}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 G_1 + G_1 G_2} \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.19) กำหนดให้  $G_1 = 1/R_1$  และ  $G_2 = 1/R_2$  สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

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

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

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

ให้  $V_{in1} = -V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (2.20)$$

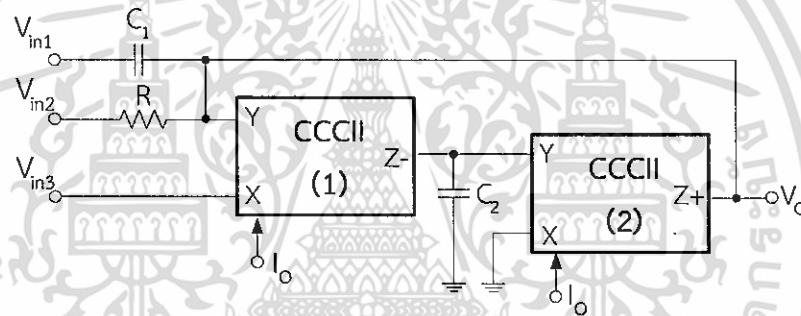
และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 G_2}{C_1 G_1}} \tag{2.21}$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.21 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟจำนวนมากและอุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ไม่ได้ต่อลงกราวด์ จึงไม่เหมาะที่จะนำมาสร้างวงจรรวม และค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ไม่สามารถปรับได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์

Sagbas and Koksal (2006 : 137-140) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิด CCCII จำนวน 2 วงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ ไม่ต้องการป้อนสัญญาณอินพุตเพิ่ม และค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  สามารถปรับได้อิสระจากกันด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ CCCII

จากรูปที่ 2.22 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ CCCII สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 V_{in1} + s \frac{R_{x1}}{R} R_{x2} C_2 V_{in2} + V_{in3}}{s^2 R_{x1} R_{x2} C_1 C_2 + s \frac{R_{x1}}{R} R_{x2} C_2 + 1} \tag{2.22}$$

จากสมการที่ (2.22) กำหนดให้  $R_{x1}$  และ  $R_{x2}$  เป็นค่าความต้านทานแฝงของอุปกรณ์ CCCII สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

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

เอกสารนี้ ความถี่สูงที่สแกนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ให้  $V_{in1} = -V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

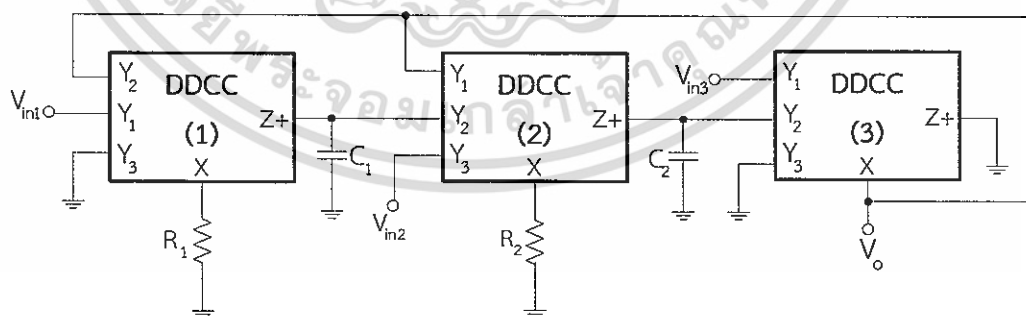
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_1C_2}} \quad (2.23)$$

และ

$$Q = \frac{R\sqrt{C_1}}{\sqrt{R_{x1}R_{x2}C_2}} \quad (2.24)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.22 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ อุปกรณ์แพสซีฟไม่ต่อลงกราวด์ไม่เหมาะที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม และอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูงจึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด

Chiu and Horng (2007 : 649-652) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DDCC จำนวน 3 วงจร ร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันการกรองความถี่ได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ มีจุดเด่นของวงจรคือ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูงจึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด และไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ DDCC

จากรูปที่ 2.23 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ DDCC สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in3} - s C_1 G_2 V_{in2} + G_1 G_2 V_{in1}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 G_2 + G_1 G_2} \quad (2.25)$$

จากสมการที่ (2.25) กำหนดให้  $G_1 = 1/R_1$  และ  $G_2 = 1/R_2$  สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

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

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

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

ให้  $V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

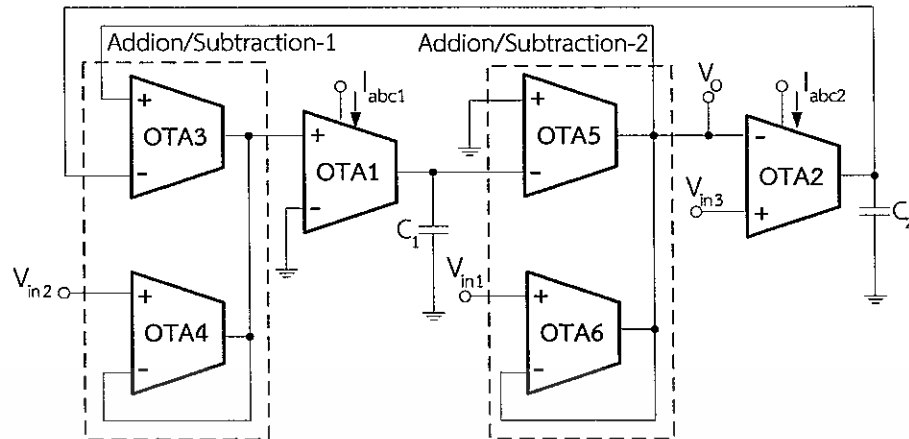
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (2.26)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_2 G_1}{C_1 G_2}} \quad (2.27)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.23 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟจำนวนมาก และไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์แบบอิสระจากกัน

Kumngern, et al. (2008 : 426-431) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป OTA จำนวน 6 วงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่นคือ ไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลกราวด์ อินพุตอิมพีแดนซ์สูงจึงสะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด และค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  สามารถปรับด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OTA

จากวงจรรูปที่ 2.24 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ OTA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in3} - s C_1 g_{m2} V_{in2} + g_{m1} g_{m2} V_{in1}}{s^2 C_1 C_2 + s C_1 g_{m2} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.28) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

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

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

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

ให้  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.29)$$

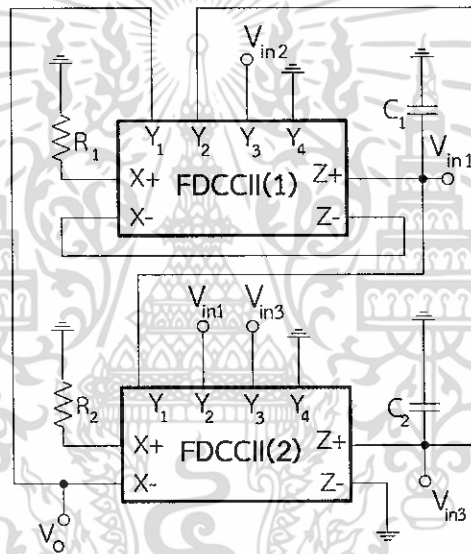
และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2} C_1}{g_{m1} C_2}} \quad (2.30)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.24 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟเป็นจำนวนมาก และไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้อย่างอิสระจากกัน

Chen and Liao (2008) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิด FDCCII จำนวน 2 วงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวด์ และไม่ต้องการป้อนสัญญาณอินพุตเพิ่ม มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ใช้ FDCCII

จากรูปที่ 2.25 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ FDCCII สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in1} - s C_2 G_1 V_{in2} + G_1 G_2 V_{in3}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 G_1 + G_1 G_2} \quad (2.31)$$

จากสมการที่ (2.31) กำหนดให้  $G_1 = 1/R_1$  และ  $G_2 = 1/R_2$  สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

ให้  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันทำงานกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

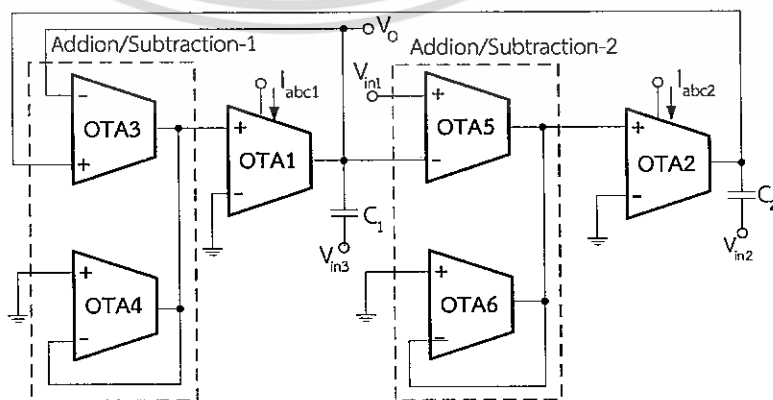
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \tag{2.32}$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 G_2}{C_2 G_1}} \tag{2.33}$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.25 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์แบบอิสระจากกัน อินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด

Kumngern and Dejhan (2010 : 7-10) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิด OTA จำนวน 6 วงจร ร่วมกับ ตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  สามารถปรับได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ และไม่ต้องการใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม มีรายละเอียดวงจรดังรูปที่ 2.26



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OTA ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 2.26 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ OTA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in3} - s C_2 g_{m2} V_{in2} + g_{m1} g_{m2} V_{in1}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m1} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.34) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

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

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

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

ให้  $V_{in1} = -V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (2.35)$$

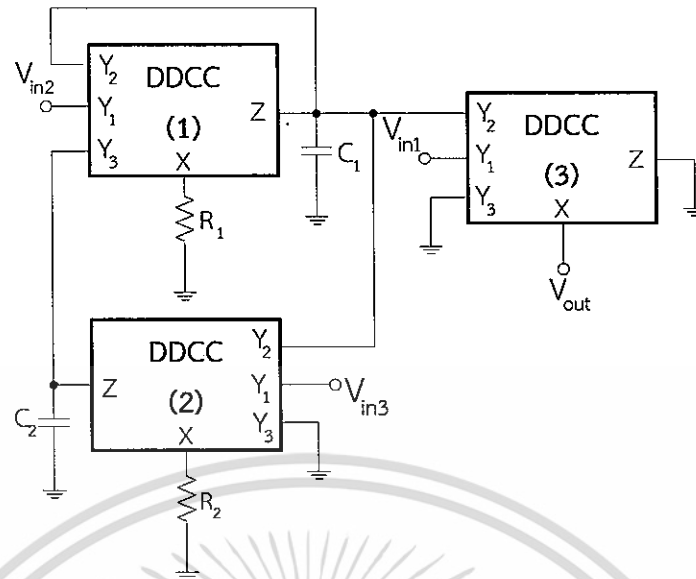
และ

$$Q = \sqrt{\frac{g_{m2} C_1}{g_{m1} C_2}} \quad (2.36)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.26 มีข้อจำกัดของวงจรถัดนี้ ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟเป็นจำนวนมาก และไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระจากกันต้องมีเงื่อนไขเพิ่มเติม อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ไม่ต่อลงกราวนด์ไม่เหมาะแก่การนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม และอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูงจึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด

Kumngern and Junnapiya (2010) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DDCC จำนวน 3 วงจร ร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ต่อลงกราวนด์ และอินพุตอิมพีแดนซ์สูง มีรายละเอียดวงจรถัดรูปที่ 2.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ DDCS

จากรูปที่ 2.27 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้ DDCS สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ตามสมการดังนี้

$$V_o = \frac{\left( s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) V_{in1} - s \left( \frac{1}{R_1 C_1} \right) V_{in2} - \left( \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right) V_{in3}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.37)$$

จากสมการที่ (2.37) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

ให้  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

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

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

ให้  $V_{in3} = 0$  (ลกราวนด์) และ  $V_{in1} = 2V_{in2} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

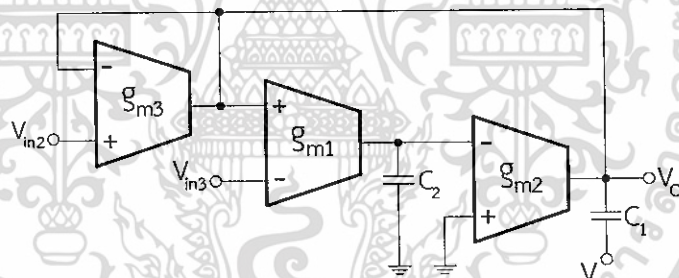
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.38)$$

และ

$$Q = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \quad (2.39)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.27 พบว่ามีข้อจำกัดของวงจรถัดนี้ ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟจำนวนมาก ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรไม่สามารถปรับด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์แบบอิสระจากกันได้ และต้องการป้อนสัญญาณอินพุตเพิ่ม

Kumngern and Junnapiya (2013 : 642-645) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต โดยใช้วงจรรวมสำเร็จรูปชนิด OTA จำนวน 3 วงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ สามารถปรับค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระจากกันแบบไม่มีเงื่อนไขเพิ่มเติม และไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม มีรายละเอียดวงจรถัดรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ OTA

จากวงจรถัดรูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ OTA สามารถเขียนสมการเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{s^2 C_1 C_2 V_{in1} - s C_2 g_{m3} V_{in2} + g_{m1} g_{m2} V_{in3}}{s^2 C_1 C_2 + s C_2 g_{m3} + g_{m1} g_{m2}} \quad (2.40)$$

จากสมการที่ (2.40) สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

ความถี่ต่ำ  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

ให้  $V_{in1} = -V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

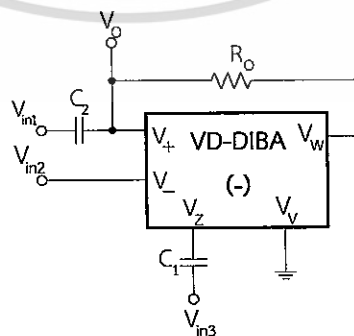
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \tag{2.41}$$

และ

$$Q = \frac{1}{g_{m3}} \sqrt{\frac{C_1g_{m1}g_{m2}}{C_2}} \tag{2.42}$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.28 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟจำนวนมาก อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ไม่ต่อลงกราวด์ จึงทำให้ไม่เหมาะแก่การนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม และอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูงจึงไม่สะดวกต่อการนำไปต่อคาสเคด

Pushkar, et al. ( 2013 : Article ID 478213.) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต VD-DIBA จำนวน 1 วงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวต้านทาน 1 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ ใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟน้อย ไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม และค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ มีรายละเอียดดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้

VD-DIBA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.29 ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ VD-DIBA สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_o = \frac{s^2 V_{in1} - s \left( \frac{1}{R_o C_2} \right) V_{in3} + \left( \frac{g_m}{R_o C_1 C_2} \right) V_{in2}}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_o C_2} \right) + \frac{g_m}{R_o C_1 C_2}} \quad (2.43)$$

จากสมการที่ (2.43) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

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

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

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

ให้  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_m}{R_o C_1 C_2}} \quad (2.44)$$

และ

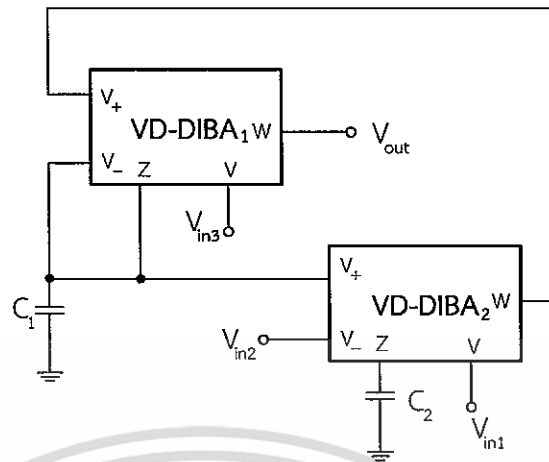
$$Q = \sqrt{\frac{g_m R_o C_2}{C_1}} \quad (2.45)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.29 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ อุปกรณ์แพสซีฟที่ใช้ไม่ต่อลงกราวด์จึงไม่เหมาะแก่การนำไปพัฒนาเป็นวงจรรวม และอินพุตอิมพีแดนซ์ไม่สูง

Ninsraku, et al. ( 2014 : 96-103) ได้นำเสนอวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้วงจรขยายกันชนผลต่างแรงดันอินพุต VD-DIBA จำนวน 2 วงจร ทำงานร่วมกับตัวเก็บประจุ 2 ตัว สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ได้ดังนี้คือ กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ วงจรมีจุดเด่น คือ ค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ของวงจรสามารถปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี มีรายละเอียดดังรูปที่ 2.30

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตใช้ VD-DIBA

จากรูปที่ 2.30 ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมตแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ VD-DIBA สามารถเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{-\frac{g_{m1}s}{C_1} V_{in1} - \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} V_{in2} + \left( s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right) V_{in3}}{s^2 + \frac{sg_{m1}}{C_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.46)$$

จากสมการที่ (2.46) สังเคราะห์ฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการควบคุมแรงดันอินพุตได้ดังนี้

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

ให้  $V_{in1} = V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

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

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

ให้  $V_{in2} = 0, V_{in1} = 2V_{in}$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  จะให้การตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ สามารถหา  $\omega_0$  และ  $Q$  ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}} \quad (2.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$Q = \sqrt{\frac{C_1 g_{m2}}{C_2 g_{m1}}} \quad (2.48)$$

อย่างไรก็ตามวงจรรูปที่ 2.30 มีข้อจำกัดของวงจรดังนี้ ไม่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์  $\omega_0$  และ  $Q$  ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ได้อย่างอิสระจากกัน และต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติม

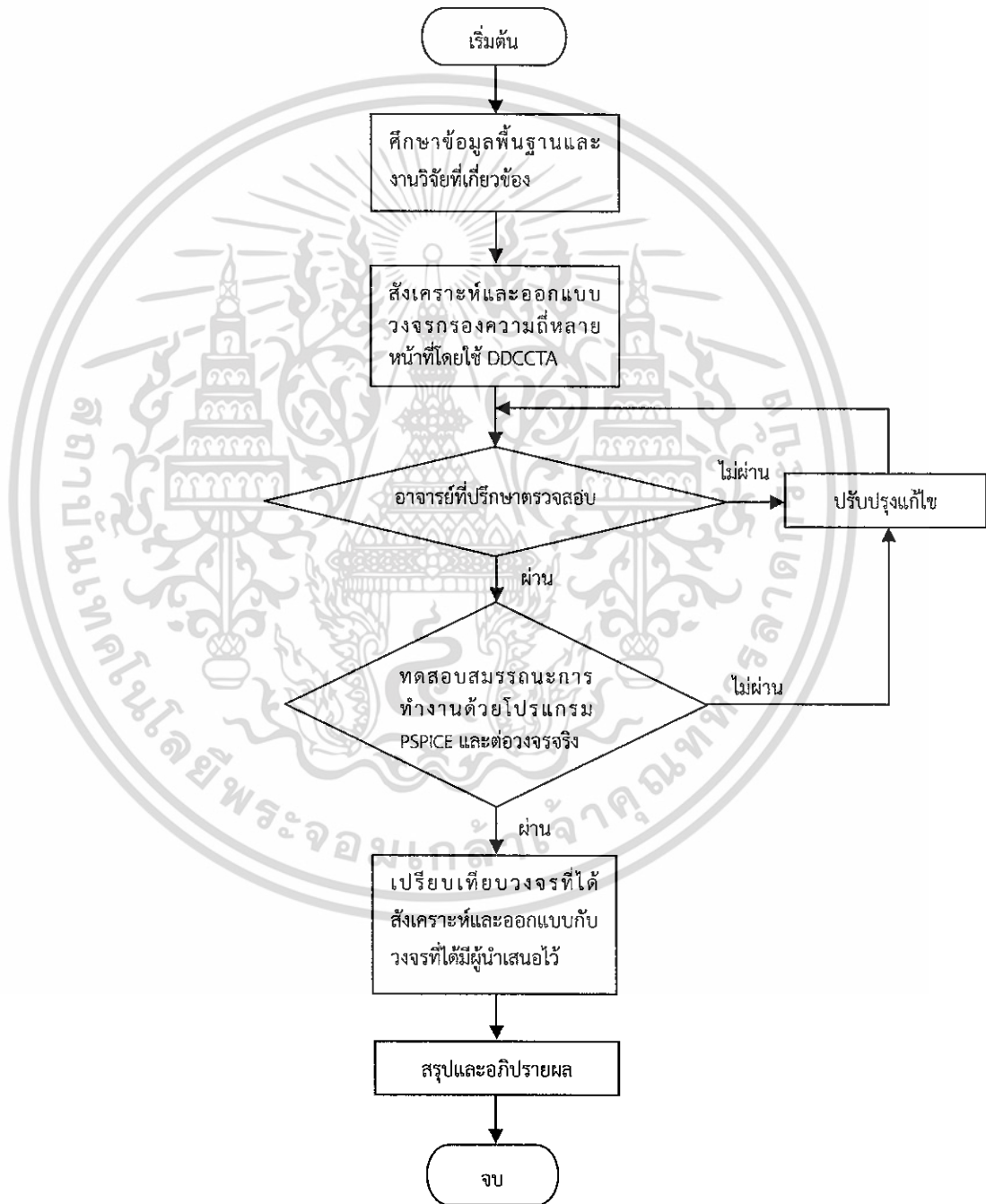
จากการศึกษาเอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันที่มีลักษณะโครงสร้างการทำงานของวงจรหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ได้ศึกษามา จะได้นำไปพัฒนาโดยการสังเคราะห์และออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต เพื่อแก้ไขปรับปรุงข้อจำกัดในคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรที่มีด้วยอุปกรณ์แอ็กทีฟ DDCCTA ต่อไปแบบที่ 3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3 วิธีการดำเนินการวิจัย

จากที่ได้ศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องในบทที่ 2 ไปแล้ว ในบทนี้ได้กล่าวถึงการสังเคราะห์และออกแบบวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองที่ควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้อุปกรณ์สำเร็จรูป DDCCTA มีขั้นตอนการดำเนินงานวิจัยแสดงในรูปที่ 3.1



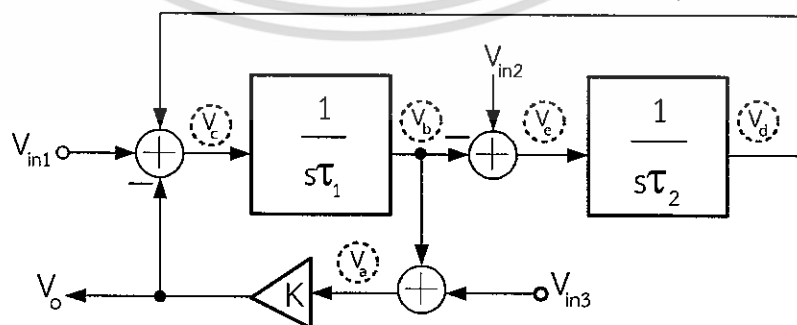
รูปที่ 3.1 ขั้นตอนการดำเนินงานวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการดำเนินงานวิจัย แสดงในรูปที่ 3.1 เริ่มจากศึกษาข้อมูลพื้นฐานและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง กับงานวิจัยที่จะสังเคราะห์และออกแบบ ศึกษาจุดเด่น จุดด้อยและข้อจำกัดของงานวิจัยที่ผ่านมาที่นำเสนอไว้ในบทที่ 2 ในบทนี้นำเสนอการดำเนินการสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ โดยเริ่มต้นจากการกำหนดขอบเขตสมรรถนะของวงจรที่จะสังเคราะห์และออกแบบ แล้วจึงเริ่มสังเคราะห์และออกแบบวงจรที่จะนำเสนอ จากนั้นจึงใช้โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงานของวงจรที่ได้ เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรที่ได้สังเคราะห์และออกแบบ พร้อมทั้งวิเคราะห์แก้ไขปรับแต่งโครงสร้างวงจร เพื่อให้ได้คุณลักษณะของวงจรตามขอบเขตที่กำหนดไว้ ทำการต่อวงจรจริงและอภิปรายผลการจำลองของวงจร จากนั้น จึงนำวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่สามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ ที่สังเคราะห์และออกแบบมาเปรียบเทียบกับวงจรอื่นที่มีผู้วิจัยได้นำเสนอไว้ก่อนหน้า ในส่วนของผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรทั้งหมดจะแสดงในบทที่ 4 และในส่วนของบทที่ 5 จะเป็นการสรุปผลการวิจัย

### 3.1 การสังเคราะห์วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

กรอบแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ประกอบด้วยวงจรอินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสีย (Lossless Integrator) ต่อร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ และวงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) โดยการจับบล็อกไดอะแกรมในลักษณะคาสเคดกัน เพื่อให้ได้สมการลักษณะคุณสมบัติของวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง และผลตอบสนองความถี่ทางเอาต์พุตประกอบด้วย ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ ในงานวิจัยนี้ นำพื้นฐานมาจากกรอบแนวคิดที่แสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.2 มาประยุกต์สร้างเป็นวงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์สูง และสามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีรายละเอียดวิธีการหาสมการแรงดันเอาต์พุตดังนี้



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมการสังเคราะห์วงจรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่นำเสนอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 พิจารณาที่โหนด  $V_o$  สามารถหาสมการลักษณะคุณสมบัติของวงจรถัดงี้

$$V_o = KV_a \quad (3.1)$$

พิจารณาที่โหนด  $V_a$  จะได้

$$V_a = V_{in3} + V_b \quad (3.2)$$

พิจารณาที่โหนด  $V_b$  จะได้

$$V_b = \frac{C}{s\tau_1} \quad (3.3)$$

พิจารณาที่โหนด  $V_c$  จะได้

$$V_c = V_{in1} + V_d - V_o \quad (3.4)$$

พิจารณาที่โหนด  $V_d$  จะได้

$$V_d = \frac{V_e}{s\tau_2} \quad (3.5)$$

พิจารณาที่โหนด  $V_e$  จะได้

$$V_e = V_{in2} - V_b \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.6) แทนค่า  $V_e$  ในสมการที่ (3.5) จากนั้นนำค่า  $V_o$  จากสมการ (3.5) แทนค่าในสมการที่ (3.4) และนำค่า  $V_c$  จากสมการที่ (3.4) แทนค่าในสมการที่ (3.3) เพื่อหา  $V_b$  จะได้

$$V_b = \frac{s\tau_2 V_{in1} + V_{in2} - s\tau_2 V_o}{s^2 \tau_1 \tau_2 + 1} \quad (3.7)$$

จากสมการที่ (3.7) แทนค่า  $V_b$  ในสมการที่ (3.2) จะได้

$$V_a = V_{in3} + \left( \frac{s\tau_2 V_{in1} + V_{in2} - s\tau_2 V_o}{s^2 \tau_1 \tau_2 + 1} \right) \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.8) แทนค่า  $V_a$  ในสมการที่ (3.1) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = K \left[ V_{in3} + \left( \frac{s\tau_2 V_{in1} + V_{in2} - s\tau_2 V_o}{s^2\tau_1\tau_2 + 1} \right) \right] \quad (3.9)$$

คูณด้วย  $(s^2\tau_1\tau_2 + 1)$  เพื่อจัดรูปสมการ จะได้

$$(s^2\tau_1\tau_2 + 1)V_o = K \left( (s^2\tau_1\tau_2 + 1)V_{in3} + s\tau_2 V_{in1} + V_{in2} - s\tau_2 V_o \right) \quad (3.10)$$

จัดรูปสมการใหม่เพื่อหา  $V_o$  จะได้

$$(s^2\tau_1\tau_2 + sK\tau_2 + 1)V_o = K \left( (s^2\tau_1\tau_2 + 1)V_{in3} + s\tau_2 V_{in1} + V_{in2} \right) \quad (3.11)$$

หารสมการที่ (3.11) ด้วย  $(s^2\tau_1\tau_2 + sK\tau_2 + 1)$  จะได้

$$V_o = \frac{K \left( (s^2\tau_1\tau_2 + 1)V_{in3} + s\tau_2 V_{in1} + V_{in2} \right)}{s^2\tau_1\tau_2 + sK\tau_2 + 1} \quad (3.12)$$

จากสมการ (3.12) หารด้วย  $\tau_1\tau_2$  ทั้งเศษและส่วนจะได้สมการแรงดันเอาต์พุตดังนี้

$$V_o = \frac{K \left[ \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1\tau_2} \right) V_{in3} + \frac{s}{\tau_1} V_{in1} + \frac{1}{\tau_1\tau_2} V_{in2} \right]}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1\tau_2}} \quad (3.13)$$

จากสมการที่ (3.13) ซึ่งเป็นสมการแรงดันเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองความถี่หลายหน้าที่ย้อนกลับสอง สามารถหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ได้โดยการกำหนดวิธีควบคุมการปิด หรือ เปิดรับแรงดันสัญญาณที่จุดอินพุต หรือ  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$  และ  $V_{in3}$  ตามตารางที่ 1.2 กล่าวคือ กำหนดแทน  $V_{in}$  แทนสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้วงจร เมื่อกำหนดให้จุด  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$  และ  $V_{in3}$  เปิดรับแรงดันสัญญาณอินพุต และกำหนดแทนค่า 0 หรือต่อลงกราวด์ที่อินพุตของวงจร เมื่อต้องการให้อินพุต  $V_{in1}$ ,  $V_{in2}$  และ  $V_{in3}$  ปิดรับสัญญาณตามลำดับ จะได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ต่างๆ ดังต่อไปนี้

ก. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำอันดับสอง

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.14)$$

จากสมการที่ (3.13) กำหนดให้อินพุต  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in}$  เพื่อให้ได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำตามรูปแบบในสมการที่ (3.15) จะได้

$$V_o = \frac{K \left[ \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) 0 + \frac{s}{\tau_1} 0 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} V_{in} \right]}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.15)$$

จะได้สมการฟังก์ชันถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.16)$$

ข. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงอันดับสอง

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.17)$$

จากสมการที่ (3.13) กำหนดให้อินพุต  $V_{in1} = 0$  และ  $-V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  เพื่อให้ได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงตามรูปแบบในสมการที่ (3.18) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{K \left[ \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) 0 + \frac{s}{\tau_1} V_{in} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} 0 \right]}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.18)$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Ks^2}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.19)$$

ค. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่อันดับสอง

$$H(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.20)$$

จากสมการที่ (3.13) กำหนดให้อินพุต  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in}$  เพื่อให้ได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ ตามรูปแบบในสมการที่ (3.21) จะได้

$$V_o = \frac{K \left[ \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in} + \frac{s}{\tau_1} V_{in} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} 0 \right]}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.21)$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{K}{\tau_1} s}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่อันดับสอง

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.13) กำหนดให้อินพุต  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  เพื่อให้ได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ ตามรูปแบบในสมการที่ (3.24) จะได้

$$V_o = \frac{K \left[ \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in} + \frac{s}{\tau_1} \cdot 0 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \cdot 0 \right]}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.24)$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right)}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.25)$$

จ. รูปแบบสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่อันดับสอง

$$H(s) = \frac{s^2 - \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.26)$$

จากสมการที่ (3.13) กำหนดให้อินพุต  $V_{in2} = 0$  และ  $-V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$  เพื่อให้ได้สมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ตามรูปแบบในสมการ (3.27) จะได้

$$V_o = \frac{K \left[ \left( s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right) V_{in} + \frac{s}{\tau_1} (-V_{in}) + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} 0 \right]}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.27)$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{K \left( s^2 - \frac{s}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \right)}{s^2 + \frac{K}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.28)$$

จากสมการที่ (3.28) ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ต้องให้อัตราขยายแรงดันของวงจรมายาย (K) เท่ากับ 1

จากสมการที่ (3.13) จะได้ค่าความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ดังนี้

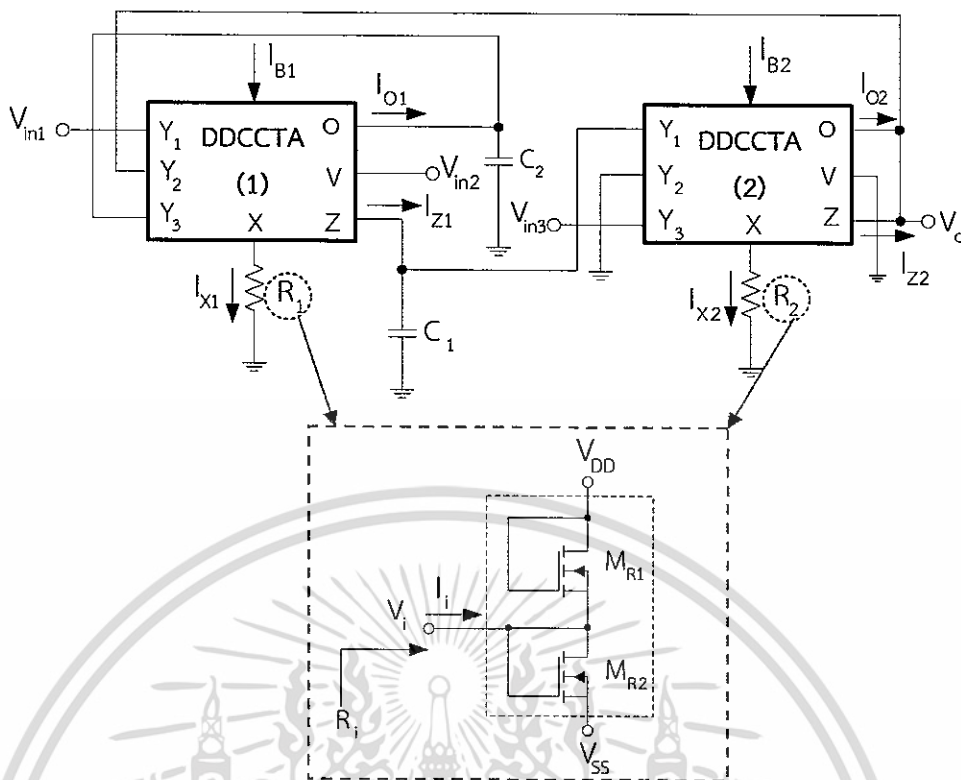
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.29)$$

และ

$$Q = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.29)-(3.30) สามารถปรับควอลิตี้แฟคเตอร์และความถี่ธรรมชาติด้วย  $\tau_2$  และ  $\tau_1$  โดยที่ควอลิตี้แฟคเตอร์ยังสามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วย K และจากบล็อกไดอะแกรมกรอบแนวคิดที่แสดงในรูปที่ 3.2 และสมการแรงดันเอาต์พุตที่ได้ นำมาสังเคราะห์วงจรมายายความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตทำงานตามกรอบแนวคิดรูปที่ 3.3 ใช้อุปกรณ์แอกทีฟ DDCCTA สองวงจรมายาย ตัวด้านทานสองตัวและตัวเก็บประจุสองตัวต่อลงกราวด์ ซึ่งนำเอาสัญญาณเอาต์พุตจากแรงดันตกคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  เป็นวงจรมายายแบบไม่มีการสูญเสียสองวงจรมายายต่อกัน ทำงานร่วมกับวงจรมายายสัญญาณด้วยวงจรมายายต่างแรงดันด้านขาเข้า  $Y_1, Y_2, Y_3$  และ V ของ DDCCTA<sub>1</sub> และด้านขาเข้า  $Y_1, Y_2$  และ  $Y_3$  ของ DDCCTA<sub>2</sub> รวมถึงทำงานร่วมกับวงจรมายายซึ่งเกิดจากการทำงานของวงจรมายาย DDCCTA<sub>2</sub> นอกจากนี้ตัวด้านทานทั้งสองตัวสามารถสร้างจากเทคโนโลยีทรานซิสเตอร์ได้อีกด้วย โดยค่าความต้านทานหาได้  $L/2\mu C_{ox} W(V_{DD} - V_{th})$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

### 3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่กรณีทำงานในอุดมคติ

จากวงจรรูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตสามารถปรับความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีตัวต้านทานสองตัวและตัวเก็บประจุสองตัวต่อลงกราวด์ สามารถวิเคราะห์สมรรถนะการทำงานในกรณีอุดมคติของวงจรที่สังเคราะห์ที่ได้ดังต่อไปนี้

$$\left. \begin{aligned}
 I_{Y1} &= I_{Y2} = I_{Y3} = 0, \\
 V_X &= V_{Y1} - V_{Y2} + V_{Y3}, \\
 I_Z &= I_X, \\
 I_O &= g_m (V_V - V_Z)
 \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

สมการที่ (3.31) เป็นคุณลักษณะสมบัติของ DDCCTA สามารถนำมาวิเคราะห์หาสมรรถนะการทำงานในทางอุดมคติของวงจรที่สังเคราะห์ได้ ดังต่อไปนี้

จากวงจรในรูปที่ 3.3 และสมการที่ (3.31)  $V_o$  หรือแรงดันเอาต์พุตวงจรที่ขั้ว Z ของ DDCCTA<sub>2</sub> เป็นเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ที่ขั้ว O ของ DDCCTA<sub>1</sub> มี  $C_2$  ต่อลงกราวด์ ที่ขั้ว X ของ DDCCTA<sub>1</sub> มี  $R_1$  ต่อลงกราวด์ และที่ขั้ว  $Y_1$  ของ DDCCTA<sub>1</sub> เป็นอินพุตที่หนึ่งของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ดังนั้นเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของแรงดันดังกล่าวได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{x1} = V_{in1} - V_o + V_{C2} \quad (3.32)$$

พิจารณา DDCCTA<sub>1</sub> แรงดันที่ X หรือ V<sub>x1</sub> โดยใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R<sub>1</sub> ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R<sub>1</sub> และพิจารณาแรงดันที่ V<sub>C2</sub> ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน C<sub>2</sub> ที่ขั้ว O คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์ C<sub>2</sub> ได้ดังนี้

$$I_{x1}R_1 = V_{in1} - V_o + \frac{I_o}{sC_2} \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.31)  $I_o = g_m(V_v - V_z)$  และ  $I_{x1} = I_{z1}$  แทนค่าในสมการที่ (3.33) จะได้

$$I_{z1}R_1 = V_{in1} - V_o + \frac{g_{m1}(V_{v1} - V_{z1})}{sC_2} \quad (3.34)$$

จากสมการที่ (3.34) พิจารณา DDCCTA<sub>1</sub> ขั้ว V เป็นอินพุตที่สองของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอง หรือ V<sub>in2</sub> และพิจารณากระแสที่ขั้ว Z หรือ I<sub>z1</sub> ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากแรงดันที่ตกคร่อม C<sub>1</sub> หารด้วยอิมพีแดนซ์ของ C<sub>1</sub> ได้ดังนี้

$$V_{z1}sC_1R_1 = V_{in1} - V_o + \frac{g_{m1}(V_{in2} - V_{z1})}{sC_2} \quad (3.35)$$

พิจารณารูปที่ 3.3 และ สมการที่ (3.35) ขั้ว Z เชื่อมต่อเข้ากับขั้ว Y<sub>1</sub> ของ DDCCTA<sub>1</sub> จะได้

$$V_{Y12}s^2C_1C_2R_2 = sC_2V_{in1} - sC_2V_o + g_{m1}(V_{in2} - V_{Y12}) \quad (3.36)$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์แรงดันที่ขั้ว X, V<sub>Y1</sub>, V<sub>Y2</sub> และ V<sub>Y3</sub> ของ DDCCTA<sub>2</sub>

$$V_{x2} = V_{Y12} - 0 + V_{in3} \quad (3.37)$$

จากรูปที่ 3.3 พิจารณา DDCCTA<sub>2</sub> แรงดันที่ X หรือ V<sub>x2</sub> ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R<sub>2</sub> ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R<sub>2</sub> จะได้

$$I_{x2}R_2 = V_{Y12} + V_{in3} \quad (3.38)$$

พิจารณารูปที่ 3.3 และ สมการที่ (3.31) จะเห็นได้ว่า  $I_{x2} = I_{z2} = -I_{O2}$  นำแทนค่าในสมการที่ (3.38) จะได้

$$-I_{O2}R_2 = V_{Y12} + V_{in3} \quad (3.39)$$

จากสมการคุณสมบัติของ DDCCTA  $I_O = g_m(V_V - V_Z)$  แทนค่าในสมการ (3.39) จะได้

$$g_{m2}R_2V_O = V_{Y12} + V_{in3} \quad (3.40)$$

จากสมการ (3.40) จัดรูปเพื่อหา  $V_{Y12}$  จะได้

$$V_{Y12} = g_{m2}R_2V_O - V_{in3} \quad (3.41)$$

จากสมการที่ (3.41) แทนค่า  $V_{Y12}$  ในสมการที่ (3.36) เพื่อหาสมการทางด้านเอาต์พุต  $V_O$  จะได้

$$(g_{m2}R_2V_O - V_{in3})s^2C_1C_2R_2 = sC_2V_{in1} - sC_2V_O + g_{m1}(V_{in2} - g_{m2}R_2V_O + V_{in3}) \quad (3.42)$$

จัดรูปสมการที่ (3.42) จะได้สมการเอาต์พุตของวงจรดังนี้

$$V_O = \frac{(s^2C_1C_2R_1 + g_{m1})V_{in3} + sC_2V_{in1} + g_{m1}V_{in2}}{s^2g_{m2}C_1C_2R_1R_2 + sC_2 + g_{m1}g_{m2}R_2} \quad (3.43)$$

หารสมการที่ (3.43) ด้วย  $g_{m2}C_1C_2R_1R_2$  เพื่อจัดสมการให้อยู่ในรูปแบบสมการกรองความถี่อันดับสองจะได้

$$V_O = \frac{\left(\frac{s^2}{g_{m2}R_2} + \frac{g_{m1}}{g_{m2}C_1C_2R_1R_2}\right)V_{in3} + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2}V_{in1} + \frac{g_{m1}}{g_{m2}C_1C_2R_1R_2}V_{in2}}{s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.44)$$

จัดรูปสมการที่ (3.44) จะได้แรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ดังนี้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in3} + \frac{s}{C_1R_1} V_{in1} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} V_{in2} \right] \quad (3.45)$$

$$s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

สมการที่ (3.45) เป็นสมการเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต สามารถหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ต่าง ๆ ได้โดยการกำหนดแรงดันสัญญาณที่ป้อนให้อินพุตของวงจร ด้วยวิธีการควบคุมการเปิดและปิดแรงดันสัญญาณที่ป้อนให้อินพุต ตามตารางที่ 1.2 โดยให้  $V_{in}$  คือ สัญญาณที่จ่ายให้อินพุตและ 0 หรือต่อลงกราวด์ดังต่อไปนี้

ก. กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) 0 + \frac{s}{C_1R_1} 0 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} V_{in} \right] \quad (3.46)$$

$$s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังนี้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left( \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) \quad (3.47)$$

$$V_{in} \left[ s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right]$$

ข. กำหนดให้  $V_{in1} = 0$  และ  $-V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} + \frac{s}{C_1R_1} 0 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} (-V_{in}) \right] \quad (3.48)$$

$$s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{s^2}{g_{m2}R_2}}{s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.49)$$

ค. กำหนดให้  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) 0 + \frac{s}{C_1R_1} V_{in} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} 0 \right] \quad (3.50)$$

$$= \frac{s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}}$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{g_{m2}R_2} \left( \frac{s}{C_1R_1} \right)}{s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.51)$$

ง. กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} + \frac{s}{C_1R_1} 0 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} 0 \right] \quad (3.52)$$

$$= \frac{s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}}$$

จะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{g_{m2}R_2} \left( s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right)}{s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.53)$$

จ. กำหนดให้  $V_{in2} = 0$  และ  $-V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( s^2 + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} + \frac{s}{C_1R_1} (-V_{in}) + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \cdot 0 \right] \quad (3.54)$$

$$s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{g_{m2}R_2} \left( s^2 - \frac{s}{C_1R_1} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right)}{s^2 + \frac{s}{g_{m2}C_1R_1R_2} + \frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.55)$$

จากสมการ (3.45) สามารถหาสมการตอบสนองความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.56)$$

และ

$$Q = g_{m2}R_2 \sqrt{\frac{g_{m1}C_1R_1}{C_2}} \quad (3.57)$$

พิจารณาสมการที่ (3.56) และสมการที่ (3.57) พบว่าสามารถปรับควอลิตี้แฟคเตอร์และความถี่ธรรมชาติได้ ด้วยการปรับค่า  $g_{m1}$  และ  $g_{m2}$  ซึ่งค่า  $g_m$  สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก หรือ  $I_B$  ดังนั้น จึงสามารถปรับปรับควอลิตี้แฟคเตอร์และความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ และที่สำคัญสามารถปรับควอลิตี้แฟคเตอร์ได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่า  $g_{m2}$  และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_2$  ปรับความถี่ธรรมชาติได้อิสระจากควอลิตี้แฟคเตอร์โดยการปรับค่า  $R_1$  ซึ่งมีเงื่อนไขคือ  $g_{m1}$  ต้องเท่ากับ  $1/R_1$  จากสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ทั้งห้าแบบ อีกทั้งวงจรที่นำเสนอมีอินพุตอิมพีแดนซ์สูงทำให้มีความสะดวกในการนำไปต่อкасцепในอันดับสูงขึ้น

### 3.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรกรองความถี่ในกรณี DDCCTA ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์ผลกระทบในกรณีที่วงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอซึ่งใช้อุปกรณ์แอ็กทิฟ DDCCTA สามารถแยกวิเคราะห์ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรออกเป็นได้ 2 กรณีคือ

#### 3.3.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรเนื่องจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันและกระแส (Voltage and Current Tracking Error) จากอินพุตไปเอาต์พุตของ DDCCTA

จากโครงสร้างภายในของ DDCCTA ในส่วนเอาต์พุตของวงจร ที่ขั้ว X ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรผลต่างแรงดัน ค่าแรงดันที่เอาต์พุตนี้จะขึ้นอยู่กับผลต่างแรงดันของอินพุตที่ขั้ว  $Y_1$ ,  $Y_2$  และขั้ว  $Y_3$  เมื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรจากโครงสร้างภายใน DDCCTA ในกรณีวงจรทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ที่มีผลกระทบอันเนื่องมาจากความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันและกระแส แสดงสมการคุณลักษณะสมบัติทางอินพุตและเอาต์พุตของ DDCCTA ได้ใหม่ดังสมการ (3.58)

$$\left. \begin{aligned} I_{Y1} &= I_{Y2} = I_{Y3} = 0, \\ V_X &= \beta_1 V_{Y1} - \beta_2 V_{Y2} + \beta_3 V_{Y3}, \\ I_Z &= \alpha I_X, \\ I_O &= g_m (V_V - V_Z) \end{aligned} \right\} \quad (3.58)$$

จากสมการที่ (3.58) เมื่อ  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ , และ  $\beta_3$  เป็นค่าผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านแรงดันจากขั้ว  $Y_1 - X$ ,  $Y_2 - X$  และ  $Y_3 - X$  ตามลำดับ ส่วน  $\alpha$  เป็นค่าความผิดพลาดของอัตราการส่งผ่านกระแสระหว่างขั้ว  $X - Z$  โดยจะวิเคราะห์หาผลกระทบที่ส่งผลต่อสมรรถนะ และการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ ดังต่อไปนี้

จากวงจรรูปที่ 3.3 พิจารณาร่วมกับสมการที่ (3.58) ความสัมพันธ์ของแรงดันที่ขั้ว X,  $Y_1$ ,  $Y_2$  และ  $Y_3$  ของ DDCCTA<sub>1</sub> จะได้

$$V_{X1} = \beta_{11} V_{in1} - \beta_{21} V_o + \beta_{31} V_{C2} \quad (3.59)$$

พิจารณา DDCCTA<sub>1</sub> แรงดันที่  $V_{C_2}$  ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน  $C_2$  ที่ ขั้ว O คูณด้วยค่าอิมพีแดนซ์  $C_2$  และพิจารณาแรงดันที่  $V_{X_1}$  ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จาก กระแสที่ไหลผ่าน  $R_1$  จะได้ ที่ขั้ว X คูณด้วยค่า  $R_1$

$$I_{X_1}R_1 = \beta_{11}V_{in1} - \beta_{21}V_o + \beta_{31}\left(\frac{I_{O1}}{sC_2}\right) \quad (3.60)$$

จากสมการที่ (3.58) ซึ่งเป็นสมการคุณสมบัติของ DDCCTA เมื่อ  $I_z = \alpha I_x$  และ  $I_o = g_m(V_v - V_z)$  แทนค่าในสมการ (3.60) จะได้

$$\frac{I_{Z1}}{\alpha_1}R_1 = \beta_{11}V_{in1} - \beta_{21}V_o + \beta_{31}\frac{g_{m1}(V_{V1} - V_{Z1})}{sC_2} \quad (3.61)$$

จากสมการที่ (3.61) พิจารณา DDCCTA<sub>1</sub> ขั้ว V เป็นอินพุตที่สองของวงจรรองความถี่ที่ นำเสนอ หรือ  $V_{in2}$  และพิจารณากระแสที่ขั้ว Z หรือ  $I_{Z1}$  ใช้กฎของโอห์มสามารถหาได้จากแรงดันที่ ตกคร่อม  $C_1$  ทหารด้วยอิมพีแดนซ์ของ  $C_1$  ได้ดังนี้

$$\frac{V_{Z1}sC_1R_1}{\alpha_1} = \beta_{11}V_{in1} - \beta_{21}V_o + \beta_{31}\frac{g_{m1}(V_{in2} - V_{Z1})}{sC_2} \quad (3.62)$$

จากรูปที่ 3.3 ขั้ว Z ของ DDCCTA<sub>1</sub> เชื่อมต่อเข้ากับขั้ว  $Y_1$  ของ DDCCTA<sub>2</sub> จะได้

$$\frac{V_{Y12}sC_1R_1}{\alpha_1} = \beta_{11}V_{in1} - \beta_{21}V_o + \beta_{31}\frac{g_{m1}(V_{in2} - V_{Y12})}{sC_2} \quad (3.63)$$

นำ  $\alpha_1 s C_2$  คูณตลอดสมการ (3.63) จะได้

$$s^2 C_1 C_2 R_1 V_{Y12} = \alpha_1 \beta_{11} s C_2 V_{in1} - \alpha_1 \beta_{21} s C_2 V_o + \alpha_1 \beta_{31} g_{m1} (V_{in2} - V_{Y12}) \quad (3.64)$$

จากวงจรรูปที่ 3.3 พิจารณาร่วมกับสมการ (3.58) ความสัมพันธ์ของแรงดันที่ขั้ว  $X$ ,  $Y_1$ ,  $Y_2$  และ  $Y_3$  ของ DDCCTA<sub>2</sub> จะได้

$$V_{X2} = \beta_{12}V_{Y12} - \beta_{22}V_{Y22} + \beta_{31}V_{in3} \quad (3.65)$$

พิจารณาแรงดันที่  $V_{x2}$  ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน  $R_2$  ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน  $R_2$  และพิจารณาแรงดันที่  $V_{y22}$  ซึ่งต่อลงกราวด์ ศักย์ไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 0 จะได้

$$I_{x2}R_2 = \beta_{12}V_{y12} - 0 + \beta_{32}V_{in3} \quad (3.66)$$

จากสมการคุณสมบัติของ DDCCTA  $I_z = \alpha I_x$  แทนค่าในสมการ (3.66) จะได้

$$\frac{I_{z2}}{\alpha_2}R_2 = \beta_{12}V_{y12} + \beta_{32}V_{in3} \quad (3.67)$$

จากรูปที่ 3.3 พิจารณาที่ DDCCTA<sub>2</sub> ขั้ว Z เชื่อมต่อเข้ากับขั้ว O จะได้

$$-\frac{I_o}{\alpha_2}R_2 = \beta_{12}V_{y12} + \beta_{32}V_{in3} \quad (3.68)$$

จากสมการคุณสมบัติของ DDCCTA  $I_o = g_m(V_V - V_Z)$  แทนค่าในสมการ (3.68) จะได้

$$-g_{m2}(0 - V_o)R_2 = \alpha_2\beta_{12}V_{y12} + \alpha_2\beta_{32}V_{in3} \quad (3.69)$$

จัดรูปสมการที่ (3.69) จะได้สมการแรงดันที่ขั้ว  $Y_1$  ของ DDCCTA<sub>2</sub> ดังนี้

$$V_{y12} = \frac{g_{m2}R_2V_o - \alpha_2\beta_{32}V_{in3}}{\alpha_2\beta_{12}} \quad (3.70)$$

จากสมการที่ (3.70) แทนค่า  $V_{y12}$  ในสมการที่ (3.64) เพื่อหาสมการทางด้านเอาต์พุต  $V_o$  จะได้

$$V_o = \frac{\left( \frac{\alpha_2\beta_{32}s^2}{g_{m2}R_2} + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{g_{m2}C_1C_2R_1R_2} \right) V_{in3} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{g_{m2}C_1R_1R_2} \right) V_{in1} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{g_{m2}C_1C_2R_1R_2} \right) V_{in2}}{s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.71)$$

จัดรูปสมการที่ (3.71) จะได้สมการแรงดันเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสอง โหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต กรณีมีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันของ DDCCTA ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in3} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} \right) V_{in1} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in2} \right] \quad (3.72)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2} s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

จากสมการที่ (3.72) เป็นสมการเอาต์พุตของวงจรความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมด แรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่มีผลกระทบจากความผิดพลาดการส่งผ่านแรงดันของ DDCCTA สามารถหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ด้วยการกำหนดปิด หรือ เปิด แรงดันอินพุต ตามตาราง 1.2 โดยให้  $V_{in}$  คือ สัญญาณที่จ่ายให้อินพุตและ 0 หรือต่อลงกราวด์ ดังต่อไปนี้

ก. กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) 0 + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} \right) 0 + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} \right] \quad (3.73)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2} s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{g_{m2}R_2} \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right)}{s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2} s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \quad (3.74)$$

จากสมการที่ (3.74) พบว่าพารามิเตอร์ในทางไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_{12}$  และ  $\beta_{31}$  ส่งผลให้ขนาดของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

ข. กำหนดให้  $V_{in1} = 0$  และ  $-V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  หาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงจะได้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} \right) 0 - \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} \right] \quad (3.75)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2} s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left( \frac{\alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} - \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}}{s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}} \right) \quad (3.76)$$

จากสมการที่ (3.76) จะเห็นได้ว่าในเทอมของสมการ  $\frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} - \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$

เมื่อพิจารณาเทียบกับสมการที่ (3.49) เป็นค่าเบี่ยงเบนการทำงานของวงจรกรองผ่านความถี่สูงที่เกิดขึ้นในทางปฏิบัติจริงคือ เมื่อค่าความถี่ลดลงขนาดของสัญญาณเอาต์พุตไม่ลดลงตามความถี่

ค. กำหนดให้  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in}$  หาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) 0 + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} \right) V_{in} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) 0 \right] \quad (3.77)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} \right) \quad (3.78)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

จากสมการที่ (3.78) พบว่าพารามิเตอร์ในทางไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_{11}$ ,  $\beta_{12}$ ,  $\beta_{21}$  และ  $\beta_{31}$  ส่งผลให้ขนาดของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

ง. กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} \right) 0 + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) 0 \right] \quad (3.79)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่การทำงานไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) \quad (3.80)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

จากสมการที่ (3.80) พบว่าพารามิเตอร์ในทางไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_{12}$ ,  $\beta_{21}$ ,  $\beta_{31}$  และ  $\beta_{32}$  ส่งผลให้ขนาดของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

จ. กำหนดให้  $V_{in2} = 0$  และ  $-V_{in1} = V_{in3} = V_{in1}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left[ \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) V_{in} - \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} \right) V_{in} + \left( \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) 0 \right] \quad (3.81)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่การทำงานไม่เป็นอุดมคติดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_2} \left( \alpha_2\beta_{32}s^2 - \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{11}\beta_{12}s}{C_1R_1} + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{31}\beta_{32}g_{m1}}{C_1C_2R_1} \right) \quad (3.82)$$

$$s^2 + \frac{\alpha_1\alpha_2\beta_{12}\beta_{21}}{g_{m2}C_1R_1R_2}s + \frac{\alpha_1\beta_{31}g_{m1}}{C_1C_2R_1}$$

จากสมการที่ (3.80) พบว่าพารามิเตอร์ในทางไม่เป็นไปตามอุดมคติได้แก่  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_{11}$ ,  $\beta_{12}$ ,  $\beta_{21}$ ,  $\beta_{31}$  และ  $\beta_{32}$  ส่งผลให้ขนาดของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งอาจจะมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ดังกล่าว

จากสมการ (3.72) สามารถพิจารณาผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DDCCTA ที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\alpha_1 \beta_{31} g_{m1}}{C_1 C_2 R_1}} \quad (3.83)$$

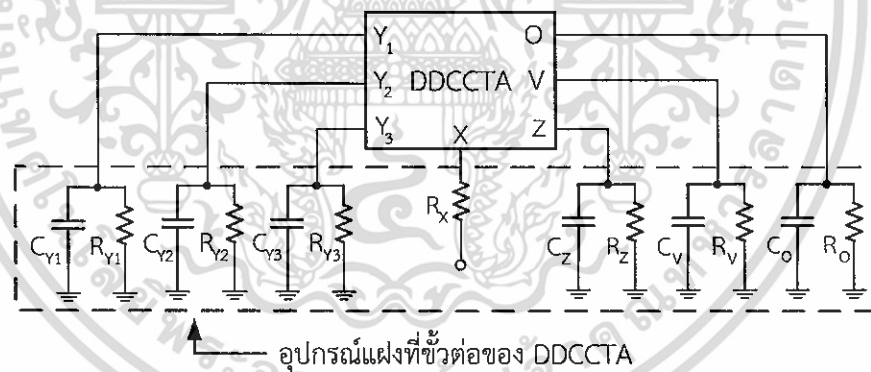
และ

$$Q = \frac{g_{m2} R_2}{\alpha_2 \beta_{21} \beta_{12}} \sqrt{\frac{\beta_{31} g_{m1} C_1 R_1}{\alpha_1 C_2}} \quad (3.84)$$

เมื่อพิจารณาจากสมการแรงดันเอาต์พุต พบว่าตัวแปรความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DDCCTA อยู่ในเทอมของสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ทุกฟังก์ชัน รวมทั้งสมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ ซึ่งตัวแปรนี้เป็นค่าความเบี่ยงเบนการทำงานของวงจรในทางปฏิบัติจริงเป็นผลจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DDCCTA และจะส่งผลให้วงจรทำงานเบี่ยงเบนไปจากอุดมคติ

### 3.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรถูกอุปกรณ์แผ่งภายในตัวของ DDCCTA

วงจรถองความถี่ที่นำเสนอในสภาวะปกตินอกจากค่าความต้านทาน R และความจุของ C ที่ใช้ในวงจรแล้ว ยังมีความต้านทานและความจุแผ่งซึ่งเกิดขึ้นในขั้วต่างๆ ของ DDCCTA ที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร ซึ่งสามารถพิจารณาวิเคราะห์หาอุปกรณ์แผ่งที่เกิดขึ้นในขั้วของ DDCCTA แต่ละจุดได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแผ่งใน DDCCTA

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.4 ลักษณะอุปกรณ์แผ่งที่ขั้วของ DDCCTA ในสภาวะปกติจะมีค่าความต้านทานแผ่งและค่าความจุแผ่งอยู่ทุกขั้ว ซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจร ในการวิเคราะห์ผลกระทบของอุปกรณ์แผ่งที่เกิดขึ้นจะพิจารณาในขั้วที่มีอิมพีแดนซ์สูงที่ต่อใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อื่นได้แก่ขั้ว  $Y_1, Y_2, Y_3, O$  และ  $V$  และขั้วที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำได้แก่ขั้ว  $X$  ถึงแม้ว่าขั้วที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรมีน้อยก็ตาม

ดังนั้นเมื่อพิจารณาถึงผลกระทบของอุปกรณ์แผ่งภายในของ DDCCTA ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากวงจรรูปที่ 3.5 พิจารณาที่ โหนด C โดยให้ G เป็นส่วนกลับของความต้านทานจะได้

$$Y_3 = s(C_{Y_{21}} + C_{O_2} + C_{Z_2}) + G_{Y_{21}} + G_{O_2} + G_{Z_2} \quad (3.89)$$

กำหนดให้  $C_{T_3} = C_{Y_{21}} + C_{O_2} + C_{Z_2}$  และ  $G_{T_3} = G_{Y_{21}} + G_{O_2} + G_{Z_2}$  จะได้

$$Y_3 = sC_{T_3} + G_{T_3} \quad (3.90)$$

จากวงจรรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาวงจรจะมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงเกิดที่ขั้วอินพุตของ DDCCTA<sub>1</sub> ที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจรไม่เป็นไปตามอุดมคติดังนี้

$$V_{X1} = V_{Y11} - V_{Y21} + V_{Y31} \quad (3.91)$$

เมื่อ  $V_{Y11} = V_{in1}$  และ  $V_{Y21} = V_o$  แทนในสมการ (3.91) จะได้

$$V_{X1} = V_{in1} - V_o + V_{Y31} \quad (3.92)$$

จากสมการที่ (3.31) พิจารณาหา  $V_{Y31}$  ในสมการที่ (3.92) จะได้

$$V_{Y31} = \frac{I_{o1}}{Y_2} \quad (3.93)$$

จากสมการที่ (3.31)  $I_o = g_m(V_v - V_z)$  เมื่อ  $V_v = V_{v1}$  และ  $V_z = V_{z1}$  จะได้

$$V_{Y31} = \frac{g_{m1}(V_{v1} - V_{z1})}{Y_2} \quad (3.94)$$

แทนค่า  $V_{v1}$  ในสมการ (3.92) จะได้

$$V_{X1} = V_{in1} - V_o + \frac{g_{m1}(V_{v1} - V_{z1})}{Y_2} \quad (3.95)$$

พิจารณา DDCCTA<sub>1</sub> แรงดันที่ขั้ว X หรือ  $V_{X1}$  ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน  $R_{X1}$  และ  $R_1$  ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน  $R_{X1}$  และ  $R_1$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{x1}(R_{x1} + R_1) = V_{in1} - V_O + \frac{g_{m1}(V_{v1} - V_{z1})}{Y_2} \quad (3.96)$$

จากสมการที่ (3.31)  $I_z = I_x$  จะได้

$$I_{z1}(R_{x1} + R_1) = V_{in1} - V_O + \frac{g_{m1}(V_{v1} - V_{z1})}{Y_2} \quad (3.97)$$

พิจารณา DDCCTA<sub>1</sub> กระแสที่ไหลผ่านขั้ว Z ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากแรงดันที่ขั้ว Z ซึ่งเชื่อมต่อเข้ากับขั้ว Y<sub>1</sub> ของ DDCCTA<sub>2</sub> คูณด้วยส่วนกลับความต้านทานแฝงรวมที่ขั้ว Z หรือขั้ว Y<sub>1</sub> ของ DDCCTA<sub>2</sub> และขั้ว V<sub>1</sub> ของ DDCCTA<sub>1</sub> เป็นอินพุตที่สองของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสื่อ หรือ V<sub>in2</sub> จะได้

$$V_{Y12} Y_1 (R_{x1} + R_1) = V_{in1} - V_O + \frac{g_{m1}(V_{in2} - V_{Y12})}{Y_2} \quad (3.98)$$

คูณสมการที่ (3.98) ด้วย Y<sub>2</sub> ได้

$$Y_1 Y_2 V_{Y12} (R_{x1} + R_1) = Y_2 V_{in1} - Y_2 V_O + g_{m1} (V_{in2} - V_{Y12}) \quad (3.99)$$

จัดรูปสมการที่ (3.99) จะได้

$$[Y_1 Y_2 (R_{x1} + R_1) + g_{m1}] V_{Y12} = Y_2 V_{in1} - Y_2 V_O + g_{m1} V_{in2} \quad (3.100)$$

จากวงจรรูปที่ 3.5 เมื่อพิจารณาวงจรจะมีตัวต้านทานและตัวเก็บประจุแฝงเกิดที่ขั้วอินพุตของ DDCCTA<sub>2</sub> ที่ต่อร่วมกับตัวเก็บประจุ ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะการทำงานของวงจรไม่เป็นไปตามอุดมคติดังนี้

$$V_{x2} = V_{Y12} - V_{Y22} + V_{Y32} \quad (3.101)$$

พิจารณา DDCCTA<sub>2</sub> แรงดันที่ขั้ว X หรือ V<sub>x2</sub> ใช้กฎของโอห์ม สามารถหาได้จากกระแสที่ไหลผ่าน R<sub>x2</sub> และ R<sub>2</sub> ที่ขั้ว X คูณด้วยค่าความต้านทาน R<sub>x2</sub> และ R<sub>2</sub> พิจารณาแรงดันที่ขั้ว Y<sub>2</sub> ซึ่งต่อลงกราวด์มีค่าเท่ากับ 0 และขั้ว Y<sub>3</sub> เป็นอินพุตที่สามของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอสื่อ หรือ V<sub>in3</sub> จะได้

$$I_{x2}(R_{x2} + R_2) = V_{Y12} + V_{in3} \quad (3.102)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.31)  $I_z = I_x$  จะได้

$$I_{z2}(R_{x2} + R_2) = V_{y12} + V_{in3} \quad (3.103)$$

จากรูปที่ 3.5 โหนด C พิจารณาหา  $I_{z2}$  ในสมการที่ (3.103) จะได้

$$V_o = \frac{(I_{o2} + I_{z2})}{Y_3} \quad (3.104)$$

จัดรูปสมการที่ 3.104 จะได้  $I_{z2}$  ดังนี้

$$I_{z2} = Y_3 V_o - I_{o2} \quad (3.105)$$

จากสมการที่ (3.105) แทนค่า  $I_{z2}$  ในสมการที่ (3.103) จะได้

$$(Y_3 V_o - I_{o2})(R_{x2} + R_2) = V_{y12} + V_{in3} \quad (3.106)$$

จากสมการที่ (3.31)  $I_o = g_m(V_v - V_z)$  เมื่อ  $V_v = V_{v2}$  และ  $V_z = V_{z2}$  จะได้

$$[Y_3 V_o - g_{m2}(V_{v2} - V_{z2})](R_{x2} + R_2) = V_{y12} + V_{in3} \quad (3.107)$$

จากรูปที่ 3.5 พิจารณา DDCCTA<sub>2</sub> แรงดันที่ขั้ว V ต่อดังกราวนตมีค่าเท่ากับ 0 และแรงดันที่ขั้ว Z เชื่อมต่อเข้ากับขั้ว 0 ซึ่งเป็นเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ จะได้

$$(Y_3 V_o + g_{m2} V_o)(R_{x2} + R_2) = V_{y12} + V_{in3} \quad (3.108)$$

จัดรูปสมการที่ (3.108) เพื่อหา  $V_{y12}$  จะได้

$$V_{y12} = Y_3(R_{x2} + R_2)V_o + g_{m2}(R_{x2} + R_2)V_o - V_{in3} \quad (3.109)$$

จากสมการที่ (3.109) แทนค่า  $V_{y12}$  ในสมการที่ (3.100) เพื่อหาสมการทางด้านเอาต์พุต  $V_o$  จะได้

$$[Y_1 Y_2 (R_{x1} + R_1) + g_{m1}][Y_3 (R_{x2} + R_2)V_o + g_{m2}(R_{x2} + R_2)V_o - V_{in3}] = Y_2 V_{in1} - Y_2 V_o + g_{m1} V_{in2} \quad (3.110)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดรูปสมการที่ (3.110) จะได้สมการเอาต์พุตของวงจร ดังนี้

$$V_o = \frac{[Y_1 Y_2 (R_{x1} + R_1) + g_{m1}] V_{in3} + Y_2 V_{in1} + g_{m1} V_{in2}}{\left( Y_1 Y_2 Y_3 (R_{x1} + R_1)(R_{x2} + R_2) + g_{m2} Y_1 Y_2 (R_{x1} + R_1)(R_{x2} + R_2) \right.} \quad (3.111)$$

$$\left. + g_{m1} Y_3 (R_{x2} + R_2) + Y_2 + g_{m1} g_{m2} (R_{x2} + R_2) \right)$$

กำหนดให้  $R_{T1} = R_{x1} + R_1$  และ  $R_{T2} = R_{x2} + R_2$  จะได้

$$V_o = \frac{(Y_1 Y_2 R_{T1} + g_{m1}) V_{in3} + Y_2 V_{in1} + g_{m1} V_{in2}}{Y_1 Y_2 Y_3 R_{T1} R_{T2} + g_{m2} Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + g_{m1} Y_3 R_{T2} + Y_2 + g_{m1} g_{m2} R_{T2}} \quad (3.112)$$

ถ้ากำหนดให้ช่วงความถี่ผ่านในวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอมีค่าต่ำกว่าผลกระทบบของค่าอุปกรณ์  
 แฉง  $Y_3$  มากๆ หรือ  $f_{op} \ll \frac{R_{Y21} // R_{O2} // R_{Z2}}{C_{Y21} + C_{O2} + C_{Z2}}$  เมื่อ  $f_{op}$  คือความถี่ที่ใช้งาน (Operational  
 frequency) จนทำให้ไม่มีผลกระทบต่อวงจรดังกล่าว นั่นคือ กำหนดให้  $Y_3 \approx 0$  จะได้

$$V_o = \frac{(Y_1 Y_2 R_{T1} + g_{m1}) V_{in3} + Y_2 V_{in1} + g_{m1} V_{in2}}{g_{m2} Y_1 Y_2 R_{T1} R_{T2} + Y_2 + g_{m1} g_{m2} R_{T2}} \quad (3.113)$$

จากสมการที่ (3.86) และ (3.88) ซึ่งเป็นค่าอุปกรณ์แฉงและแทนค่า  $Y_1$  และ  $Y_2$  ลงในสมการ  
 (3.113) เพื่อหาสมการเอาต์พุตของวงจรได้ดังนี้

$$V_o = \frac{[(sC_{T1} + G_{T1})(sC_{T2} + G_{T2})R_{T1} + g_{m1}] V_{in3} + (sC_{T2} + G_{T2}) V_{in1} + g_{m1} V_{in2}}{g_{m2} (sC_{T1} + G_{T1})(sC_{T2} + G_{T2})R_{T1}R_{T2} + (sC_{T2} + G_{T2}) + g_{m1} g_{m2} R_{T2}} \quad (3.114)$$

พิจารณาจัดรูปสมการใหม่จะได้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2} R_{T2}} \left\{ \left[ (s^2 C_{T1} C_{T2} + sC_{T1} G_{T2} + sC_{T2} G_{T1} + G_{T1} G_{T2}) + \frac{g_{m1}}{R_{T1}} \right] V_{in3} \right.} \quad (3.115)$$

$$\left. + \frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{R_{T1}} V_{in1} + \frac{g_{m1}}{R_{T1}} V_{in2} \right\}$$

$$s^2 C_{T1} C_{T2} + sC_{T1} G_{T2} + sC_{T2} G_{T1} + G_{T1} G_{T2} + \frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{g_{m2} R_{T1} R_{T2}} + \frac{g_{m1}}{R_{T1}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (3.115) หารตลอดด้วย  $C_{T1}C_{T2}$  จะได้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left\{ \left[ \left( s^2 + s \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + s \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right] V_{in3} \right. \\ \left. + \frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in1} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in2} \right\} \quad (3.116)$$

$$s^2 + s \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + s \frac{G_{T1}}{C_{T1}} + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} + \frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{g_{m2}C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2}} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}}$$

ดังนั้นจะได้สมการเอาต์พุตวงจรรองความถี่ที่นำเสนอเมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left\{ \left[ \left( s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right) + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right] V_{in3} \right. \\ \left. + \frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in1} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in2} \right\} \quad (3.117)$$

$D(s)$

$$\text{เมื่อ } D(s) = \left( s^2 + s \left[ \frac{g_{m2}G_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m2}G_{T2}C_{T1}R_{T1}R_{T2} + C_{T2}}{g_{m2}C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2}} \right] \right. \\ \left. + \left[ \frac{g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2}}{g_{m2}C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2}} \right] \right)$$

สมการที่ (3.117) เป็นสมการแรงดันเอาต์พุต เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝง สามารถหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองความถี่ได้โดยกำหนดเปิดและปิดแรงดันที่ป้อนให้อินพุตของวงจรถามตารางที่ 1.2 โดยให้  $V_{in}$  คือ สัญญาณที่จ่ายให้อินพุตและ 0 คือ ต่อลงกราวนด์ ดังนี้

ก. กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left( \left\{ \left[ s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right] + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right\} 0 + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in} \right) \quad (3.118)$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left( \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right) \frac{1}{D(s)} \quad (3.119)$$

ข. กำหนดให้  $V_{in1} = 0$  และ  $-V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงจะได้

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left( \left\{ \left[ s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right] + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right\} V_{in} + \frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} 0 - \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in} \right) \quad (3.120)$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงเมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left[ \frac{s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}}}{D(s)} \right] \quad (3.121)$$

ค. กำหนดให้  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_O = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left\{ \left[ s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right] + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right\} V_{in} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} = 0 \quad (3.122)$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left( \frac{sC_{T2} + G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right) \quad (3.123)$$

ง. กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่

$$V_O = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left\{ \left[ s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right] + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right\} V_{in} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} = 0 \quad (3.124)$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left\{ \left[ s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right] + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} \right\} \quad (3.125)$$

จ. กำหนดให้  $V_{in2} = 0$  และ  $-V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$  เพื่อหาสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกแถบความถี่

$$V_o = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left\{ \frac{\left[ s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right] + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}}}{\frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} V_{in} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}}} \right\} V_{in} \quad (3.126)$$

ดังนั้นจะได้สมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่เมื่อพิจารณาถึงผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{g_{m2}R_{T2}} \left\{ \frac{\left[ s^2 + s \left( \frac{G_{T2}}{C_{T2}} + \frac{G_{T1}}{C_{T1}} \right) + \frac{G_{T1}G_{T2}}{C_{T1}C_{T2}} \right] - \frac{(sC_{T2} + G_{T2})}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}} + \frac{g_{m1}}{C_{T1}C_{T2}R_{T1}}}{D(s)} \right\} \quad (3.127)$$

จากสมการที่ (3.117) สามารถหาสมการความถี่ธรรมชาติได้ดังนี้

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2}}{g_{m2}C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2}}} \quad (3.128)$$

เมื่อ  $Q = \frac{g_{m2}G_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m2}G_{T2}C_{T1}R_{T1}R_{T2} + C_{T2}}{g_{m2}C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2}}$  จะได้สมการควอลิตี้แฟคเตอร์ดังนี้

$$Q = \frac{\sqrt{g_{m2}C_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} (g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2})}}{g_{m2}G_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m2}G_{T2}C_{T1}R_{T1}R_{T2} + C_{T2}} \quad (3.129)$$

จากสมการแรงดันเอาต์พุต เมื่อนำค่าความต้านทานและความจุแฝงของ DDCCTA มาพิจารณา รวม พบว่ามีตัวแปรค่าอุปกรณ์แฝงของ DDCCTA เข้ามาเกี่ยวข้องในเทอมของสมการถ่ายโอนของฟังก์ชันกรองความถี่ทุกฟังก์ชัน รวมทั้งสมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ ซึ่งตัวแปรความต้านทานและความจุแฝงนี้จะส่งผลต่อขนาดสัญญาณเอาต์พุตให้เปลี่ยนไปตามค่าของอุปกรณ์แฝง และจะส่งผลให้วงจรทำงานผิดพลาดไม่เป็นไปตามอุดมคติด้วย

### 3.4 การวิเคราะห์หาความไว (Sensitivity)

การวิเคราะห์หาความไวของอุปกรณ์สำหรับวงจรกรองความถี่ในวิทยานิพนธ์นี้ คือ การหาความไวของของอุปกรณ์ที่ตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ซึ่งสังเคราะห์จากอุปกรณ์ DDCCTA และตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจร โดยค่าความไวนี้จะเป็นตัวบ่งชี้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรซึ่งจะแยกเป็นกรณีดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.4.1 การวิเคราะห์หาความไวของวงจรในกรณีอุดมคติ

3.4.2 การวิเคราะห์หาความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสของ DDCCTA

3.4.3 การวิเคราะห์หาความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของ DDCCTA

3.4.1 การวิเคราะห์หาความไวของวงจรในกรณีอุดมคติ

การวิเคราะห์หาความไวของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตที่น่าเสนอนี้จะเป็นการพิจารณาหาความไวของตัวแปรอุปกรณ์ที่ใช้ที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ จากสมการที่ (3.56) และสมการที่ (3.57) พิจารณาเมื่อวงจรทำงานในอุดมคติตัวแปรอุปกรณ์แอ็กทิฟและแพสซีฟ คือ  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$  และ  $R_2$  ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ดังนี้

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^Q = S_{C_1}^Q = S_{R_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.130)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.131)$$

และ

$$S_{g_{m2}}^Q = S_{R_2}^Q = 1 \quad (3.132)$$

3.4.2 การวิเคราะห์หาความไวของวงจรในกรณีผลกระทบจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปเอาต์พุตของ DDCCTA

การวิเคราะห์หาความไวของอุปกรณ์ในกรณีไม่เป็นอุดมคติ จากสมการที่ (3.83) และ (3.84) ตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทิฟ คือ  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta_{12}$ ,  $\beta_{21}$ ,  $\beta_{31}$ ,  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$  และ  $R_2$  สามารถวิเคราะห์หาความไวของตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทิฟที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟคเตอร์ได้ดังนี้

$$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\beta_{31}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{\beta_{31}}^Q = S_{g_{m1}}^Q = S_{C_1}^Q = S_{R_1}^Q = \frac{1}{2} \quad (3.133)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_1}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} \quad (3.134)$$

$$S_{g_{m2}}^Q = S_{R_2}^Q = 1 \quad (3.135)$$

และ

$$S_{\alpha_2}^Q = S_{\beta_{21}}^Q = S_{\beta_{12}}^Q = -1 \quad (3.136)$$

### 3.4.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรในกรณีที่มีผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงของ DDCCTA

การวิเคราะห์ค่าความไวของอุปกรณ์ในกรณีที่มีผลกระทบจากค่าอุปกรณ์แฝงของวงจรรอง ความถี่ที่นำเสนอขึ้นจากสมการที่ (3.128) และ (3.129) ตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทีฟ คือ  $g_{m1}$ ,  $g_{m2}$ ,  $C_{T1}$ ,  $C_{T2}$ ,  $G_{T1}$ ,  $G_{T2}$ ,  $R_{T1}$  และ  $R_{T2}$  ดังนั้นสามารถวิเคราะห์หาค่าความไวของตัวแปรอุปกรณ์แพสซีฟและแอ็กทีฟ รวมทั้งค่าอุปกรณ์แฝงที่ส่งผลต่อความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ดังนี้

$$S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{C_{T1}}^{\omega_0} = S_{C_{T2}}^{\omega_0} = S_{R_{T1}}^{\omega_0} = S_{R_{T2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.137)$$

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = \frac{g_{m1}g_{m2}R_{T2}}{2(g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2})} \quad (3.138)$$

$$S_{G_{T1}}^{\omega_0} = \frac{g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2}}{2(g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2})} \quad (3.139)$$

$$S_{G_{T2}}^{\omega_0} = \frac{g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + G_{T2}}{2(g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2})} \quad (3.140)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = \frac{g_{m1}g_{m2}R_{T2}}{2(g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2})} \quad (3.141)$$

$$S_{g_{m2}}^Q = \left\langle \frac{\frac{1}{2} + \frac{g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2}}{2(g_{m2}G_{T1}G_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m1}g_{m2}R_{T2} + G_{T2})}}{\frac{g_{m2}G_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m2}G_{T2}C_{T2}R_{T1}R_{T2}}{(g_{m2}G_{T1}C_{T2}R_{T1}R_{T2} + g_{m2}G_{T2}C_{T1}R_{T1}R_{T2} + C_{T2})}} \right\rangle \quad (3.142)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{C_{T1}}^Q = \frac{1}{2} \frac{g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2}}{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + C_{T2}} \quad (3.143)$$

$$S_{C_{T2}}^Q = \frac{1}{2} \frac{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2} + C_{T2}}{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + C_{T2}} \quad (3.144)$$

$$S_{G_{T1}}^Q = \left\langle \frac{\frac{g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2}}{2(g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m1} g_{m2} R_{T2} + G_{T2})}}{\frac{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2}}{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.145)$$

$$S_{G_{T2}}^Q = \left\langle \frac{\frac{g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + G_{T2}}{2(g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m1} g_{m2} R_{T2} + G_{T2})}}{\frac{g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2}}{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.146)$$

$$S_{R_{T1}}^Q = \left\langle \frac{\frac{1}{2} + \frac{g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2}}{2(g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m1} g_{m2} R_{T2} + G_{T2})}}{\frac{g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2}}{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.147)$$

$$S_{R_{T2}}^Q = \left\langle \frac{\frac{1}{2} + \frac{g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m1} g_{m2} R_{T2}}{2(g_{m2} G_{T1} G_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m1} g_{m2} R_{T2} + G_{T2})}}{\frac{g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2}}{g_{m2} G_{T1} C_{T2} R_{T1} R_{T2} + g_{m2} G_{T2} C_{T1} R_{T1} R_{T2} + C_{T2}}} \right\rangle \quad (3.148)$$

จากการวิเคราะห์ความไวของวงจรรองความถี่ ที่มีผลมาจากตัวแปรของอุปกรณ์ ซึ่งส่งผลต่อสมรรถนะของวงจรรองความถี่ เมื่อวิเคราะห์จากสมการที่ (3.83), (3.84), (3.128) และ (3.129) นอกจากค่าความไวของอุปกรณ์ที่ส่งผลต่อการตอบสนองการทำงานของวงจรแล้ว ยังพบว่ามีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแส ความต้านทานและความจุแฝงของ DDCCTA ที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของการตอบสนองของวงจรด้วย ต่างจากสมการ (3.56) และ (3.57) ซึ่งเป็นสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\omega_0$  และ  $Q$  ในกรณีเป็นอุดมคติ ซึ่งตัวแปรต่างๆ เหล่านี้ จะเป็นตัวบ่งชี้ถึงค่าอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ซึ่งส่งผลต่อการตอบสนอง  $\omega_0$  และ  $Q$  เช่น ถ้าค่าความไวสูง เมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร ก็จะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงค่าการตอบสนอง  $\omega_0$  และ  $Q$  สูงตามไปด้วย

### 3.5 การออกแบบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต

เมื่อสังเคราะห์วงจรและวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ที่สามารถควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์แล้ว สามารถนำสมการความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ของวงจร ที่ได้วิเคราะห์ไว้ในกรณีวงจรทำงานในอุดมคติ มาทำการออกแบบหาค่าอุปกรณ์ โดยจะแสดงตัวอย่างการออกแบบวงจร ซึ่งจะแยกเป็นกรณีดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.5.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE

3.5.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้างไอซีด้วยการต่อจริง

3.5.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้างมอสทรานซิสเตอร์ด้วยการจำลองผ่านโปรแกรม PSPICE

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และวงจรกรองผ่านความถี่สูง ให้มีความถี่คัตออฟ ( $f_c$ ) เท่ากับ 2.03 MHz ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ ( $Q$ ) เท่ากับ 0.88 และมีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต ( $K$ ) เท่ากับ 1 เท่า

ดังนั้นสามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหา  $f_c$  ได้จากสมการที่ (3.56) และ  $Q$  ได้จากสมการที่ (3.57) กำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  เมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_0 = 2.03$  MHz และ  $Q = 0.88$  โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 100 pF และค่า  $g_m = 1.22$  ms โดยที่

$$g_m = \sqrt{\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_B} \quad \text{จะได้} \quad I_B = \frac{g_m^2 L}{\mu C_{ox} W} \quad (3.149)$$

เมื่อ  $\mu C_{ox} = 217.2 \times 10^{-6}$ ,  $W = 15 \mu\text{m}$  และ  $L = 0.25 \mu\text{m}$  จะได้

$$I_B = \frac{(1.22 \times 10^{-3})^2 \times 0.25 \times 10^{-6}}{217.2 \times 10^{-6} \times 15 \times 10^{-6}} = 114 \mu\text{A} \quad (3.150)$$

จากสมการที่ (3.56) หาค่า  $R_1$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_1 = \frac{g_{m1}}{(C\omega_0)^2} \quad (3.151)$$

$$R_1 = \frac{1.22 \times 10^{-3}}{(100 \times 10^{-12} \times 2 \times 3.14 \times 2.03 \times 10^6)^2} = 752 \Omega \quad (3.152)$$

จากสมการที่ (3.57) หาค่า  $R_2$  จะได้

$$R_2 = \frac{Q}{g_{m2}} \sqrt{\frac{1}{g_{m1} R_1}} \quad (3.153)$$

$$R_2 = \frac{0.88}{1.22 \times 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{1.22 \times 10^{-3} \times 752}} = 752 \Omega \quad (3.154)$$

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ ให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ ( $f_{CL}$ ) เท่ากับ 1.20 MHz ความถี่คัตออฟด้านสูง ( $f_{CH}$ ) เท่ากับ 3.43 MHz ค่าควอลิตี้แฟคเตอร์ เท่ากับ 0.88 และมีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 1 เท่า

กำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  จะได้  $Q = 0.88$  เมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_{CL} = 1.20$  MHz และ  $f_{CH} = 3.43$  MHz โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 100 pF และค่า  $g_m = 1.22$  ms โดยที่หาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \quad (3.155)$$

จะได้

$$BW = (3.43 - 1.2) \times 10^6 = 2.23 \text{ MHz} \quad (3.156)$$

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

$$f_0 = \sqrt{1.2 \times 10^6 \times 3.43 \times 10^6} = 2.03 \text{ MHz} \quad (3.157)$$

จากสมการที่ (3.56) หาค่า  $R_1$  จะได้

$$R_1 = \frac{g_{m1}}{(C\omega_0)^2} \quad (3.158)$$

$$R_1 = \frac{1.22 \times 10^{-3}}{(100 \times 10^{-12} \times 2 \times 3.14 \times 2.03 \times 10^6)^2} = 752 \Omega \quad (3.159)$$

จากสมการที่ (3.57) หาค่า  $R_2$  จะได้

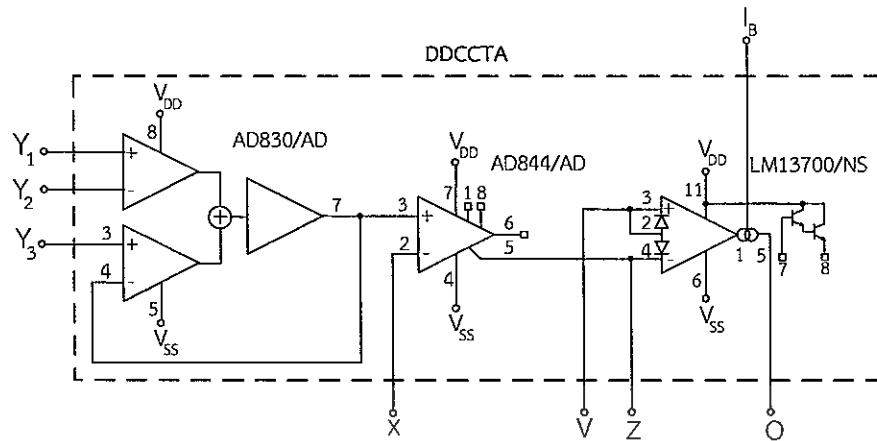
$$R_2 = \frac{Q}{g_{m2}} \sqrt{\frac{1}{g_{m1}R_1}} \quad (3.160)$$

$$R_2 = \frac{0.88}{1.22 \times 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{1.22 \times 10^{-3} \times 752}} = 752 \Omega \quad (3.161)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรรองความถี่ที่นำเสนอ กรณีวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ และวงจรรองผ่านความถี่สูง มีความถี่คutoff เท่ากับ 2.03 MHz กรณีวงจรรองผ่านแถบความถี่ และวงจรรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คutoff ด้านต่ำ เท่ากับ 1.20 MHz ความถี่คutoff ด้านสูง เท่ากับ 3.43 MHz และมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์เท่ากับ 0.88 จะต้องปรับกระแส  $I_{B1} = I_{B2} = 114 \mu A$  กำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = 1.22 \text{ mS}$ ,  $C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$  และ  $R_1 = R_2 = 752 \Omega$  จากการสังเคราะห์และออกแบบของวงจรรองความถี่ที่ได้ รวมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรทั้งหมดที่ผ่านมา จะได้นำไปทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจรผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE เพื่อยืนยันผลในบทต่อไป

### 3.5.2 การออกแบบวงจรรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้างไอซีด้วยการต่อจริง

จากรูปที่ 3.6 ใช้ไอซีที่มีจำหน่ายในท้องตลาดต่อรวมกันเป็นอุปกรณ์ DDCCTA ประกอบด้วย ไอซีเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดัน ความแตกต่าง (DDCC) และไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) เมื่อพิจารณาไอซีเบอร์ LM13700 เพื่อหาค่าอัตราขยายกระแสของวงจรรขยายความนำถ่ายโอน หรือ  $g_m$  จะหาได้จากสมการกระแสเอาต์พุต คือ  $I_o = g_m (V^+ - V^-)$  เมื่อ  $V^+ - V^-$  คือค่าความแตกต่างแรงดันอินพุตขณะที่เอาต์พุตลงกราวด์ ดังนั้นจึงได้สมการ  $g_m = I_b / 2V_T$  เมื่อ  $I_b$  คือ ค่ากระแสไบอัสจากภายนอก



รูปที่ 3.6 โครงสร้างภายในอุปกรณ์ DDCCTA ที่ใช้ในการทดลองจริง

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และวงจรกรองผ่านความถี่สูง ให้มีความถี่คัตออฟ เท่ากับ 100 kHz ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ เท่ากับ 0.707 และมีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 2 เท่า

ดังนั้นสามารถคำนวณออกแบบวงจรเพื่อหาความถี่คัตออฟ ได้จากสมการที่ (3.56) และควอลิตี้แฟกเตอร์ได้จากสมการที่ (3.57) กำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  เมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_c = 100$  kHz และ  $Q = 0.707$  โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 2.4 nF และค่า  $g_m = 2.21$  mS ดังนั้นจะได้

$$I_B = 2g_m V_T \quad (3.162)$$

เมื่อ  $V_T$  คือค่าแรงดันเชิงอุณหภูมิจริง มีค่าเท่ากับ 26 mV จะได้

$$I_B = 2 \times 2.21 \times 10^{-3} \times 26 \times 10^{-3} = 115 \mu A \quad (3.163)$$

จากสมการที่ (3.56) หาค่า  $R_1$  จะได้

$$R_1 = \frac{g_{m1}}{(C\omega_0)^2} \quad (3.164)$$

$$R_1 = \frac{2.21 \times 10^{-3}}{(2,400 \times 10^{-12} \times 2 \times 3.14 \times 100 \times 10^3)^2} = 974 \Omega \quad (3.165)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.57) หาค่า  $R_2$  จะได้

$$R_2 = \frac{Q}{g_m} \sqrt{\frac{1}{g_m R_1}} \quad (3.166)$$

$$R_2 = \frac{0.707}{2.21 \times 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{2.21 \times 10^{-3} \times 974}} = 217 \, \Omega \quad (3.167)$$

ตัวอย่างการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ ให้มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ เท่ากับ 52 kHz ความถี่คัตออฟด้านสูง เท่ากับ 192 kHz ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ เท่ากับ 0.707 โดยวงจรกรองผ่านแถบความถี่ไม่มีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ มีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 2 เท่า

กำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$  และ  $C_1 = C_2 = C$  เมื่อต้องการให้วงจรมี  $f_{CL} = 52 \text{ kHz}$  และ  $f_{CH} = 192 \text{ kHz}$  และ  $Q = 0.707$  โดยใช้ตัวเก็บประจุค่า 2.4 nF และค่า  $g_m = 2.21 \text{ mS}$  โดยที่หาความกว้างของแบนด์วิดท์ได้จากสมการ

$$BW = f_{CH} - f_{CL} \quad (3.168)$$

จะได้

$$BW = (192 - 52) \times 10^3 = 140 \text{ kHz} \quad (3.169)$$

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

$$f_0 = \sqrt{52 \times 10^3 \times 192 \times 10^3} = 99.91 \text{ kHz} \approx 100 \text{ kHz} \quad (3.170)$$

จากสมการที่ (3.56) หาค่า  $R_1$  จะได้

$$R_1 = \frac{g_{m1}}{(C\omega_0)^2} \quad (3.171)$$

$$R_1 = \frac{2.21 \times 10^{-3}}{(2,400 \times 10^{-12} \times 2 \times 3.14 \times 100 \times 10^3)^2} = 974 \, \Omega \quad (3.172)$$

จากสมการที่ (3.57) หาค่า  $R_2$  จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_2 = \frac{Q}{g_m} \sqrt{\frac{1}{g_m R_1}} \quad (3.173)$$

$$R_2 = \frac{0.707}{2.21 \times 10^{-3}} \sqrt{\frac{1}{2.21 \times 10^{-3} \times 974}} = 217 \Omega \quad (3.174)$$

ดังนั้นเพื่อให้วงจรกรองความถี่ที่นำเสนองาน กรณีสองวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ และวงจรกรองผ่านความถี่สูง มีความถี่คัตออฟ เท่ากับ 100 kHz กรณีสองวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และวงจรกรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ เท่ากับ 52 kHz ความถี่คัตออฟด้านสูง เท่ากับ 192 kHz และค่าควอลิตี้แฟคเตอร์เท่ากับ 0.707 จะต้องปรับกระแส  $I_{B1} = I_{B2} = 115 \mu A$  กำหนดให้  $g_{m1} = g_{m2} = 2.21 \text{ mS}$ ,  $C_1 = C_2 = 2.4 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 974 \Omega$  และ  $R_2 = 217 \Omega$  จากการสังเคราะห์และออกแบบของวงจรกรองความถี่ที่ได้ รวมทั้งการวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรทั้งหมดที่ผ่านมา จะได้นำไปทดสอบผลในทางปฏิบัติของวงจรผ่านการต่อจริง เพื่อยืนยันผลในบทที่ 4 และสรุปอภิปรายผลวิทยานิพนธ์ในบทที่ 5 ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการวิจัยและวิเคราะห์ข้อมูล

เพื่อเป็นการยืนยันสมรรถนะการทำงาน ของวงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมด แรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ ที่ได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ใน บทที่ 3 ผู้วิจัยได้ทดสอบและพิสูจน์สมรรถนะการทำงานของวงจร ผ่านการจำลองการทำงานด้วย โปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง เพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการคำนวณ และวิเคราะห์ในทาง ทฤษฎี พร้อมทั้งอภิปรายผลของงานวิจัยดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

#### 4.1 ผลการทดสอบสมรรถนะการทำงานวงจรรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้าง มอสทรานซิสเตอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE

วงจรรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุต ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.25  $\mu\text{m}$  TSMC โดยค่าพารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์แสดง ในตารางที่ 4.1 ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่นำเสนอในรูปที่ 2.19 แสดงในตารางที่ 4.2 โดยใช้ โปรแกรม PSPICE จำลองการทำงาน และกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรอง ความถี่ตามตารางที่ 4.3 เพื่อเป็นการทดสอบและยืนยันสมรรถนะของวงจรที่นำเสนอ

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

0.25 $\mu\text{m}$ TSMC NMOS	0.25 $\mu\text{m}$ 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)

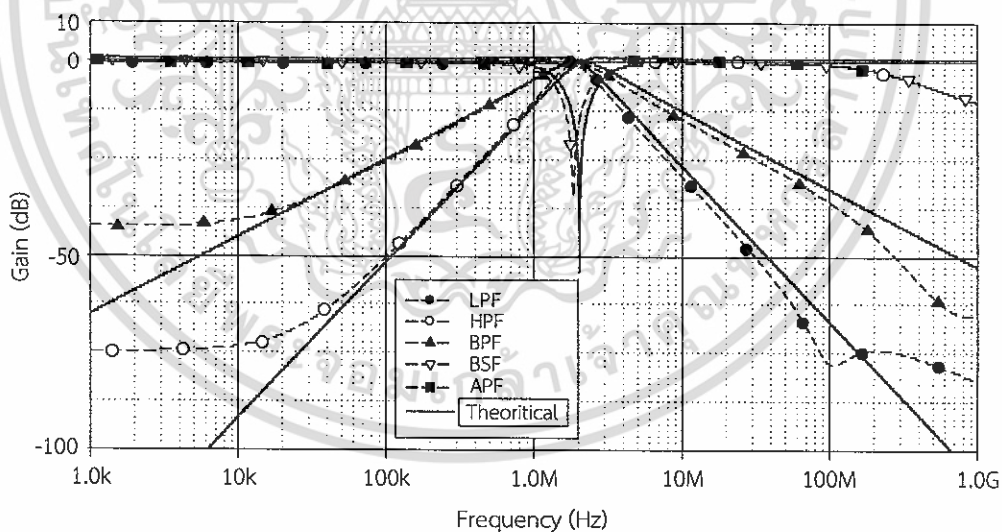
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ขนาดของมอสทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจรที่นำเสนอ

มอสทรานซิสเตอร์	W ( $\mu\text{m}$ )	L ( $\mu\text{m}$ )
M <sub>1</sub> -M <sub>4</sub>	1	0.25
M <sub>5</sub> -M <sub>8</sub> , M <sub>13</sub> -M <sub>14</sub>	15	0.25
M <sub>9</sub> -M <sub>12</sub>	3	0.25
M <sub>15</sub>	5.8	0.25
M <sub>16</sub> -M <sub>18</sub>	5	0.25
M <sub>19</sub> -M <sub>20</sub>	3	0.25
M <sub>R1</sub> -M <sub>R2</sub>	3.8	0.50

ตารางที่ 4.3 การกำหนดแรงดันอินพุตเพื่อให้วงจรตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่

ฟังก์ชันกรองความถี่	กำหนดป้อนแรงดันอินพุต		
V <sub>O</sub>	V <sub>in1</sub>	V <sub>in2</sub>	V <sub>in3</sub>
LPF	0	V <sub>in</sub>	0
HPF	0	-V <sub>in</sub>	V <sub>in</sub>
BPF	V <sub>in</sub>	0	0
BSF	0	0	V <sub>in</sub>
APF	-V <sub>in</sub>	0	V <sub>in</sub>

รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ที่  $I_b = 114 \mu\text{A}$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอในรูปแบบที่ 3.3 ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง  $\pm 1.25$  V และ  $V_{BB} = -0.55$  V ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และแพสซีฟได้แก่  $I_{B1} = I_{B2} = 114$   $\mu$ A และ  $C_1 = C_2 = 100$  pF โดยใช้ตัวต้านทานที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ เพื่อให้ได้ความถี่คัตออฟ หรือ  $f_c$  เท่ากับ 2.03 MHz ความถี่คัตออฟด้านต่ำ หรือ  $f_{CL}$  เท่ากับ 1.20 MHz ความถี่คัตออฟด้านสูง หรือ  $f_{CH}$  เท่ากับ 3.43 MHz อัตราการขยาย หรือ K เท่ากับ 1 และ  $Q=0.88$  ในทางอุดมคติ

การทดสอบผลการตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ที่นำเสนอ จะป้อนอินพุตด้วยสัญญาณไซน์ตามตารางที่ 4.3 พบว่าวงจรสามารถตอบสนองฟังก์ชันกรองความถี่ได้ทั้ง 5 แบบ คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.46)-(3.54) ได้เป็นอย่างดี และวงจรสามารถทำงานตอบสนองความถี่ได้ดังนี้ คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำมีความถี่คัตออฟ  $f_c = 1.83$  MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 9.85% ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงมีความถี่คัตออฟ  $f_c = 1.89$  MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 6.89% ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ  $f_{CL} = 1.15$  MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 4.16% ความถี่คัตออฟด้านสูง  $f_{CH} = 3$  MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 12.53% ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ  $f_{CL} = 1.14$  MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 5% ความถี่คัตออฟด้านสูง  $f_{CH} = 2.91$  MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 15.16% และ  $Q = 1$  มีสาเหตุมาจากกรณีที่อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งส่งผลกระทบต่อผลจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ DDCCTA ที่เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง ซึ่งได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.72) และผลกระทบต่อความต้านทานและความจุแฝงในตัว DDCCTA ดังที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.117) ดังจะอธิบายต่อไปนี้

กรณีผลกระทบที่มาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ DDCCTA จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่ามีผลกระทบต่อผลตอบสนองทางความถี่ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำและฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง ดังแสดงในรูปแบบที่ 4.1 ในกรณีส่งผลกระทบต่อฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำคือ เมื่อป้อนความถี่ค่าสูงมากๆ สัญญาณเอาต์พุตต้องเข้าใกล้ศูนย์ แต่จากผลการจำลองพบว่าสัญญาณเอาต์พุตไม่เข้าใกล้ศูนย์ตามอุดมคติ เป็นผลมาจากวงจรยังมีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแส ( $\beta$  และ  $\alpha$ ) ส่งผลให้มีแรงดันปรากฏออกทางด้านเอาต์พุตของวงจร ซึ่งสามารถอธิบายได้จากสมการที่ (3.74) ดังนี้ คือ เมื่อให้ความถี่เท่ากับอนันต์ โดยแทนค่าในเทอมของ  $s$  โดเมน โดยให้  $s = \infty$  พบว่าสมการถ่ายโอนซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง  $V_o / V_{in}$  ไม่เท่ากับศูนย์ เนื่องจากเทอมเศษ และส่วนของสมการถ่ายโอน มีค่าตัวแปรของความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ DDCCTA ปรากฏอยู่ ซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.74) และกรณีที่ส่งผลกระทบต่อฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง คือ เมื่อป้อนความถี่ค่าต่ำมากๆ สัญญาณเอาต์พุตต้องเข้าใกล้ศูนย์ แต่จากผลการจำลองพบว่าสัญญาณเอาต์พุตไม่เข้าใกล้ศูนย์ตามอุดมคติ เป็นผลมาจากวงจรยังมีค่าความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแส ส่งผลให้มีแรงดันปรากฏออกทางด้านเอาต์พุตของวงจร ดังแสดงในรูปแบบที่ 4.1 ซึ่งสามารถอธิบายได้จากสมการที่ (3.76) ดังนี้ คือ เมื่อให้ความถี่เท่ากับศูนย์ โดยแทนค่าในเทอมของ  $s$  โดเมน โดยให้  $s = 0$  พบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการถ่ายโอนซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง  $V_o / V_{in}$  ไม่เท่ากับศูนย์ เนื่องจากเทอมเศษ และส่วนของสมการถ่ายโอน มีค่าตัวแปรของความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ DDCCTA ปรากฏอยู่ ซึ่งสอดคล้องกับที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.76) ซึ่งจากการจำลองการทำงานของวงจร DDCCTA วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านแรงดันของวงจรผลต่างแรงดันพบว่าค่า  $\beta_1 = 0.9983$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 0.17%  $\beta_2 = 0.9970$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 0.30%  $\beta_3 = 0.9983$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 0.17% วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านกระแสของวงจรผลต่างแรงดัน  $\alpha = 0.9735$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 2.65%

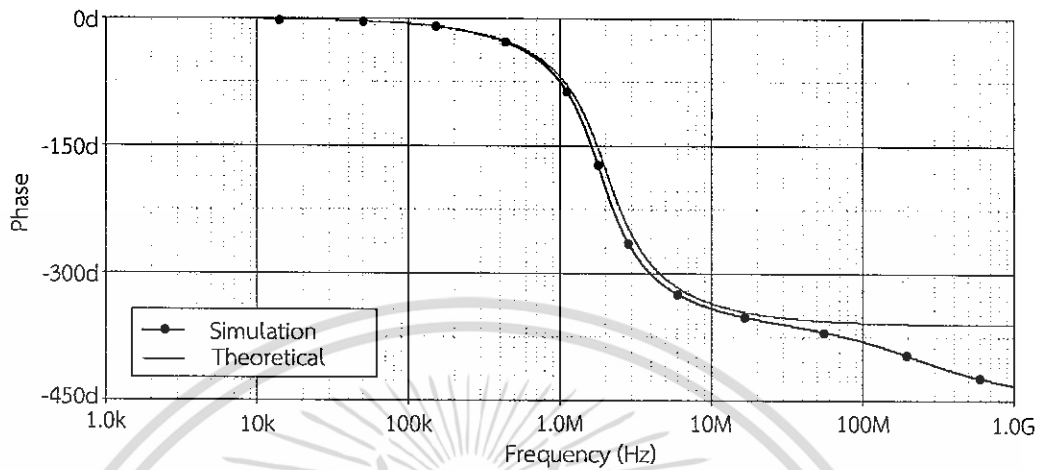
กรณีผลกระทบเนื่องจากความต้านทานและความจุแฝงในตัว DDCCTA เมื่อทำการวัดค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว  $Y_1$  พบว่ามีความต้านทานแฝงค่าเป็นอนันต์ และค่าความจุแฝง 1.37 fF วัดที่ขั้ว  $Y_2$  มีความต้านทานแฝงค่าเป็นอนันต์ และค่าความจุแฝง 1.63 fF วัดค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว  $Y_3$  พบว่ามีความต้านทานแฝงค่าเป็นอนันต์ และค่าความจุแฝง 1.65 fF วัดที่ขั้ว X มีความต้านทานแฝง 128.91  $\Omega$  วัดค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว Z พบว่ามีความต้านทานแฝง 41.63 k $\Omega$  และ ค่าความจุแฝง 15.34 fF วัดที่ขั้ว V มีความต้านทานแฝงค่าเป็นอนันต์ และค่าความจุแฝง 28.08 fF วัดที่ขั้ว O มีความต้านทานแฝงค่าเป็นอนันต์ และค่าความจุแฝง 10.27 fF ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ถึงผลกระทบจากค่าของอุปกรณ์แฝงที่ส่งผลต่อวงจรที่แสดงในรูปที่ 3.5 จะพบว่าที่โหนด A จะมีค่าความจุแฝงต่อขนานร่วมกับ  $C_1$  ส่งผลให้ค่า  $C_1$  มีค่าเพิ่มขึ้นจากที่ออกแบบไว้ คือ ค่าความจุ  $C_1$  รวมกับค่าความจุแฝงที่โหนด A ซึ่งมีค่าความจุแฝงทั้งหมด 27.01 fF ที่โหนด B จะมีค่าความจุแฝงต่อขนานร่วมกับ  $C_2$  ส่งผลให้ค่า  $C_2$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นจากที่ออกแบบไว้ คือ ค่าความจุ  $C_2$  รวมกับค่าความจุแฝงโหนด B ซึ่งมีค่าความจุแฝงทั้งหมด 11.90 fF ที่ขั้ว  $X_1$  จะมีค่าความต้านทานแฝงต่ออนุกรมร่วมกับ  $R_1$  ส่งผลให้ค่า  $R_1$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นจากที่ออกแบบไว้ คือ ค่าความต้านทาน  $R_1$  รวมกับค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว  $X_1$  ซึ่งมีค่าความต้านทานแฝงทั้งหมด 128.91  $\Omega$  และที่ขั้ว  $X_2$  จะมีค่าความต้านทานแฝงต่ออนุกรมร่วมกับ  $R_2$  ส่งผลให้ค่า  $R_2$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นจากที่ออกแบบไว้ คือ ค่าความต้านทาน  $R_2$  รวมกับค่าความต้านทานแฝงที่ขั้ว  $X_2$  ซึ่งมีค่าความต้านทานแฝงทั้งหมด 128.91  $\Omega$  ดังนั้นค่าอุปกรณ์แฝงต่างๆ เหล่านี้ จึงส่งผลให้การทำงานของวงจรโดยรวมตอบสนองความถี่ผิดพลาดไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี

การทดสอบการตอบสนองทางเฟสของวงจร โดยวัดจากฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่เพื่อยืนยันการทำงานของวงจรว่านำมาใช้เป็นวงจรเลื่อนเฟสได้จริง จากสมการที่ (3.55) นำผลที่ได้จากการวัดมาทำการพล็อตกราฟเพื่อแสดงผลการตอบสนองทางเฟสแต่ละช่วงความถี่แสดงในรูปที่ 4.2

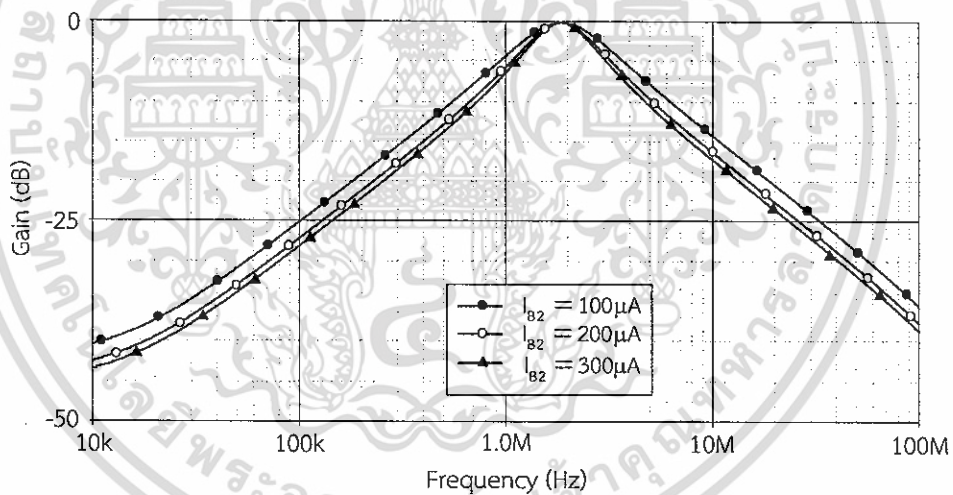
การทดสอบสมรรถนะการควบคุมควอลิตี้แฟคเตอร์ด้วยวิธีอเล็กทรอนิกส์ จำลองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยการปรับค่ากระแส  $I_{B2} = 100 \mu A, 200 \mu A$  และ  $300 \mu A$  ตามลำดับเพื่อปรับเปลี่ยนค่าควอลิตี้แฟคเตอร์ โดยทดสอบที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าวงจรให้การตอบสนองความถี่ธรรมชาติ หรือ  $f_0$  เท่ากับ 1.86 MHz เหมือนกัน แต่ค่าควอลิตี้แฟคเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง เพื่อยืนยันความสัมพันธ์ของสมการที่ (3.56)-(3.57) คือ สามารถปรับควอลิตี้แฟคเตอร์ได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่า  $g_{m2}$  ซึ่งค่า  $g_{m2}$  สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก หรือ  $I_{B2}$  โดยที่ค่าความถี่ธรรมชาติไม่มีการเปลี่ยนแปลงดังแสดงในรูปที่ 4.3

เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ตั้งแต่ 10 mVp - 120 mVp ความถี่  $f_0 = 1.86$  MHz ให้กับวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) เปรียบเทียบ

ความสัมพันธ์แรงดันสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองความถี่ พบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการที่ (3.46)-(3.55) ดังแสดงในรูปที่ 4.4 พบว่าเมื่อเพิ่มแรงดันสัญญาณอินพุตมากกว่า 100 mVp จะส่งผลให้แรงดันสัญญาณเอาต์พุตเริ่มผิดเพี้ยน

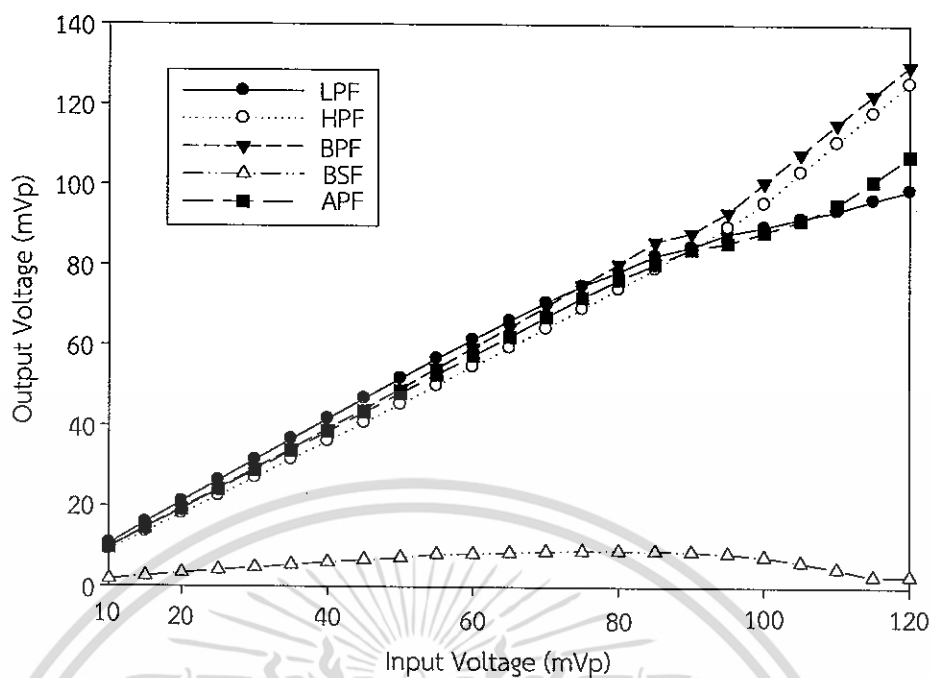


รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางเฟสของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่

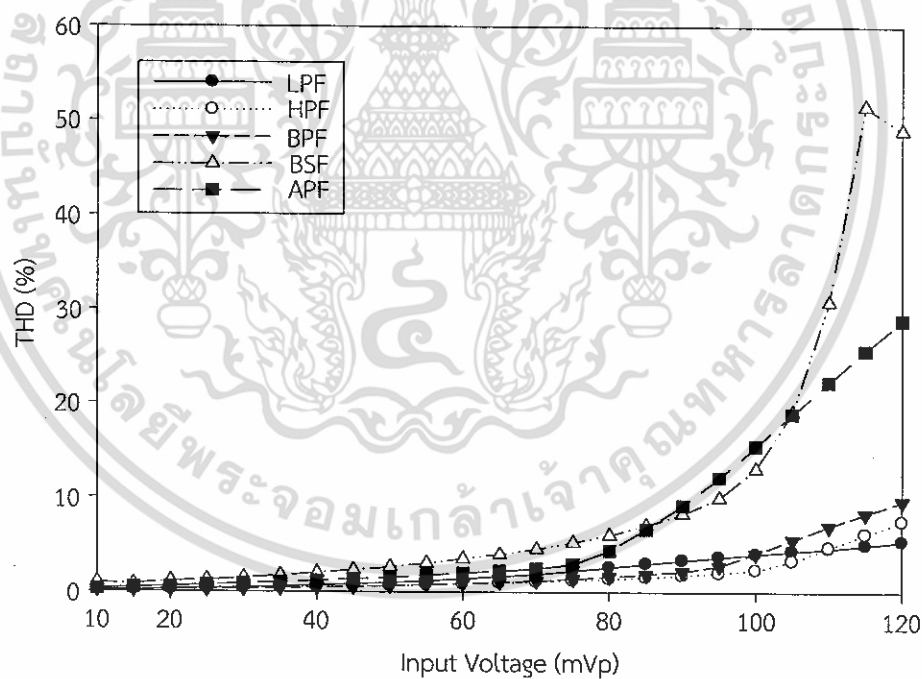


รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับกระแส  $I_{B2} = 100 \mu\text{A}$ ,  $200 \mu\text{A}$  และ  $300 \mu\text{A}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ผลการทดสอบค่าพิสัยแรงดันอินพุต



รูปที่ 4.5 ความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกของแต่ละฟังก์ชันกรองความถี่เทียบกับขนาดของแรงดันอินพุต

การทดสอบย่านการรับระดับแรงดันสัญญาณอินพุต (Input Dynamic range) ของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ โดยป้อนสัญญาณไซน์ให้อินพุตของวงจรที่ความถี่  $f_0 = 1.86 \text{ MHz}$  และปรับ

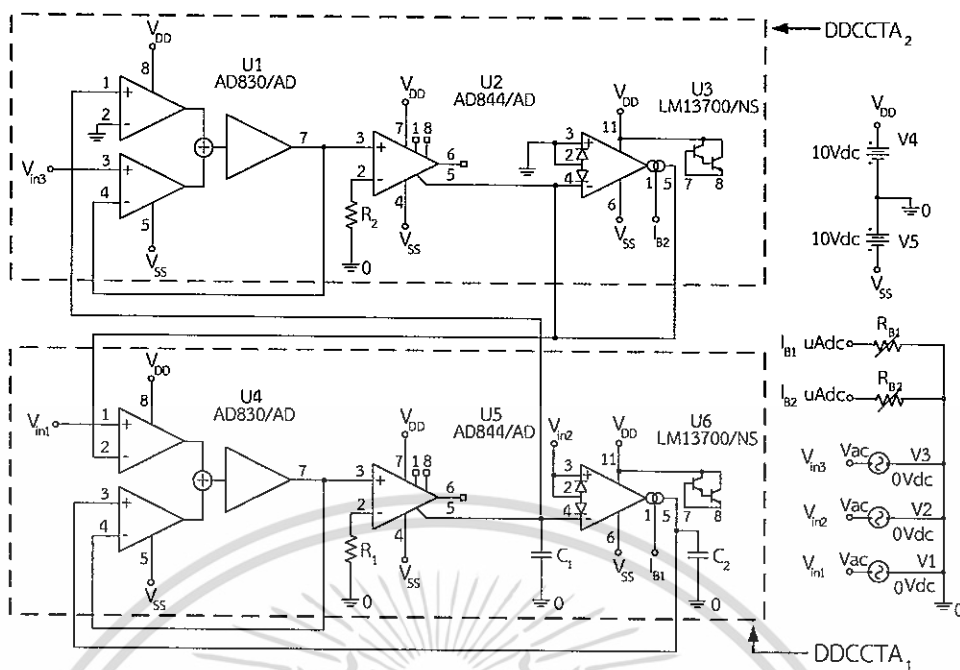
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันอินพุตตั้งแต่ 10 mVp-120 mVp ป้อนกระแสไบอัสให้คงที่  $I_{B1} = I_{B2} = 114 \mu\text{A}$  โดยทดสอบผลตอบสนองฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ เมื่อวัดแรงดันเอาต์พุต เพื่อวัดค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) ดังแสดงในรูปที่ 4.5 ในกรณีฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1 % อยู่ที่ 10 mV ถึง 60 mV คือ 0.16 % ถึง 0.88 % โดยค่าแรงดันที่มีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกต่ำที่สุดคือ 10 mV อยู่ที่ 0.16 % เมื่อค่าแรงดันอินพุตสูงขึ้น จะส่งผลให้ค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกสูงตามไปด้วย

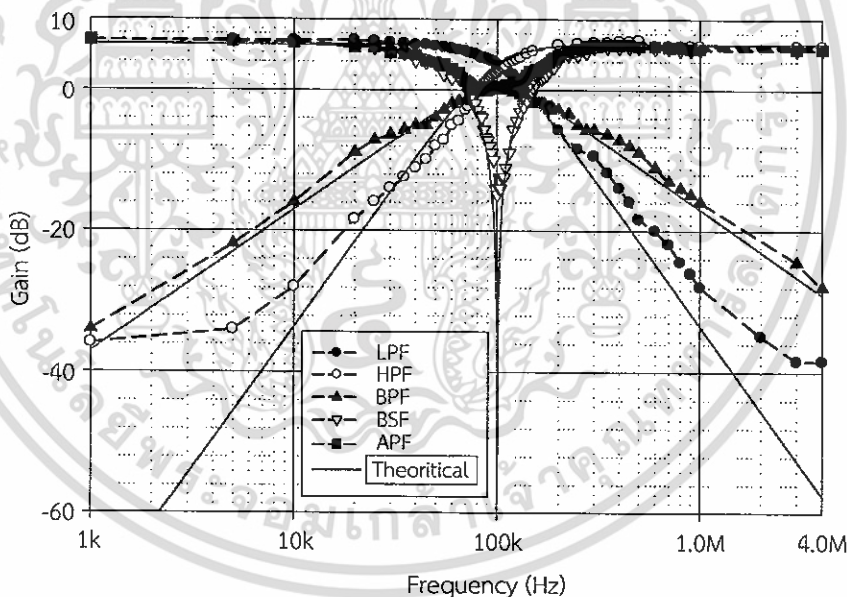
#### 4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอแบบโครงสร้างไอซีด้วยการต่อวงจรจริง

เมื่อจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE แล้ว จากนั้นได้ต่อวงจรจริงและวัดผลตอบสนองการทำงานของวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอ โดยต่อวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.6 ใช้ไอซีที่มีจำหน่ายในท้องตลาดต่อร่วมกันเป็นอุปกรณ์ DDCCTA ประกอบด้วย ไอซีเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับ ไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง (DDCC) และ ไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) โดยมีค่าอัตรการขยายกระแส ( $g_m$ ) เท่ากับ 1.22 mS

ในการทดสอบใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร  $\pm 10$  VDC,  $C_1 = C_2 = 2.4$  nF, ตัวต้านทาน  $R_1 = 974 \Omega$ ,  $R_2 = 217 \Omega$  และปรับค่ากระแส  $I_{B1} = I_{B2} = 115 \mu\text{A}$  โดยการต่อตัวต้านทาน  $R_{B1} = R_{B2} = 75$  k $\Omega$  ซึ่งแต่ละฟังก์ชันกรองความถี่ได้ถูกออกแบบให้มีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 2 เท่า ยกเว้นฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่จะไม่มีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต ป้อนอินพุตวงจรเป็นสัญญาณไซน์ 50 mV ตามตารางที่ 4.3 และปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้อินพุตของวงจร ตั้งแต่ 1 kHz ถึง 4 MHz จากนั้นวัดค่าแรงดันสัญญาณด้านเอาต์พุตเปรียบเทียบกับแรงดันสัญญาณอินพุตของวงจร หาค่าการตอบสนองความถี่ของสัญญาณแรงดันเอาต์พุตวงจรในแต่ละช่วงความถี่ และบันทึกไว้ในรูปแบบอัตราส่วนเอาต์พุตต่ออินพุตแต่ละช่วงความถี่ นำมาคำนวณเป็น  $20 \log(V_o / V_i)$  มีหน่วยเป็นเดซิเบล (dB) แล้วนำมาพล็อตกราฟ เพื่อแสดงผลการตอบสนองความถี่ของวงจร พบว่าวงจรให้ผลตอบสนองความถี่ได้ครบ 5 ฟังก์ชันคือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ ให้ผลสอดคล้องกับสมการที่ (3.46)-(3.55) แสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.6 วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ที่ใช้ในการทดลองจริง

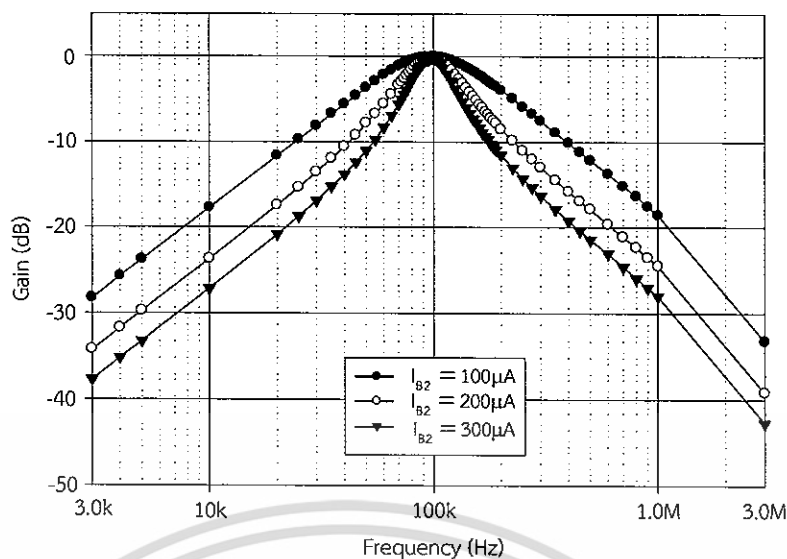


รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ที่  $I_b = 115 \mu A$

จากรูปที่ 4.7 วงจรสามารถทำงานตอบสนองความถี่ได้ดังนี้ คือ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำมีความถี่คัตออฟ  $f_c = 112.83 \text{ kHz}$  เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 12.83% และมีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 2 เท่า สอดคล้องกับสมการที่ (3.47) ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูงมีความถี่คัตออฟ  $f_c = 85.42 \text{ kHz}$  เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 14.58% และมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราขยายแรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 2 เท่า สอดคล้องกับสมการที่ (3.49) ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ  $f_{CL} = 57.76$  kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 11.07 % ความถี่คัตออฟด้านสูง  $f_{CH} = 166.40$  kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 13.33 % และไม่มีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต ซึ่งสอดคล้องกับสมการที่ (3.51) ฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ มีความถี่คัตออฟด้านต่ำ  $f_{CL} = 57.87$  kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 11.28 % ความถี่คัตออฟด้านสูง  $f_{CH} = 162.37$  kHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี 15.43 % และมีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 2 เท่า สอดคล้องกับสมการที่ (3.53) ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ มีอัตราขยายแรงดันเอาต์พุต เท่ากับ 2 เท่า สอดคล้องกับสมการที่ (3.55) แต่จะเห็นได้ว่าความถี่ช่วงความถี่ธรรมชาติแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง ซึ่งสอดคล้องกับเงื่อนไขที่ว่าอัตราขยายแรงดันของวงจรขยาย (K) ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ต้องเท่ากับ 1 เท่านั้น ซึ่งค่าเบี่ยงเบนของแต่ละฟังก์ชันนี้ เป็นผลมาจากอิทธิพลของวงจรในกรณีทำงานไม่เป็นไปตามอุดมคติ อันเนื่องมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของวงจรผลต่างแรงดันของ DDCCTA ที่เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง ( $\beta$  และ  $\alpha$ ) ซึ่งได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.72) ซึ่งจากการจำลองการทำงานของวงจร DDCCTA วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านแรงดันของวงจรผลต่างแรงดันพบว่าค่า  $\beta_1 = 0.9993$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 0.07 %  $\beta_2 = 0.9993$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 0.07 % และ  $\beta_3 = 0.9995$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 0.05 % วัดค่าความผิดพลาดการส่งผ่านกระแสของวงจรผลต่างแรงดัน  $\alpha = 0.9997$  เบี่ยงเบนไปจากหนึ่ง 0.03 % อีกทั้งค่าความต้านทานและค่าความจุแฝงในขั้วของ DDCCTA ซึ่งวิเคราะห์ไว้ในกรณีของค่าอุปกรณ์แฝงที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจร ในสมการที่ (3.117) ค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว  $Y_1$ ,  $Y_2$  และ  $Y_3$  ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรรวมเบอร์ AD830 จากคู่มือของบริษัทผู้ผลิตมีความต้านทานอินพุตวงจรที่  $370\text{k}\Omega$  และมีความจุอินพุต  $2\text{ pF}$  ค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว X ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรรวมเบอร์ AD844 จากคู่มือของบริษัทผู้ผลิตมีความต้านทานอินพุตวงจรที่  $10\text{M}\Omega$  และมีความจุอินพุต  $2\text{ pF}$  ค่าอุปกรณ์แฝงที่ขั้ว Z ซึ่งเป็นอินพุตของวงจรรวมเบอร์ LM13700 จากคู่มือของบริษัทผู้ผลิตมีความต้านทานอินพุตวงจรที่  $26\text{k}\Omega$  และมีความจุอินพุต  $4.8\text{ pF}$  ดังนั้นค่าอุปกรณ์แฝงต่างๆ เหล่านี้ จึงส่งผลให้การทำงานของวงจรโดยรวมตอบสนองความถี่ผิดพลาดไปจากการคำนวณในทางทฤษฎี รวมถึงค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาดของตัวเก็บประจุที่ใช้งานในทางปฏิบัติจริง รวมทั้งความผิดพลาดจากเครื่องมือวัด และอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลอง ซึ่งค่าความถี่  $f_0$  ที่ผิดพลาดไปจากการคำนวณในทางทฤษฎีนี้ สามารถปรับชดเชยได้ด้วยการปรับ  $I_{B1}$  และ  $I_{B2}$

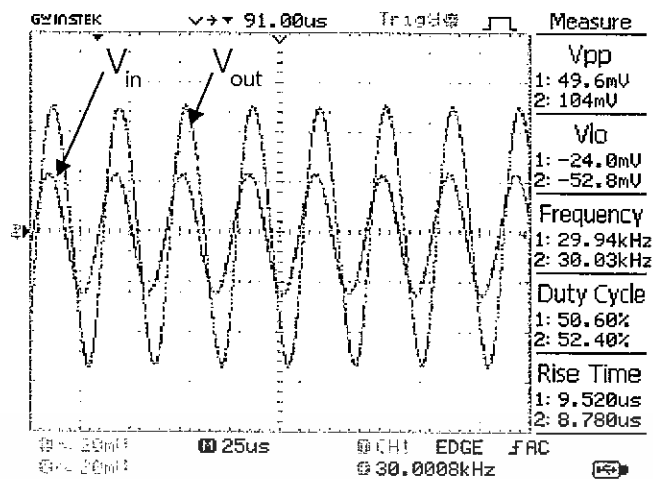


รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางความถี่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ เมื่อปรับกระแส  $I_{B2} = 100 \mu A$ ,  $200 \mu A$  และ  $300 \mu A$

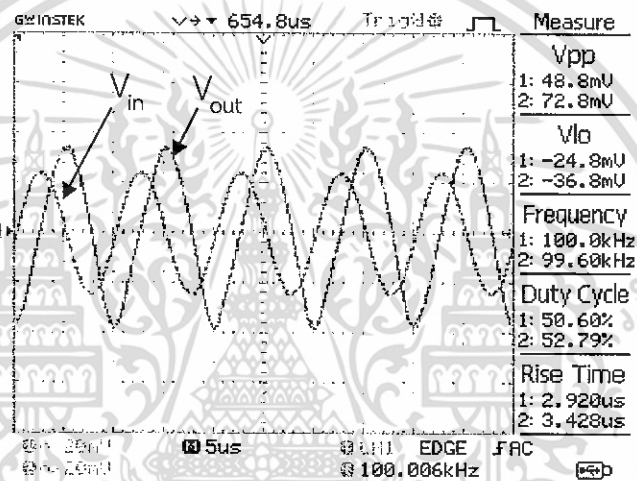
เพื่อยืนยันวงจรรองความถี่ที่นำเสนอสามารถควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ ทดสอบด้วยการป้อนแรงดันสัญญาณไซน์เข้าที่ขั้วอินพุตขนาด 50 mV แล้วปรับเปลี่ยนกระแสไบอัสที่จ่ายให้  $I_{B2} = 100 \mu A$ ,  $200 \mu A$  และ  $300 \mu A$  ทดสอบผลตอบสนองของวงจรรองผ่านแถบความถี่ พบว่าวงจรรองความถี่ให้การตอบสนองความถี่  $f_0$  เท่ากับ 96.82 kHz เหมือนกัน แต่ค่าควอลิตี้แฟกเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง จึงยืนยันได้ว่าค่าควอลิตี้แฟกเตอร์สามารถปรับได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติ โดยการปรับค่า  $g_{m2}$  ซึ่งค่า  $g_{m2}$  สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก  $I_{B2}$  โดยที่ค่าความถี่ธรรมชาติไม่มีการเปลี่ยนแปลงดังแสดงในรูปที่ 4.8

ในส่วนของการทดสอบผลตอบสนองการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ในโดเมนเวลา โดยอินพุตของวงจรมีสัญญาณไซน์แรงดัน 50mV จำนวน 3 ความถี่ คือ 30kHz, 100kHz และ 300kHz ปรับ  $I_{B1} = I_{B2} = 115 \mu A$  เพื่อเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าที่อินพุตและเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ ที่ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านความถี่สูงตามลำดับ และป้อนสัญญาณไซน์จำนวน 5 ความถี่ คือ 30kHz, 50kHz, 100kHz, 165kHz และ 300kHz เพื่อทำการเปรียบเทียบแรงดันไฟฟ้าที่อินพุตและเอาต์พุตของวงจรรองความถี่ ที่ฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ตามลำดับ กำหนดให้ CH1 เป็นสัญญาณแรงดันอินพุต ( $V_{in}$ ) และ CH2 เป็นสัญญาณแรงดันเอาต์พุต ( $V_{out}$ ) แสดงในรูปที่ 4.9-4.13

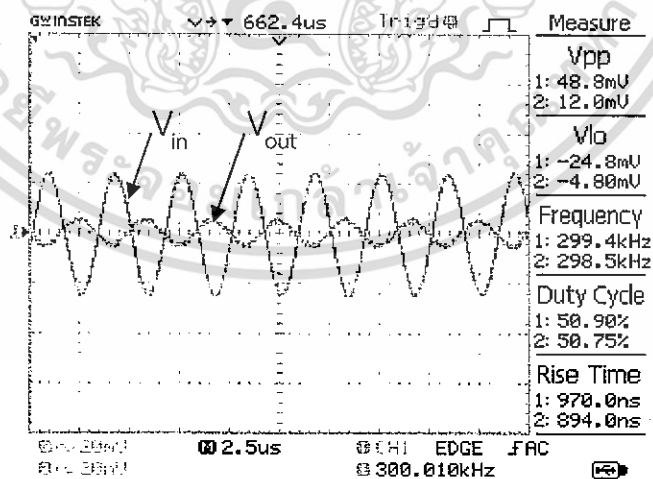
จากสมการที่ (3.46) กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in2} = V_{in}$  เพื่อทดสอบการทำงานฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีดังนี้ ช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่คัตออฟ คือ  $f = 30$  kHz สัญญาณแรงดันเอาต์พุตสูงเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และเมื่อความถี่อยู่ในช่วงความถี่คัตออฟ คือ  $f = 100$  kHz หรือมากกว่าความถี่คัตออฟ คือ  $f = 300$  kHz สัญญาณจะถูกลดทอนจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำซึ่งเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ ดังรูปที่ 4.9



(ก)



(ข)

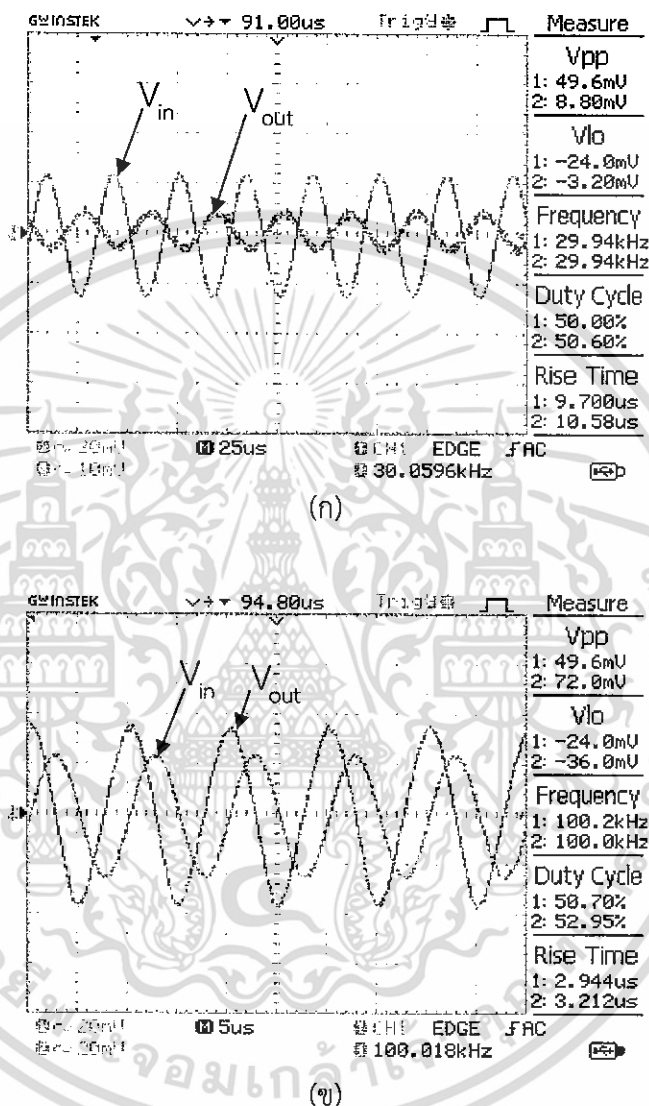


(ค)

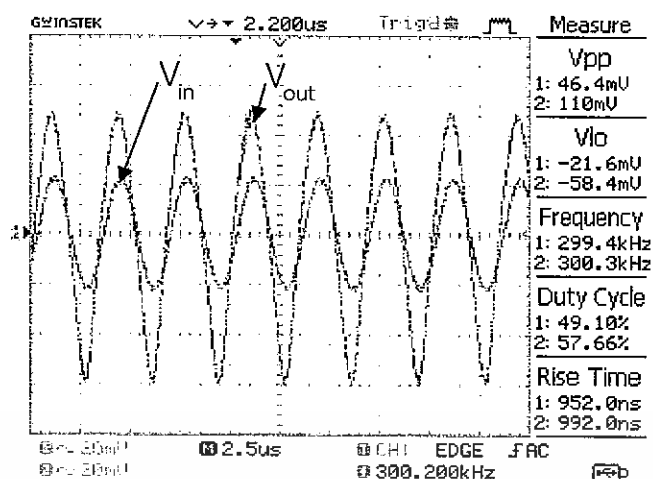
รูปที่ 4.9 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่ต่ำ  
(ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=100$  kHz และ (ค)  $f=300$  kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.48) กำหนดให้  $V_{in1} = 0$  และ  $-V_{in2} = V_{in3} = V_{in}$  เพื่อทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีดังนี้ ช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่คัตออฟ คือ  $f=30$  kHz สัญญาณจะถูกลดทอนให้แรงดันเอาต์พุตต่ำเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ และเมื่อความถี่อยู่ในช่วงความถี่คัตออฟ คือ 100 kHz หรือมากกว่าความถี่คัตออฟ คือ  $f=300$  kHz วงจรจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตสูงซึ่งเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ ดังรูปที่ 4.10



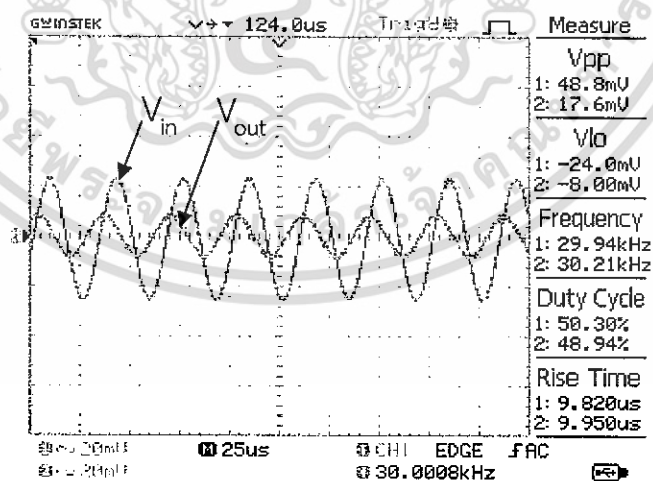
รูปที่ 4.10 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง  
(ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=100$  kHz และ (ค)  $f=300$  kHz



(ค)

รูปที่ 4.10 (ต่อ) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง  
(ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=100$  kHz และ (ค)  $f=300$  kHz

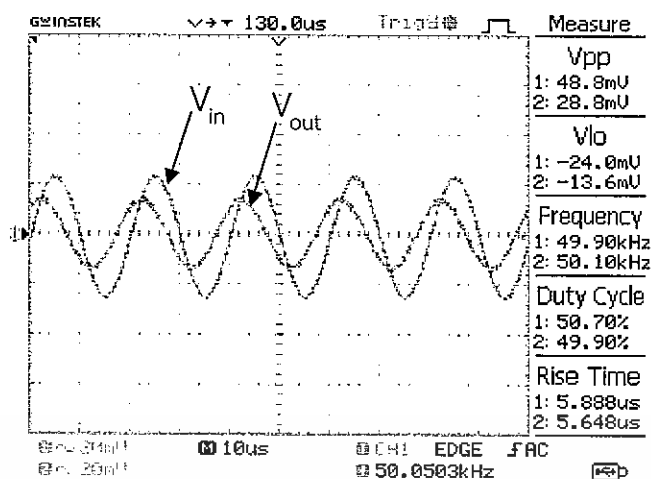
จากสมการที่ (3.50) กำหนดให้  $V_{in2} = V_{in3} = 0$  และ  $V_{in1} = V_{in}$  เพื่อทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีดังนี้ ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ธรรมชาติ คือ  $f=30$  kHz และที่ความถี่มากกว่าความถี่ธรรมชาติ คือ  $f=300$  kHz สัญญาณจะถูกลดทอนให้แรงดันเอาต์พุตต่ำเป็นช่วงหยุดแถบความถี่ ที่ความถี่ช่วงความถี่ธรรมชาติ คือ  $f=100$  kHz วงจรจะให้ผลค่าแรงดันเอาต์พุตสูงเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และที่ช่วงความถี่คutoff ด้านต่ำ คือ  $f=50$  kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มมากขึ้น และที่ช่วงความถี่คutoff ด้านสูง คือ  $f=165$  kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มลดลง ดังรูปที่ 4.11



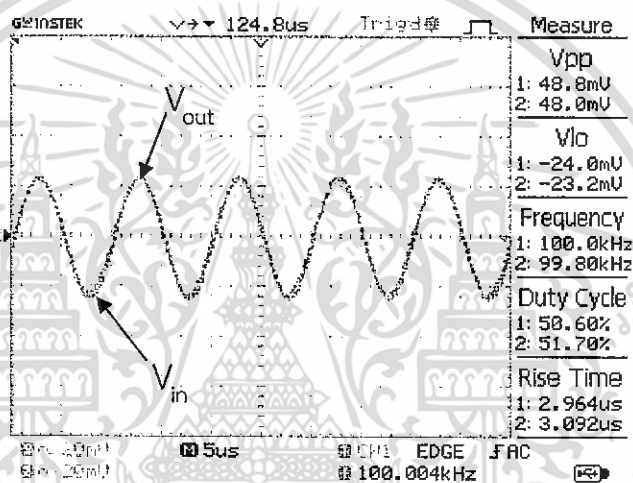
(ก)

รูปที่ 4.11 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก)  $f=30$  kHz,  
(ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

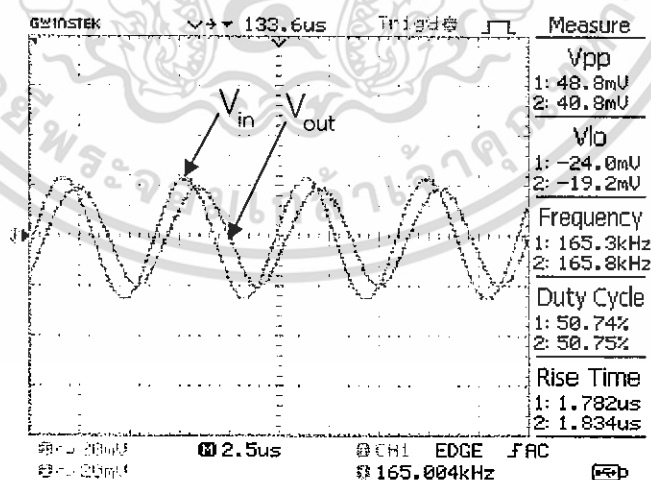
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)



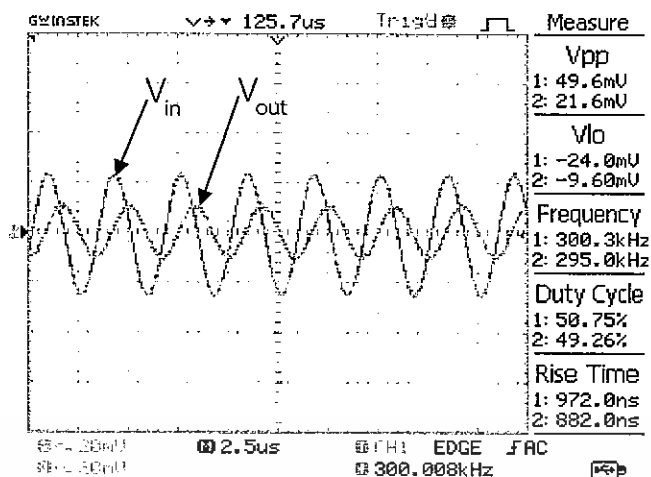
(ง)

รูปที่ 4.11 (ต่อ) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก)  $f=30$  kHz,

(ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

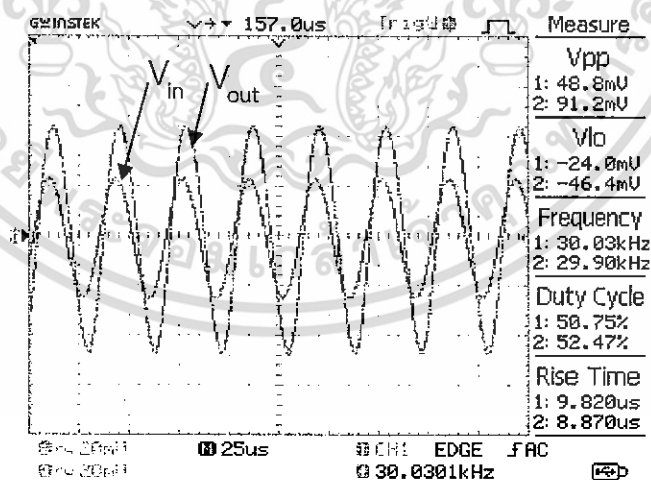
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ 4.11 (ต่อ) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ (ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

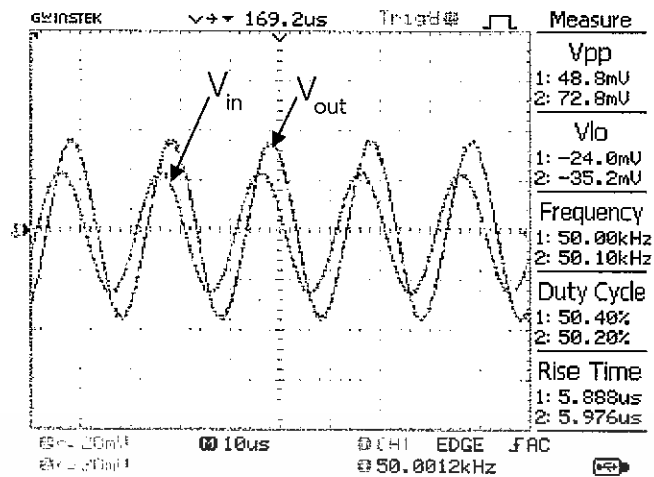
จากสมการที่ (3.52) กำหนดให้  $V_{in1} = V_{in2} = 0$  และ  $V_{in3} = V_{in}$  เพื่อทดสอบการทำงานของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ พบว่าให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎีดังนี้ ที่ความถี่ช่วงความถี่ธรรมชาติ คือ  $f=100$  kHz แรงดันเอาต์พุตต่ำเป็นช่วงแถบหยุดความถี่ ส่วนช่วงความถี่ต่ำและสูงกว่าความถี่ธรรมชาติ คือ  $f=30$  kHz และ  $f=300$  kHz แรงดันเอาต์พุตสูงเป็นช่วงผ่านแถบความถี่ และที่ช่วงความถี่คั่นออฟด้านต่ำ  $f=50$  kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มลดลง ที่ช่วงความถี่คั่นออฟด้านสูง  $165$  kHz แรงดันเอาต์พุตจะเริ่มเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 4.12



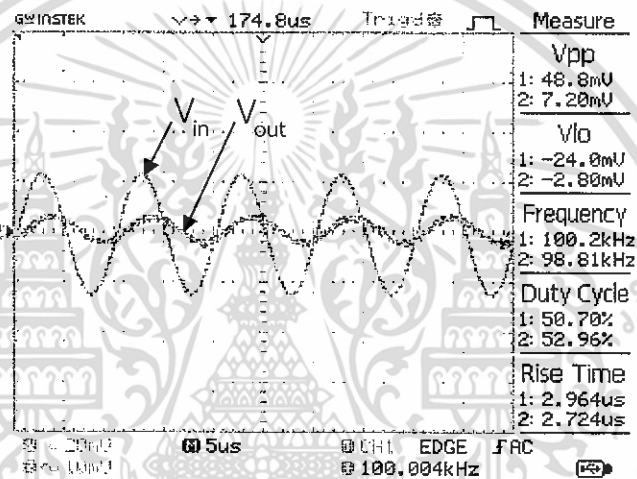
(ก)

รูปที่ 4.12 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

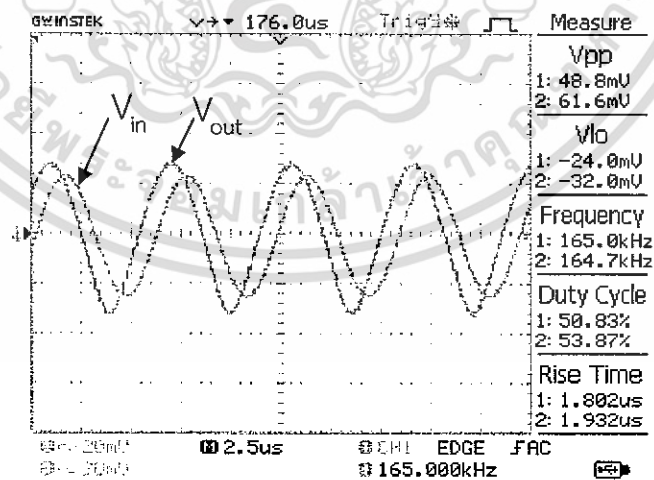
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



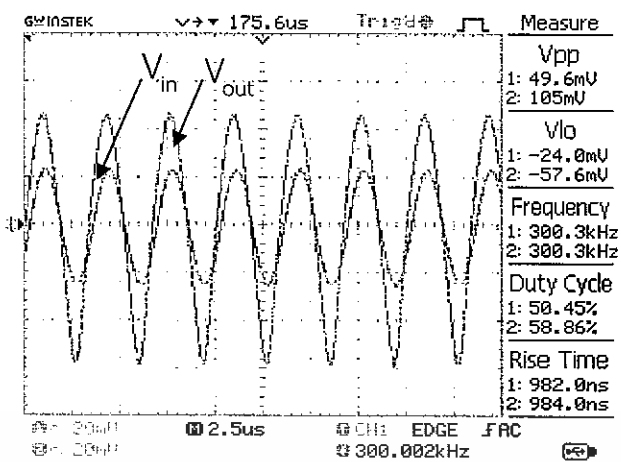
(ค)



(ง)

รูปที่ 4.12 (ต่อ) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

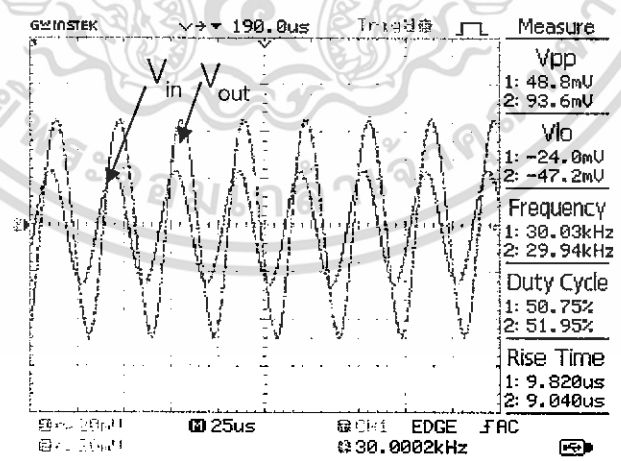
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ 4.12 (ต่อ) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองหยุดแถบความถี่ (ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

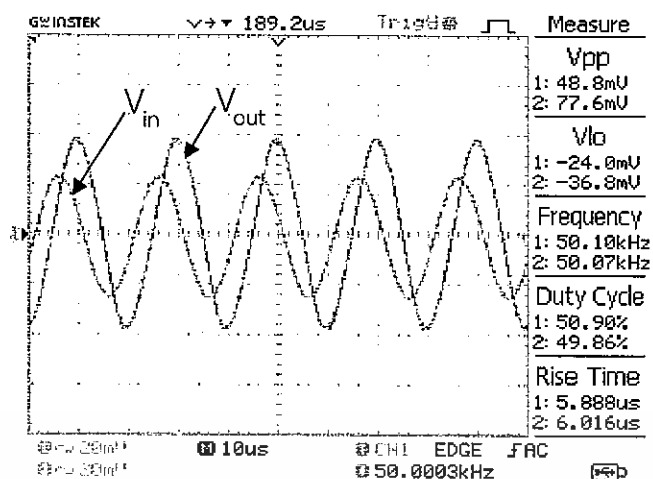
จากสมการที่ (3.54) กำหนดให้  $V_{in2} = 0$  และ  $-V_{in1} = V_{in3} = V_{in}$  ทดสอบการทำงาน ฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ โดยป้อนสัญญาณอินพุตให้วงจร 5 ความถี่ คือ  $f=30$  kHz,  $f=50$  kHz,  $f=100$  kHz,  $f=165$  kHz และ  $f=300$  kHz วัดแรงดันสัญญาณเอาต์พุตของวงจร พบว่าที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ธรรมชาติ คือ  $f=30$  kHz,  $f=50$  kHz และที่ความถี่มากกว่าความถี่ธรรมชาติ คือ  $f=165$  kHz และ  $f=300$  kHz ให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรมีขนาดเกือบสองเท่าของแรงดันอินพุตมีผลใกล้เคียงทางทฤษฎี แต่ที่ความถี่ช่วงความถี่ธรรมชาติ  $f=100$  kHz สัญญาณถูกลดทอนลงทำให้แรงดันเอาต์พุตมีขนาดเท่าแรงดันอินพุต ซึ่งสาเหตุเกิดจากค่าผิดพลาดต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วข้างต้น และเงื่อนไขของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ คือ อัตราขยายแรงดันของวงจรขยาย (K) ต้องเท่ากับ 1 เท่านั้น ส่วนเฟสของสัญญาณแต่ละความถี่จะเปลี่ยนแปลงต่างกัน ดังรูปที่ 4.13



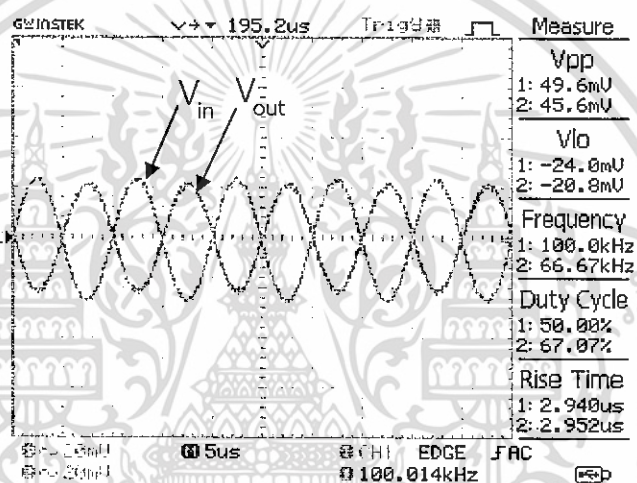
(ก)

รูปที่ 4.13 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

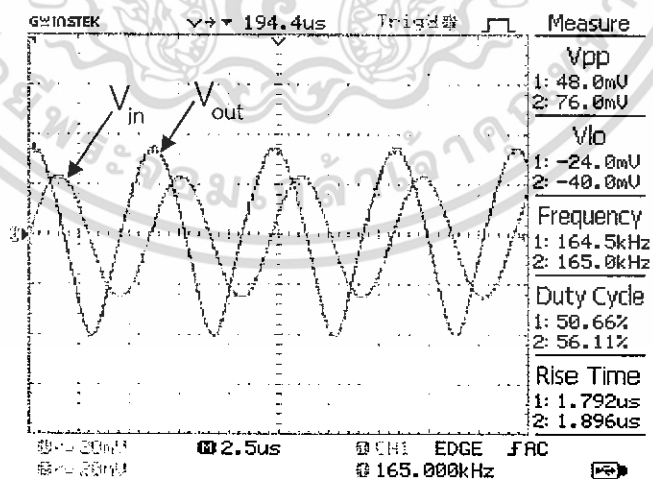
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)

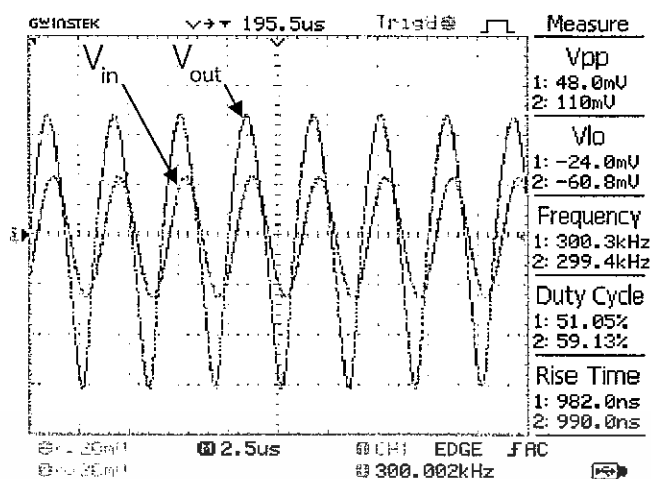


(ค)



(ง)

รูปที่ 4.13 (ต่อ) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ)

รูปที่ 4.13 (ต่อ) สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ (ก)  $f=30$  kHz, (ข)  $f=50$  kHz, (ค)  $f=100$  kHz, (ง)  $f=165$  kHz และ (จ)  $f=300$  kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผล อภิปรายผลและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการสังเคราะห์และการออกแบบ วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตควบคุมความถี่ธรรมชาติและควอลิตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โดยแนวคิดในการสังเคราะห์และออกแบบวงจรประกอบด้วย อินทิเกรเตอร์แบบไม่มีการสูญเสียสองวงจร ทำงานร่วมกับวงจรรวมสัญญาณ และวงจรขยายสัญญาณ การสังเคราะห์และการออกแบบวงจรใช้ DDCCTA เป็นอุปกรณ์หลักที่พหุประสงค์ เริ่มต้นจากการศึกษาทฤษฎีหลักการของวงจรกรองความถี่และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง กับวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดันที่มีผู้นำเสนอก่อนหน้าแล้ว รวมทั้งหลักการและคุณสมบัติของวงจรรวมสำเร็จรูป DDCCTA จากนั้นจึงได้ทำการสังเคราะห์และการออกแบบวงจรกรองความถี่ ให้สามารถตอบสนองการทำงานได้ 5 พิงก์ชัน ได้แก่ พิงก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่และกรองผ่านทุกความถี่ รวมถึงวิเคราะห์หาสมรรถนะของวงจรเมื่อ DDCCTA ทำงานในกรณีเป็นอุดมคติและไม่เป็นอุดมคติ ค่าความไวของวงจรกรองความถี่ที่มีผลมาจากตัวแปรอุปกรณ์สุดท้ายจึงนำวงจรที่ได้ไปทดสอบสมรรถนะผ่านการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และต่อวงจรจริง ผลที่ได้จากการทดสอบนำมาเปรียบเทียบกับผลในทางทฤษฎีที่ได้จากการคำนวณ จากนั้นจึงนำสมรรถนะของวงจรที่ได้มาเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เกี่ยวข้องที่ได้ศึกษามา ผู้วิจัยจึงสรุปผล อภิปรายผล และมีข้อเสนอแนะของงานวิจัยดังต่อไปนี้

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

การทดสอบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอด้วยโปรแกรม PSPICE ที่มีโครงสร้างของ DDCCTA ใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์ 0.25  $\mu\text{m}$  TSMC และต่อวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ AD830 ต่อร่วมกับไอซีเบอร์ AD844 ทำหน้าที่เป็นวงจรสายพานกระแสชนิดมีอินพุตแรงดันความแตกต่าง (DDCC) และไอซีเบอร์ LM13700 ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายความนำถ่ายโอน (OTA) การทดสอบสมรรถนะของวงจร ถูกต้องตามหลักการเหตุผลที่ได้กล่าวไว้ในความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ตรงตามวัตถุประสงค์ที่ได้กล่าวไว้ การสังเคราะห์และออกแบบเป็นไปตามกรอบแนวคิด อีกทั้งคุณสมบัติและสมรรถนะของวงจรที่ได้ก็อยู่ในขอบเขตการวิจัยที่กำหนดไว้ในบทที่ 1 โดยมีรายละเอียดขั้นตอนและผลการทดสอบโดยสรุปได้ดังนี้

ทดสอบวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอโดยใช้เทคโนโลยีมอสทรานซิสเตอร์เป็นโครงสร้างของ DDCCTA ผ่านการจำลองผลการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE วงจรใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง  $\pm 1.25\text{ V}$  และ  $V_{\text{BB}} = -0.55\text{ V}$  ปรับ  $I_{\text{B1}} = I_{\text{B2}} = 114\ \mu\text{A}$  ใช้ตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 100\ \text{pF}$  ใช้ตัวต้านทานที่สร้างจากมอสทรานซิสเตอร์ ป้อนสัญญาณไซน์อินพุต 50mV จากการทดสอบพบว่าวงจรสามารถตอบสนองการทำงานได้ 5 พิงก์ชัน ได้แก่ พิงก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ โดยให้ผลตอบสนองความถี่  $f_0$  ที่ 1.86 MHz เบี่ยงเบนไปจากการคำนวณในทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎี 8.37 % ซึ่งมีสาเหตุมาจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของ DDCCTA และผลกระทบจากความต้านทานและความจุแฝงในตัว DDCCTA เมื่อป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ตั้งแต่ 10 mVp - 120 mVp ความถี่  $f_0 = 1.86$  MHz เพื่อทดสอบผลตอบสนองทางเวลา (Transient) เพื่อเปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันอินพุต และค่าแรงดันเอาต์พุตมีความสอดคล้องกับทฤษฎีที่ได้วิเคราะห์ไว้ในสมการ (3.46)-(3.55) ทดสอบค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิก (Total Harmonic Distortion : THD) โดยป้อนแรงดันอินพุตสัญญาณไซน์ที่ความถี่  $f_0 = 1.86$  MHz ปรับค่าแรงดันอินพุตตั้งแต่ 10 mVp - 120 mVp โดยป้อนกระแส  $I_{B1} = I_{B2} = 114 \mu\text{A}$  ในกรณีฟังก์ชันกรองผ่านแถบความถี่ พบว่าย่านการรับแรงดันอินพุตที่ให้ความผิดเพี้ยนไม่เกิน 1% อยู่ที่ 10 mVp ถึง 60 mVp คือ 0.16 % ถึง 0.88 % โดยค่าแรงดันที่มีค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกต่ำที่สุดคือ 10 mVp อยู่ที่ 0.16 % จากนั้นทดสอบการปรับควอลิตี้แฟคเตอร์ด้วยวิธีอิล็กทรอนิกส์โดยการเปลี่ยนกระแส  $I_{B2} = 100\mu\text{A}, 200\mu\text{A}$  และ  $300\mu\text{A}$  ได้ความถี่  $f_0 = 1.86$  MHz เหมือนกัน แต่ค่าควอลิตี้แฟคเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง ยืนยันผลได้ว่าสามารถปรับควอลิตี้แฟคเตอร์ได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติโดยการปรับค่า  $g_{m2}$  ซึ่งค่า  $g_{m2}$  สามารถปรับได้ด้วยกระแสไบอัสจากภายนอก  $I_{B2}$  โดยที่ค่าความถี่ธรรมชาติไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ทดสอบวงจรจริงโดยใช้ไอซีเบอร์ AD830, AD844 และ LM13700 ต่อร่วมกันเป็นโครงสร้างของ DDCCTA ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง  $\pm 10\text{V}$  ใช้ตัวเก็บประจุ  $C_1 = C_2 = 2.4$  nF ใช้ตัวต้านทาน  $R_1 = 974\Omega$  และ  $R_2 = 217\Omega$  ใช้ตัวต้านทาน  $R_{B1} = R_{B2} = 75\text{k}\Omega$  เพื่อให้ได้ค่ากระแส  $I_{B1} = I_{B2} = 115\mu\text{A}$  ในทางทฤษฎี สามารถคำนวณผลค่าความถี่ธรรมชาติ  $f_0$  ได้ 100 kHz ผลการทดสอบวงจรให้ผลตอบสนองการทำงานได้ 5 ฟังก์ชันได้แก่ ฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง กรองผ่านความถี่ต่ำ กรองผ่านแถบความถี่ กรองหยุดแถบความถี่ และกรองผ่านทุกความถี่ วัดผลตอบสนองความถี่  $f_0$  ได้ 96.82 kHz เบี่ยงเบนไปจากผลการคำนวณในทางทฤษฎี 3.18 % สาเหตุจากความผิดพลาดในการส่งผ่านแรงดันและกระแสจากอินพุตไปยังเอาต์พุตของวงจรผลต่างแรงดันและค่าอุปกรณ์แฝงของ DDCCTA เมื่อทดสอบการปรับควอลิตี้แฟคเตอร์โดยการปรับค่ากระแส  $I_{B2} = 100\mu\text{A}, 200\mu\text{A}$  และ  $300\mu\text{A}$  ได้ความถี่  $f_0 = 96.82$  kHz เหมือนกัน แต่ค่าควอลิตี้แฟคเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง ยืนยันผลได้ว่าสามารถปรับควอลิตี้แฟคเตอร์ได้อิสระจากความถี่ธรรมชาติด้วยวิธีอิล็กทรอนิกส์ได้เมื่อต่อวงจรจริง

## 5.2 อภิปรายผลการวิจัย

จากการศึกษางานวิจัยที่มีผู้วิจัยนำเสนอไว้ ได้กล่าวถึงจุดเด่นและข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยที่ผ่านมาในบทที่ 1-2 แสดงคุณสมบัติไว้ในตารางที่ 1.1 เมื่อเปรียบเทียบกับงานวิจัยนี้พบว่าสามารถพัฒนาแก้ไขข้อจำกัดของงานวิจัยก่อนหน้าที่ได้ศึกษาในบทที่ 1 ซึ่งทำให้งานวิจัยนี้มีความสะดวกในการนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยสรุปมีคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่น ดังนี้

5.2.1 สามารถปรับควอลิตี้แฟคเตอร์และความถี่ธรรมชาติได้ด้วยวิธีอิล็กทรอนิกส์แบบอิสระจากกัน

5.2.2 อุปกรณ์พลัสชิฟต์อลงกราวนด์

5.2.3 วงจรมีความต้านทานทางด้านอินพุตสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 5.2.4 ไม่ต้องใช้วงจรขยายสองเท่าเพิ่มเติมทุกฟังก์ชันกรองความถี่

ดังนั้น จากคุณสมบัติที่เป็นจุดเด่นดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถยืนยันได้ว่างานวิจัยนี้ได้พัฒนาแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ของงานวิจัยก่อนหน้า ทำให้สะดวกต่อการนำไปพัฒนาใช้งานในภาคอุตสาหกรรม การผลิตวงจรรวมง่ายต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นส่วนประกอบวงจรจริงที่ต้องการส่วนประกอบวงจรกรองความถี่หลายหน้าที่ ตลอดจนเป็นประโยชน์ต่อการศึกษาพัฒนางจรกรองความถี่หลายหน้าที่ในขั้นสูงต่อไป

### 5.3 ข้อเสนอแนะในงานวิจัยครั้งต่อไป

วงจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์ ใช้วงจรรวมสำเร็จรูป DDCCTA ในการออกแบบและทดลอง ซึ่ง DDCCTA ในปัจจุบันยังไม่ได้ผลิตให้อยู่ในรูปของไอซี ถ้าต้องการนำวงจรกรองความถี่ในงานวิจัยนี้ไปต่อจริง จำเป็นต้องใช้ไอซี ที่มีจำหน่ายในเชิงพาณิชย์ เช่น AD830, AD844 และ LM13700 มาต่อเป็นโครงสร้างของ DDCCTA ซึ่งอาจใช้อุปกรณ์หลายตัว ทำให้วงจรโดยรวมมีขนาดใหญ่ไม่สะดวกในการใช้งาน และหากต้องการนำไปพัฒนาสร้างเป็นวงจรรวม ก็สามารถทำได้โดยเลือกใช้โครงสร้างในระดับทรานซิสเตอร์ที่ได้มีนักพัฒนางจรได้สังเคราะห์และออกแบบไว้ มาเป็นส่วนประกอบของโครงสร้าง DDCCTA ได้เลย อย่างไรก็ตามวงจรวงจรกรองความถี่ที่นำเสนอนี้ก็ยังมีข้อจำกัด คือ ความต้านทานเอาต์พุตสูงจึงไม่สะดวกที่จะนำไปต่อคาสเคด ต้องใช้วงจรขยายกลับขั้วสัญญาณ (Inverting Amplifier) เพิ่มเติมที่อินพุตที่สอง หรือ  $V_{in2}$  ของฟังก์ชันกรองผ่านความถี่สูง และที่อินพุตที่หนึ่ง หรือ  $V_{in1}$  ของฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่ และฟังก์ชันกรองผ่านทุกความถี่มีผลตอบสนองที่ดีในกรณีที่อัตราขยายแรงดันมีค่าเท่ากับ 1 เท่านั้น

สำหรับการวิจัยครั้งต่อไปในอนาคต ผู้วิจัยมีความเห็นสมควรที่จะพัฒนางจรกรองความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันสามอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีอิเล็กทรอนิกส์นี้ให้มีสมรรถนะสูงขึ้น พัฒนางจรแก้ไขข้อจำกัดของวงจรดังที่กล่าวไว้ข้างต้น หรือพัฒนาโครงสร้างของวงจรให้สามารถตอบสนองความถี่ได้สูงขึ้น ทั้งนี้ผลงานที่ได้จากการวิจัยนี้ควรจะมีการนำไปพัฒนาต่อเพื่อให้เกิดประโยชน์ต่อภาคอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม และการศึกษาในรายวิชาที่เกี่ยวข้องกับวงจรกรองความถี่ต่อไป

## บรรณานุกรม

- จิรัฐดา โกเชียยาภรณ์ . 2554. วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- มนตรี คำเงิน และ กอบชัย เดชหาญ. 2551. “วงจรถั่วด้านทานแบบลอยตัวโดยใช้วงจรถั่ว DDCC.” วิศวกรรมลาดกระบัง. ปีที่ 25 : 7-11.
- วิลาศ นิลสระคู. 2557. “การสังเคราะห์และออกแบบวงจรถั่วความถี่หลายหน้าที่อันดับสองโหมดแรงดันหลายอินพุต-หนึ่งเอาต์พุตที่ควบคุมได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์” ครุศาสตร์อุตสาหกรรมมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร. คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- ศุภชัย คลังทอง. 2554. “วงจรถั่วความถี่หลายหน้าที่โหมดแรงดัน โดยใช้วงจรถั่วขยายความนำถ่วงโอเนและยูนิฟอร์มดิสทริบิวต์อาร์ซี” วิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
- อัจฉรวรรณ เนื่องนิต. 2546. “วงจรถั่วความถี่หลายหน้าที่โหมดกระแส ที่มีสามอินพุตหนึ่งเอาต์พุตโดยใช้ CCII’s” วิศวกรรมศาสตร์มหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- Abuelma’atti, M.T. and Tasadduq, N.A. 1999. “A novel three inputs and one output universal current-mode filter using plus-type CCII.” *Microelectronics Journal* : 287-292.
- Chen. H.P. and Liao, Y.Z. 2008. “High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filter using FDCCII’s.” *The 9th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology.*
- Chiu, W.Y. and Horng, J.W. 2007. “High-input and low-output impedance voltage-mode universal biquadratic filter using DDCCs.” *IEEE Transactions on Circuits and Systems* : 649-652.
- Ghallab, Y.H., El-Ela, M.A., and Elsaid, M. 2000. “A novel universal voltage-mode filter With three inputs and single output using only two operational floating current conveyor.” *The 12<sup>th</sup> International Conference on Microelectronics* : 95-98.
- Horng, J.W. 2001. “High-input impedance voltage-mode universal biquadratic filter using three plus-type CCII’s.” *IEEE Transactions on Circuits and Systems* : 996–997.
- Kumngern, M. and Dejhan, K. 2010. “Electronically tunable voltage-mode universal filter with three-input single-output.” *IEEE International Conference on Devices Systems and Applications* : 7-10.
- Kumngern, M. and Junnapiya, S. 2010. “Voltage-mode universal filter with three-input single-output using DDCCs.” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 746-749.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Kumngern, M., and Junnapiya, S. 2013. "Tunable voltage-mode multifunction biquadratic filter with three inputs single output employing three single-ended OTAs and two capacitor." **The 4<sup>th</sup> International Conference on Intelligent System Modeling and Simulation** : 642-645.
- Kumngern, M., Somdunyanok, M. and Prommee. P. 2008. "High-input impedance voltage-mode multifunction filter with three-input single-output based on simple CMOS OTAs." **IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies** : 426-431.
- Ninsraku, W., Birolek, D., Jaikla, W. and Siripongdee. S. 2014. "Electronically Controlled high input and low output impedance voltage mode multifunction filter with grounded capacitors." **International Journal of Electronics and Communications** : 96-103.
- Pandy, N. and Paul, S.K. 2011. "Differential difference current conveyor Transconductance amplifier : A new analog building block for signal processing." **Journal of Electrical and Computer Engineering**, Article ID 361384.
- Pushkar, K.L., Bhaskar, D.R. and Prasad, D. 2013. "A new MISO-type voltage-mode universal biquad using single VD-DIBA." **ISRN Electronics** , Article ID 478213.
- Sagbas. M. and Koksal, M. 2006. "An electronically tunable voltage-mode universal filter using two current conveyors." **Research in Microelectronics and Electronics** : 137-140.
- Tangsrirat. and Channumsin. 2011. "High-input impedance voltage-mode multifunction filter using a single DDCCTA and grounded passive element." **Radioengineering** : 905-910
- 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/ $\mu$ 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	นางสาว ภัทรพรรณ มณีแดง
วัน-เดือน-ปีเกิด	2 มกราคม 2532
สถานที่เกิด	จังหวัดแพร่
ที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 21 หมู่ 1 ตำบลแม่หลาย อำเภอเมืองแพร่ จังหวัดแพร่ 54000
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2550 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาปีที่ 6 โรงเรียนนารีนรัตน์จังหวัดแพร่ ปีการศึกษา 2555 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาครุศาสตร์วิศวะกรรม แขนงวิชาวิศวะกรรม อิเล็กทรอนิกส์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2557 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรครุศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ประวัติการทำงาน	อาจารย์ประจำแผนกวิชาสามัญ วิทยาลัยเทคนิคสัตหีบ พ.ศ. 2556 อาจารย์ประจำแผนกอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคโนโลยีภาคตะวันออก (อี.เทค) พ.ศ. 2557-ปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้